



**HAL**  
open science

# Solutions innovantes pour le packaging de convertisseurs statiques polyphasés

Eric Vagnon

► **To cite this version:**

Eric Vagnon. Solutions innovantes pour le packaging de convertisseurs statiques polyphasés. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2010. Français. NNT : . tel-00494431

**HAL Id: tel-00494431**

**<https://theses.hal.science/tel-00494431>**

Submitted on 23 Jun 2010

**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.

**UNIVERSITÉ DE GRENOBLE  
INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

N° attribué par la bibliothèque

|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|\_|

**THESE**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'Université de Grenoble  
délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble**

*Spécialité : « Génie Electrique »*

préparée au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab) dans le cadre de l'**Ecole Doctorale « Electrotechnique Electronique Automatique et Traitement du Signal »**

présentée et soutenue publiquement par

Eric VAGNON

le 15 mars 2010

*Titre :*

**Solutions innovantes pour le packaging de  
convertisseurs statiques polyphasés**

---

*Sous la direction de Jean-Christophe Crébier*

---

**JURY**

M. Thierry Lebey	Président
M. François Costa	Rapporteur
M. Zoubir Khatir	Rapporteur
M. Cyril Buttay	Examineur
M. Jean-Luc Schanen	Examineur
M. Jean-Christophe Crébier	Directeur de thèse
M. Yvan Avenas	Co-encadrant
M. Pierre-Olivier Jeannin	Co-encadrant



---

## REMERCIEMENTS

C'est finalement sans aucune solutions innovantes que je vais procéder maintenant à cet exercice périlleux, indispensable, attendu ... que sont les remerciements.

Et c'est donc sans originalité mais avec sincérité que je tiens à remercier l'ensemble des membres de mon jury de thèse. Monsieur Thierry Lebey d'avoir accepté de présider ce jury. Messieurs Zoubir Khatir et François Costa d'avoir accepté d'être rapporteur de ce travail de thèse. Et enfin Messieurs Jean-Luc Schanen et Cyril Buttay pour leur présence en tant qu'examineurs. Malgré tout le stress que peut générer une telle occasion, la présentation de mon travail de thèse devant ce « beau jury » fut un réel moment de plaisir.

Je tiens à remercier mon trio d'encadrants, Jean-Christophe Crébier, Yvan Avenas et Pierre-Olivier Jeannin. Cette thèse a été l'occasion d'inaugurer une collaboration entre trois personnalités/chercheurs qui s'est révélée foisonnante, totalement complémentaire et pleinement fructueuse. Je garderais à l'esprit ces réunions débordantes d'enthousiasme, où les idées fusaient de tous les côtés et où les pistes à explorer naissaient spontanément comme le bourgeon au printemps (et bien oui). Discussions qui pouvaient tout aussi bien démarrer à 6h du matin dans un TER et se poursuivre le soir dans ce même TER. On sous-estime trop la contribution du réseau ferré à l'avancement de la recherche française.

Chaque thèse est unique et la tâche des encadrants n'est pas aisée. La construction de cette collaboration entre le doctorant et ses encadrants progresse et évolue lentement tout au long de la thèse. Je tiens alors particulièrement à les remercier pour leur tolérance et leur adaptation dans cet exercice peu aisé, à leur compréhension des contraintes que je leur ai parfois imposé. Merci.

Je vais poursuivre ces remerciements par un petit retour en arrière. Je remercie Edith Clavel, qui outre le fait d'avoir contribué à ma réussite à l'agrégation, m'a fait visiter pour la première fois le LEG et m'a présenté à Gérard Meunier, personnage incontournable de cette histoire. Merci à Gérard de m'avoir toujours soutenu dans ce retour tardif à une formation universitaire. Je n'aurais sans doute pas fait de thèse sans cette aide et ce soutien sans faille.

Merci à Emmanuel Arnould qui a réalisé tous les dispositifs expérimentaux de cette thèse. Et enfin ... merci à tous ceux à qui je suis en train de penser en ce moment !

Merci Laure, Jules, Basile, Hector...quelle belle famille !



---

# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : LA CONCEPTION DE MODULES DE PUISSANCE</b>	
1. INTRODUCTION .....	6
2. LA CONCEPTION DE MODULES DE PUISSANCE 2D .....	7
2.1. Introduction .....	7
2.2. Description d'une structure 2D .....	7
2.2.1. Les points forts d'une structure 2D .....	9
2.2.2. Les points faibles d'une structure 2D .....	10
3. LA CONCEPTION DE MODULES 3D .....	13
3.1. Le principe d'une conception 3D .....	13
3.2. Le refroidissement double face .....	13
3.2.1. Remarques technologiques .....	15
3.2.2. Les points bloquants de la conception 3D .....	16
3.3. Conclusion .....	17
4. LE CONCEPT CHIP-ON-CHIP .....	18
4.1. Introduction .....	18
4.1.1. Une brique élémentaire : la cellule de commutation .....	18
4.1.2. Une autre exploitation de la 3D .....	19
4.1.3. La cellule de commutation 3D .....	20
4.1.4. La cellule de commutation à plat .....	21
4.2. Caractérisation électrostatique.....	22
4.2.1. Introduction .....	22
4.2.2. Identification des capacités .....	22
4.2.3. Mesures comparatives.....	24
4.3. Caractérisation électromagnétique.....	27
4.3.1. Interaction puissance commande.....	27
4.3.2. Diminution de l'inductance de la maille de commutation.....	32
4.3.3. Champ magnétique rayonné.....	38
5. CONCEPTION COUPLEE PUCE-PACKAGE .....	43
5.1. Introduction .....	43
5.2. La tenue en tension périphérique .....	44
5.2.1. Jonctions réalisées avec masque .....	44
5.2.2. Jonctions réalisées sans masque .....	45
5.3. Choix technologiques .....	46
5.3.1. Simulations numériques.....	46
5.3.2. Cheminement technologique.....	48
6. PERSPECTIVES CONCEPTUELLES.....	50
6.1. Introduction .....	50

6.2. Le bras d'onduleur 3D.....	51
6.2.1. Equivalence électrique .....	51
6.2.2. Le bras d'onduleur version CoC.....	53
6.2.3. Généralisation de l'approche.....	53
6.2.4. Quelques remarques .....	54
6.3. La double cellule de commutation.....	55
6.4. La conversion polyphasée .....	60
7. CONCLUSION.....	62

## **CHAPITRE II : CARACTERISATION ELECTRO-THERMIQUE D'UNE INTERFACE PRESSEE**

1. INTRODUCTION .....	64
2. PREMIERE CARACTERISATION ELECTRO-THERMIQUE D'UNE INTERFACE PRESSEE .....	65
2.1. Approche théorique d'une prise de contact par pression.....	65
2.1.1. Introduction.....	65
2.1.2. Modélisation des résistances de contact.....	66
2.2. Principe de mesure des résistances de contact.....	68
2.2.1. Principe de la mesure de la résistance thermique de contact .....	68
2.2.2. Principe de la mesure de la résistance électrique de contact .....	70
2.3. Mise en œuvre des dispositifs expérimentaux .....	70
2.3.1. Remarque préliminaire.....	70
2.3.2. Premier dispositif : contact Al-Cu.....	70
2.3.3. Deuxième dispositif : contact Cu-face d'une diode.....	73
2.4. Résultats expérimentaux.....	75
2.4.1. Résistance électrique de contact.....	75
2.4.2. Résistance thermique de contact .....	77
2.5. Conclusion.....	80
3. CARACTERISATION ELECTRIQUE D'UN CONTACT PRESSE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE.....	83
3.1. Introduction .....	83
3.2. Description du dispositif expérimental .....	83
3.2.1. Description matérielle .....	83
3.2.2. Principe de la mesure .....	86
3.2.3. Types de mesures réalisées .....	87
3.2.4. Mise en œuvre de la mesure .....	88
3.3. Résultats de caractérisation et analyses.....	89
3.3.1. Évolution de la chute de tension globale en fonction de la force de serrage .....	89
3.3.2. Résistance électrique de contact en fonction de la force de serrage .....	91
4. INFLUENCE DES ZONES DE CONTACT SUR LA REPARTITION DU COURANT DANS UNE PUCE.....	97
4.1. Introduction .....	97
4.2. Définition d'un modèle du contact pressé et de la puce.....	98
4.3. Modèle et identification des paramètres physiques de la métallisation .....	100
4.3.1. Modélisation de la métallisation d'une puce .....	100
4.3.2. Identification des paramètres physiques de la métallisation.....	100
4.4. Détermination expérimentale de la répartition du courant dans une puce.....	102
4.5. Détermination par simulation de la répartition du courant dans une puce.....	103
4.5.1. Commentaires sur le modèle 3D.....	103
4.5.2. Remarques sur les conditions de simulation.....	104

4.5.3. Résultats de simulation .....	105
4.5.4. Conclusion.....	106
5. CONCLUSION .....	109

### **CHAPITRE III : REALISATION DE MODULES DE PUISSANCE CHIP-ON-CHIP**

1. INTRODUCTION .....	112
2. STRATEGIES D'ASSEMBLAGE DES MODULES CHIP-ON-CHIP.....	113
2.1. Adaptation au layout en surface des puces.....	113
2.1.1. IGBT .....	113
2.1.2. Diode.....	114
2.1.3. Le contact de grille .....	115
2.2. Première stratégie d'assemblage : les puces dans une empreinte .....	116
2.3. Deuxième stratégie d'assemblage.....	118
3. METAUX DE REALISATION ET D'INTERFACE.....	119
3.1. Analyse de l'existant.....	119
3.2. Choix technologiques .....	121
4. MISE EN ŒUVRE DE MODULES CoC .....	121
4.1. Schémas électriques et topologies CoC correspondantes .....	121
4.1.1. Hacheur série .....	121
4.1.2. Redresseur monophasé.....	122
4.2. Hacheur série CoC première version .....	123
4.2.1. Assemblage du module.....	123
4.2.2. Résultats expérimentaux.....	126
4.3. Redresseur CoC.....	128
4.3.1. Description du module.....	128
4.3.2. Résultats expérimentaux.....	128
4.4. Hacheur série CoC deuxième version.....	129
4.4.1. Description de l'assemblage.....	129
4.4.2. Tests préliminaires et problématique associée .....	132
4.4.3. Résultats expérimentaux.....	136
4.5. Conclusions et perspectives.....	137

<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>139</b>
---------------------------------	------------

<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>143</b>
---	------------

<b>ANNEXE A : CHEMINEMENT TECHNOLOGIQUE DES DIODES DE PUISSANCE A TENUE EN TENSION VERTICALE .....</b>	<b>149</b>
--	------------

<b>ANNEXE B : REMPLISSAGE DE LA MATRICE CONDUCTANCE G.....</b>	<b>151</b>
--	------------

<b>ANNEXE C : MODELE VHDL-AMS DE LA DIODE .....</b>	<b>155</b>
---	------------

<b>ANNEXE D : PHENOMENES LATERAUX DE DIFFUSION ET DE CONDUCTION ENTRES DIODES ELEMENTAIRES.....</b>	<b>157</b>
---	------------

<b>ANNEXE E : CARACTERISTIQUES DE LA DIODE SIDC81D60E6.....</b>	<b>161</b>
---	------------

<b>ANNEXE F : CARACTERISTIQUES DE L'IGBT SIGC121T60NR2C .....</b>	<b>164</b>
---	------------

<b>ANNEXE G : OBSERVATION AU MEB D'UN GTO EN BOITIER PRESS-PACK .....</b>	<b>167</b>
---	------------

<b>PUBLICATIONS.....</b>	<b>171</b>
--------------------------	------------





---

## INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance d'aujourd'hui s'inscrit dans un contexte environnemental où l'économie d'énergie est au centre des préoccupations. La traduction technologique d'une telle problématique sera, pour l'électronicien, la recherche de structures de conversion optimisant à la fois le rendement, la fiabilité et la qualité de l'énergie absorbée ou produite. Cet effort d'optimisation énergétique ne saurait être satisfaisant sans une recherche d'adaptation matérielle aux applications industrielles ou domestiques visées. Nous en avons une illustration évidente avec la généralisation de l'éclairage basse consommation, rendue obligatoire par la loi, qui sans une miniaturisation des convertisseurs statiques n'aurait pu voir le jour. Faisons également référence au développement de l'avion tout électrique où la satisfaction des contraintes de poids et de volume ne peuvent se faire sans une recherche sévère de fiabilité. C'est ainsi dans ce contexte que se situe ce travail de thèse, visant à chercher des solutions innovantes en terme de package de convertisseurs statiques satisfaisant les exigences de ces nouveaux secteurs d'exploitation, dans lesquels la miniaturisation, la fiabilité ou encore l'immunité aux perturbations CEM sont déterminants.

L'encapsulation des composants d'électronique de puissance est aujourd'hui dominée par la mise en œuvre planaire dans laquelle la liaison électro-thermique est réalisée par une brasure en face arrière des puces et la liaison électrique en face avant par des fils de bonding. Cette technologie est en pleine maturité avec une bonne maîtrise des filières de production, une bonne connaissance des modes de défaillance et une bonne adéquation avec les outils de modélisation et d'aide à l'optimisation existants. Sans occulter les technologies pressées pour les fortes puissances, c'est aujourd'hui la mise en œuvre planaire ou « 2D » qui domine le marché. Malgré tout, cette approche présente des limites dont la plus forte provient de l'incapacité à évacuer les calories produites en fonctionnement par la face avant des puces. Cette limitation force le concepteur de modules de puissance à trouver un compromis entre les contraintes thermiques, qui viseraient à éloigner les puces les unes des autres, et les contraintes CEM qui au contraire chercheraient à les rapprocher pour diminuer le chemin du courant et ainsi le rayonnement électromagnétique.

Des solutions alternatives sont proposées pour accroître la capacité d'évacuation des calories hors du module au travers de structures 3D autorisant un refroidissement sur les deux faces des puces. Les recherches s'orientent ainsi sur de nouvelles techniques d'interconnexion électro-thermiques (bumps, micro poteaux, nano scratch...) permettant ce

refroidissement double face. Ces structures ne sont encore qu'au stade expérimental et à une exception près, aucune n'a atteint le niveau de développement industriel.

Un premier chapitre va nous permettre de définir les philosophies qui régissent plus précisément la mise en œuvre de ces deux technologies, 2D et 3D. Les techniques d'assemblage sont décrites et, pour chaque structure, nous avons essayé de dégager les points forts et les points faibles. Nous avons discuté notamment du caractère inductif des fils de bonding et des conséquences de leur suppression dans une structure 3D vis-à-vis de l'inductance de la maille de commutation.

La conception des modules de puissance repose aujourd'hui sur une approche en deux temps. Ce sont d'abord les puces de puissance qui sont étudiées et optimisées indépendamment du package, puis le concepteur adapte et optimise la mise en boîtier pour une technologie donnée. Nous avons alors privilégié une approche moins séquentielle, où les réflexions sont menées à la fois sur le composant et sur son package, afin d'optimiser le résultat global. Ainsi, tout en essayant de respecter au mieux les contraintes liées au contexte d'exploitation d'un module de puissance, nous avons exposé une nouvelle approche des modules de puissance 3D en rupture avec les principes actuels. Ce nouveau concept, nommé Chip-on-Chip (CoC), repose sur l'empilement de composants de puissance optimisés pour ce type d'assemblages. L'adaptation des puces de puissance avec le développement d'une gestion de la tenue en tension verticale permet de tirer tous les bénéfices d'une telle structure. Nous avons alors procédé à une caractérisation électrostatique et électromagnétique de structures CoC en ayant systématiquement recours à une comparaison avec une structure planaire classique. Les bénéfices en terme de comportement CEM sont exposés.

La prise de contact sur les faces des puces de puissance constitue un enjeu majeur pour la réalisation d'un package 3D. Elle cherchera en permanence à favoriser les échanges thermiques entre la puce et son boîtier tout en garantissant la meilleure interconnexion électrique possible. Toutefois, la qualité électro-thermique de l'interface ne pourra se faire au détriment de la fiabilité du package. Dans la technologie 2D le recours à la brasure est quasi systématique pour l'interconnexion électro-thermique en face arrière de la puce alors que le développement des concepts 3D a vu l'émergence de prises de contacts innovantes. Notre choix de mise en œuvre s'est porté sur le contact pressé en cherchant à adapter cette technologie, jusque là réservée aux fortes puissances, aux applications de faible ou moyenne puissance (de la centaine de W à la dizaine de kW). Cette adaptation passe par une étude de caractérisation des interfaces thermiques et électriques en fonction de la pression, que nous développons dans le chapitre 2. Nous avons alors mis en évidence comment le couple « métallisation d'une puce »/« zone de prise de contact » intervient sur la répartition du courant dans la puce.

Dans un dernier chapitre nous exposons les moyens de mise en œuvre que nous avons développés pour réaliser des modules de puissance suivant le concept CoC. Deux stratégies d'assemblage sont présentées et les questions sur les métaux d'interfaces à exploiter pour augmenter la fiabilité des modules sont abordées. Les performances électriques obtenues des

modules réalisés illustreront la potentialité de concept CoC tout en faisant apparaître la problématique de la tenue en tension des puces lors d'une mise en œuvre par contact pressé.

L'ensemble de ce travail offre une nouvelle vision des architectures des modules de puissance à base de composants en silicium et ouvre également des opportunités vis-à-vis des nouveaux matériaux semi-conducteurs, plus performants, qui repoussent les limites de fonctionnement thermique et nécessitent de revoir notre manière d'assembler les puces actives.



# Chapitre I

## La conception de modules de puissance

---

### SOMMAIRE

---

1. INTRODUCTION .....	6
2. LA CONCEPTION DE MODULES DE PUISSANCE 2D .....	7
2.1. Introduction .....	7
2.2. Description d'une structure 2D .....	7
3. LA CONCEPTION DE MODULES 3D .....	13
3.1. Le principe d'une conception 3D .....	13
3.2. Le refroidissement double face .....	13
3.3. Conclusion .....	17
4. LE CONCEPT CHIP-ON-CHIP .....	18
4.1. Introduction .....	18
4.2. Caractérisation électrostatique .....	22
4.3. Caractérisation électromagnétique .....	27
5. CONCEPTION COUPLEE PUCE-PACKAGE .....	43
5.1. Introduction .....	43
5.2. La tenue en tension périphérique .....	44
5.3. Choix technologiques .....	46
6. PERSPECTIVES CONCEPTUELLES .....	50
6.1. Introduction .....	50
6.2. Le bras d'onduleur 3D .....	51
6.3. La double cellule de commutation .....	55
6.4. La conversion polyphasé .....	60
7. CONCLUSION .....	62

---

## 1. Introduction

Pour diminuer les coûts de revient des dispositifs à base d'électronique de puissance, des efforts sont menés pour augmenter leur intégration, leur compacité et leur généricité. Les concepts IPEM (Integrated Power Electronics Modules) et PEBB (Power Electronics Building Blocks) ont été développés dans ce sens [GHI05][CHE05]. Mais un arbitrage entre les contraintes électriques, thermiques et électromagnétiques reste indispensable dans toute approche de conception de structures de conversion.

Cette étude concerne le packaging des composants semi-conducteurs de puissance à structure verticale en prenant en compte la globalité de la problématique et en cherchant à concevoir un package innovant, performant et le plus générique possible.

L'encapsulation ou autrement appelé le package d'un dispositif d'électronique de puissance doit répondre à un certain nombre d'exigences :

- l'interconnexion électrique entre les composants et le circuit extérieur : à la fois pour le circuit de puissance et pour le circuit de commande ;
- l'interconnexion thermique : il faut permettre l'évacuation de la chaleur produite par le composant en fonctionnement ;
- la protection et la tenue mécanique de l'ensemble, éventuellement une protection chimique et aux rayonnements ;
- l'adéquation entre les coûts de réalisation et l'offre commerciale...

Dans ce chapitre, nous aborderons dans un premier temps la conception des modules de puissance 2D en faisant émerger les principes de réalisation qui fondent cette technologie ainsi que ses atouts et ses points faibles.

Ensuite nous aborderons la conception 3D des modules de puissance en suivant la même ligne de conduite que précédemment. Cela nous permettra alors d'introduire un nouveau concept d'assemblage s'inspirant de la 3D mais apportant de nouvelles fonctionnalités. Les bénéfices d'un point de vue électrostatiques et électromagnétiques seront discutés.

Aujourd'hui les puces et les packages sont conçus séquentiellement. Une telle démarche limite le pouvoir d'innovation de nouveaux packages. Ainsi il est apparu nécessaire de revoir cette démarche et de proposer une conception couplée de la puce et de son package.

Enfin nous proposerons quelques perspectives que ces nouveaux concepts ont fait émerger au travers de deux exemples de topologies innovantes.

## 2. La conception de modules de puissance 2D

### 2.1. Introduction

La conception des modules de puissance les plus répandus dans les applications de conversion d'énergie repose aujourd'hui sur une organisation des composants de puissance sur un même plan. En effet, les puces sont positionnées les unes à côté des autres (Fig. 2-1). Deux dimensions sont exploitées pour assurer un refroidissement commun et une isolation commune rendant collectif l'assemblage du module. Le choix du positionnement des puces sur un substrat est soumis à deux contraintes : la contrainte thermique qui voudrait que les puces soient les plus éloignées possible les unes des autres pour faciliter l'évacuation des calories produites en fonctionnement; la contrainte CEM qui voudrait que les puces soient les plus rapprochées possibles pour minimiser les inductances de câblage dans les mailles de commutation et donc les perturbations CEM. Ces deux contraintes qui s'opposent vont forcer le concepteur à trouver un compromis thermique/CEM qui lui permettra de répondre à son cahier des charges de conception.

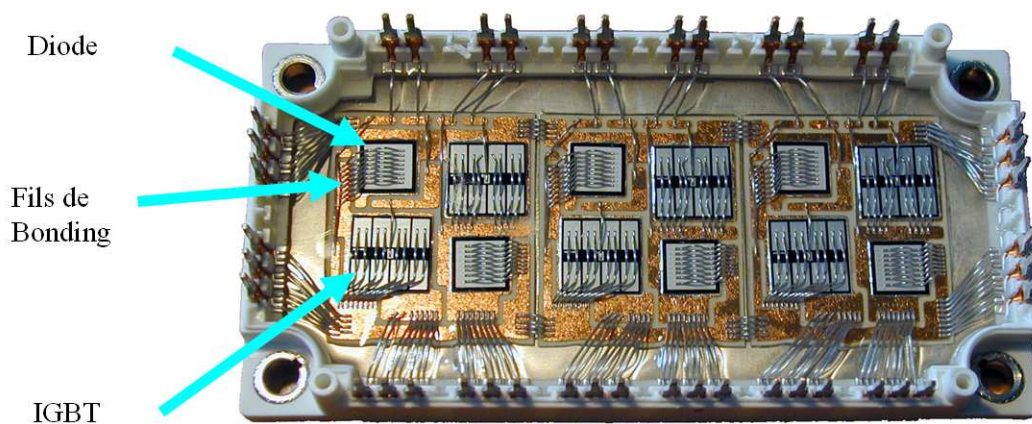


Fig. 2-1. Module convertisseur intégré à IGBT ouvert (200A-600V) [INR08]

### 2.2. Description d'une structure 2D

Nous nous plaçons ici dans le cas où tous les composants de puissance utilisés sont des composants à structure verticale, le courant traverse le composant sur toute sa section

Dans le cas d'une structure 2D la prise de contact électrique en face avant du composant de puissance est réalisée par des fils de bonding (Fig. 2-2). La brasure en face arrière assure les interconnexions électriques et thermiques ainsi que la tenue mécanique du composant sur un support assurant les conceptions électrique et thermique que l'on appelle substrat. Plusieurs technologies sont exploitées en fonction des niveaux de puissance et des secteurs d'activité adressés. Nous citerons les substrats métallisés isolés (SMI), les substrats céramiques DBC (Direct Bond Copper) ou encore les substrats céramiques brasés AMB (Active Metal Brazing). Le principe reste commun, il s'agit de deux plaques conductrices prenant en sandwich un isolant électrique constituant un ensemble mécaniquement lié. Le substrat doit



assurer l'isolation électrique entre la puce et le reste de l'assemblage tout en dégradant le moins possible l'interface thermique. L'isolation est ainsi réalisée par du verre-époxy, de l'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), du nitrure d'aluminium (AlN) ou encore plus rarement de l'oxyde de béryllium (BeO) dans le cas des DBC ou par du nitrure de silicium  $\text{Si}_3\text{N}_4$  dans le cas des AMB. La face arrière du substrat est brasée sur une semelle fixée sur un refroidisseur. Cette semelle assure également l'épanouissement du flux de chaleur produit par les puces pour permettre une évacuation des calories plus efficace. Elles sont réalisées en cuivre ou avec des matériaux présentant des coefficients de dilatation thermique CTE plus proche du silicium comme l'AlSiC, le CuMo, le CuW ou encore du kovar (Fe/Ni) [MEN08].

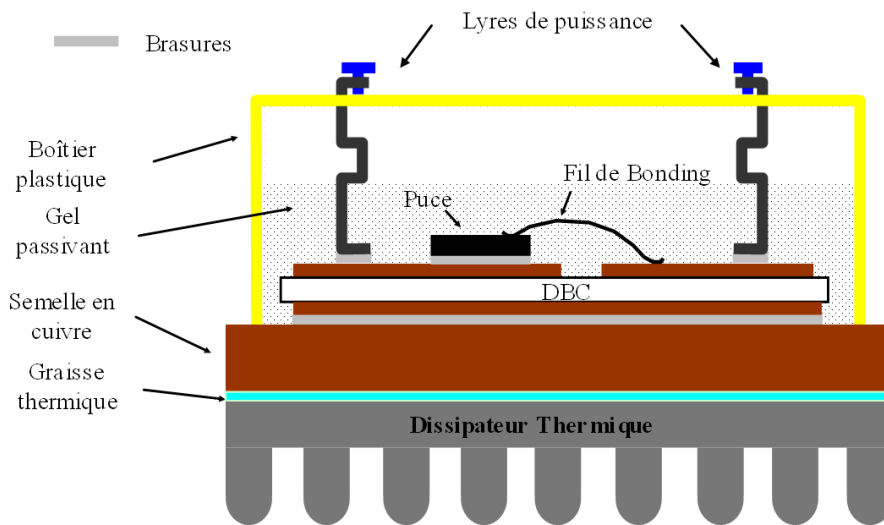


Fig. 2-2. Principe d'assemblage des modules 2D

Le tableau Tab. 2-1 donne les ordres de grandeurs des épaisseurs des différentes couches de l'empilement les plus communément rencontrées en électronique de puissance (exemple sur un DBC).

Puce	Brasure	Piste en cuivre	Céramique	Semelle
De 70 à 500 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	630 $\mu\text{m}$	3mm

Tab. 2-1. Dimensions classiques dans les modules 2D

Les figures Fig. 2-3 et Fig. 2-4 montre une vue de côté schématique d'un module 2D de puissance dans une configuration de montage industrielle. Le module est vissé sur un refroidisseur. La liaison électrique entre le module et les capacités de filtrage et de découplage se fait par un busbarre, celui-ci pouvant intégrer le bus AC (Fig. 2-3) ou non (Fig. 2-4) suivant les configurations. La carte de commande est vissée directement à l'extrémité du module.

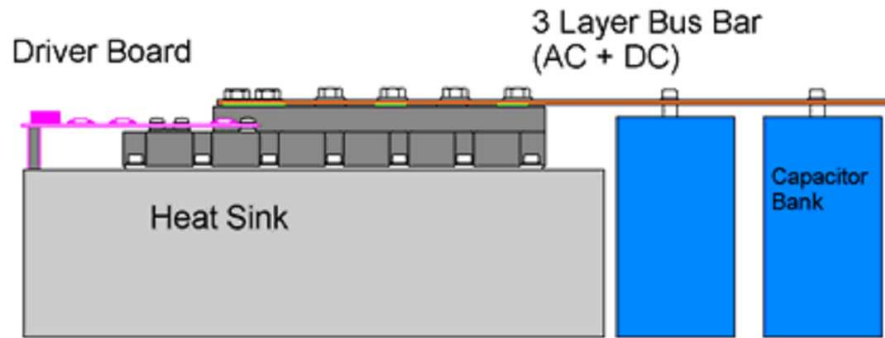


Fig. 2-3. Vue de côté schématique d'un module 2D de puissance dans une configuration industrielle de fonctionnement. Bus AC intégré dans le busbarre [SCH05]

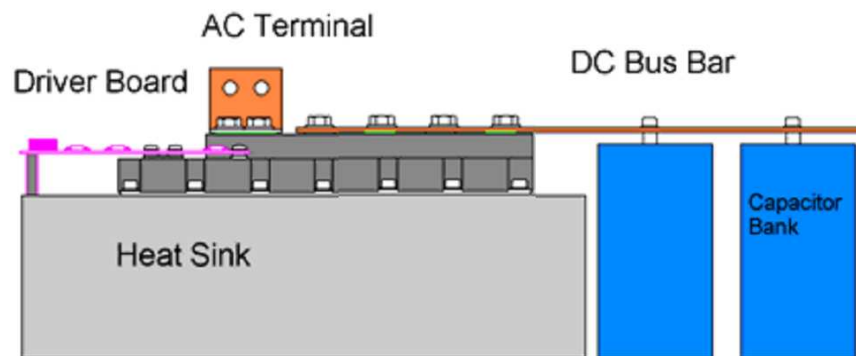


Fig. 2-4. Vue de côté schématique d'un module 2D de puissance dans une configuration industrielle de fonctionnement. Bus AC et DC séparés [SCH05]

### 2.2.1. Les points forts d'une structure 2D

La conception 2D de modules de puissance est aujourd'hui la technologie la plus répandue dans des gammes de puissance allant de quelques centaines de W à quelques MW (Fig. 2-5). Ses techniques d'assemblage (brasure, wire bonding) sont maîtrisées et disposent aujourd'hui de moyens de production massive. Les fabricants de modules de puissance ont ainsi une bonne connaissance technique et donc financière de leurs chaînes d'assemblage. La maturité industrielle de la technologie 2D s'exprime même au travers d'une standardisation des dimensions des modules [IEC99], afin de rendre ces modules intégrables et interchangeables dans n'importe quelle structure.

D'un point de vue électrique, le point fort des structures 2D est leur adaptabilité à des connexions de type busbarre tel qu'il a été décrit précédemment. Un tel mode d'interconnexion entre le module et les éléments extérieurs (autres modules de conversion, capacités ...) va réduire les inductances parasites de câblage au sein de la maille de commutation ce qui tendra à limiter le rayonnement électromagnétique de la structure ainsi que les surtensions lors des commutations. D'un point de vue thermique, cette approche 2D offre également une certaine simplicité de mise en œuvre puisque tous les modules, intégrant une isolation électrique, peuvent être reportés sur le même refroidissement qui, de fait, sert de support mécanique à l'ensemble des composants actifs.



Fig. 2-5. Etendue des puissances balayées par les modules 2D [INF09]

Enfin la conception 2D peut aujourd'hui s'appuyer sur des outils de modélisation en pleine maturité (méthode PEEC, éléments finis). Ces outils de modélisation électromagnétique, thermique ou encore mécanique sont exploités pour trouver des géométries répondant au mieux aux critères de qualité définis par l'industrie : critères CEM, critères thermiques, fiabilité.

### 2.2.2. Les points faibles d'une structure 2D

D'un point de vue fonctionnel, le facteur de limitation le plus important dans une structure 2D est l'impossibilité de refroidir le composant par ses deux faces. En effet, du fait de la présence des fils de bonding en face avant des puces, cette face ne peut pas être exploitée pour améliorer les échanges thermiques entre les puces et l'environnement extérieur. Les puces pouvant concentrer des densités de pertes importantes (jusqu'à quelques centaines de W par  $\text{cm}^2$ )

Le deuxième point limitant provient du caractère inductif de la maille de commutation. En effet, les moyens mis en œuvre à l'intérieur d'un module 2D pour réaliser les interconnexions électriques introduisent des inductances parasites. Ces moyens sont les lyres de puissance, les pistes en cuivre du DBC ou encore les fils de bonding (Fig. 2-2). La simulation numérique de géométries issues de modules du commerce permet d'obtenir des valeurs des inductances parasites introduites dans la maille de commutation par les interconnexions électriques [XIN98]. Ces valeurs sont regroupées dans le tableau Tab. 2-2.

1 fil de Bonding	Piste en cuivre	Lyres de connexion
10-15nH	10-12nH	30-40nH

Tab. 2-2. Inductances parasites introduites par les interconnexions électriques

Ces valeurs obtenues appellent plusieurs remarques:

- Les valeurs d'inductance des pistes de cuivre nous rappellent qu'il est toujours nécessaire de réduire au maximum le chemin du courant et les boucles constituées.
- La mise en parallèle de plusieurs fils de bonding (entre 8 et 10 par puce) va réduire la valeur de l'inductance totale. Cependant les phénomènes électromagnétiques mis en jeu étant plus complexes qu'une simple mise en parallèle d'inductances, cette réduction, même si elle sera notable, ne sera pas dans le rapport du nombre de fils de bonding mis en parallèle.
- La remarque précédente et les valeurs du tableau Tab. 2-2 montrent que ce sont les lyres de connexion qui introduisent les inductances les plus élevées.

Ces inductances parasites ont pour conséquences plusieurs effets majeurs :

- L'apparition de surtensions aux bornes des composants lors des commutations.
- Lors de la mise en parallèle de puces, les chemins du courant ne pouvant pas être rigoureusement les mêmes pour chaque puce, on verra apparaître un déséquilibre en courant lors des phases transitoires. Sans affecter le régime permanent, ce déséquilibre va néanmoins avoir des répercussions sur les pertes en commutation et donc sur le comportement thermique de chaque interrupteur [MAR07][DEM06].
- Les effets mutuels entre la partie commande et la partie puissance peuvent être à l'origine de dysfonctionnements. Les choix des chemins de courants respectifs doivent être particulièrement soignés pour limiter les interactions puissance/commande [AKH98].
- Une susceptibilité électromagnétique accrue de la structure de conversion. Etant sous entendu que plus la susceptibilité d'une structure est grande, plus sa capacité d'émission d'ondes électromagnétiques est grande. La signature électromagnétique des modules est extrêmement dépendante de leur organisation interne (positionnement et nombre de puces, positionnement des lyres de puissance, géométrie des pistes), ainsi toute nouvelle topologie devra faire l'objet d'une caractérisation CEM pour s'assurer qu'elle vérifie les normes.

Pour pouvoir augmenter la fréquence de fonctionnement des convertisseurs sans que cela soit pénalisant d'un point de vue pertes en commutation il faut diminuer les temps de commutation. Les phénomènes cités précédemment sont alors amplifiés par l'augmentation de la vitesse de commutation. Ainsi cet aspect inductif de la maille de commutation est un facteur limitant à l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des convertisseurs statiques

Un point important concerne le comportement thermo-mécanique de l'assemblage sous l'effet des nombreux cycles de fonctionnement que subira le module de puissance durant sa vie, comme par exemple la motrice d'un train. Ainsi, les modules d'électronique de puissance subissent des cyclages thermiques lors de leur fonctionnement qui sollicitent tous les éléments de l'assemblage. Notamment les fils de bonding sont le siège d'efforts thermomécaniques et

magnétodynamiques avec comme conséquences possibles le décollement de leur surface d'attache ou leur rupture par fissuration [AMR05][CIA02]. La présence des fils de bonding est ainsi un maillon faible dans la recherche de fiabilité des modules de puissance.

Enfin il faut évoquer la difficulté de supprimer facilement les capacités parasites entre les pistes de cuivre et la masse. Ces capacités parasites, qui peuvent être le siège de courants de mode commun lorsqu'elles sont soumises à de forts gradients de tension, constituent des chemins privilégiés de propagation des perturbations électromagnétiques de mode commun. Cet aspect sera développé ultérieurement dans ce chapitre.

La maturité de la technologie 2D constitue à la fois son point fort et son point faible : cette grande maîtrise peut constituer un frein à des remises en cause plus fondamentales des structures proposées. Ainsi, l'innovation industrielle remet rarement en cause la philosophie 2D du module de puissance. Cette maturité et cette prédominance d'une technologie peuvent provoquer une auto-censure dans la recherche de nouvelles géométries ou de nouveaux moyens d'assemblage.

### 3. La conception de modules de puissance 3D

#### 3.1. Le principe d'une conception 3D

L'évolution de l'électronique de puissance d'aujourd'hui est confrontée à des secteurs d'activité qui cherchent à diminuer le plus possible le volume et le poids des convertisseurs (aviation, traction ferroviaire, électronique domestique) tout en conservant une très bonne fiabilité. Il s'agit alors d'augmenter la densité de puissance des modules sans dégrader leurs comportements électriques, thermiques et mécaniques. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, l'évolution de l'approche 2D des modules de puissance est limitée d'une part, d'un point de vue électrique, par le caractère inductif de la maille de commutation (fils de bonding et lyres de puissance) et, d'autre part, d'un point de vue thermique, par l'incapacité d'exploiter les deux faces de la puce pour assurer son refroidissement.

Il s'agit alors d'essayer d'améliorer ces deux caractéristiques par une approche 3D de la conception et de la réalisation du module. La volonté d'utiliser la troisième dimension dans la conception des modules d'électronique de puissance est surtout motivée par le désir d'exploiter les deux faces du composant de puissance pour assurer son refroidissement tout en opérant un confinement important des sources de rayonnement électromagnétique et électrostatique [JOH07]. Comme le montre la Fig. 3-1, la conception 3D repose sur une construction symétrique par rapport à la puce de la structure de refroidissement. Comme nous allons le voir par la suite, plusieurs stratégies de réalisation sont possibles. Le bénéfice d'un tel assemblage est alors double puisqu'il va aussi permettre de diminuer structurellement l'inductance de la maille de commutation.

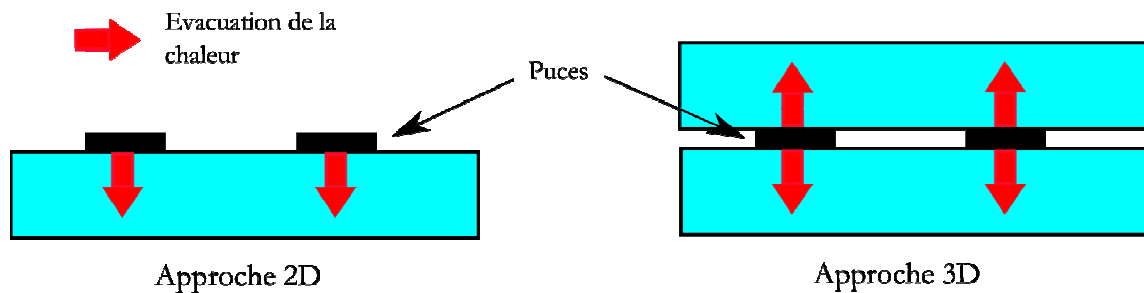


Fig. 3-1. Approches 2D et 3D dans la conception de modules de puissance

#### 3.2. Le refroidissement double face

L'idée générale pour la réalisation d'un refroidissement double face d'une puce est de connecter le même type de structure de refroidissement décrit pour les modules 2D également sur la face avant. La structure de base est alors un sandwich DBC/puces/DBC. La prise de contact en face arrière de la puce est généralement de type brasée comme dans un module 2D classique. Par contre, ce sont les prises de contact en face avant qui diffèrent d'une solution technologique à une autre.

La technologie se rapprochant le plus du principe de la conception 3D est la technologie *Direct Solder Interconnection* où les DBC supérieur et inférieur sont directement brasés sur la

puce. La Fig. 3-2 est une vue au microscope optique d'une réalisation suivant cette technologie. Solution alléchante par sa simplicité de mise en oeuvre de prime abord, elle se révèle peu fiable notamment à cause des trop grands écarts entre les différents coefficients de dilatation thermique (CTE) des matériaux constituant l'empilement (Cu 17.8 ppm/°C - Si 4.2 ppm/°C) [CAL05]. Cette technologie fait également apparaître le problème de la gestion de la tenue en tension périphérique des puces. Cet aspect du problème sera développé en détail par la suite.

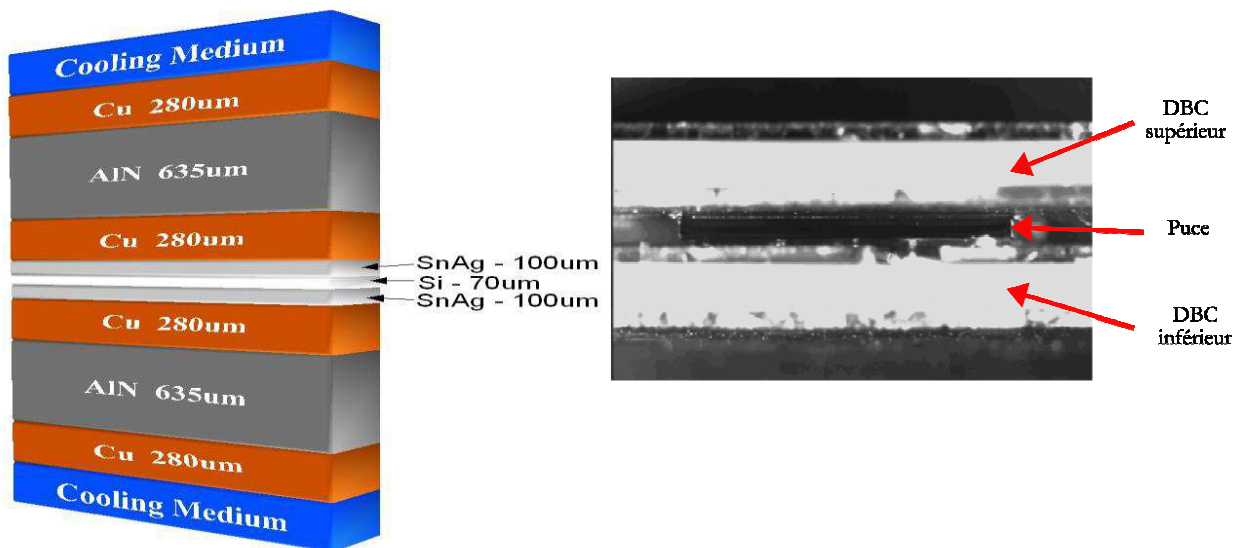


Fig. 3-2 Vue schématique [SCH08] et vue au microscope de la technologie *Direct Solder Interconnection* [CAL05]

Les technologies présentées ci-dessous, bien que s'appuyant toujours sur une fixation par brasures, sont basées sur l'insertion d'une couche supplémentaire entre la face avant et le DBC supérieur:

- Technologie *Metal Post Interconnection* : des poteaux en cuivre sont intercalés entre la face avant et le DBC supérieur. La fixation se fait par brasure (Fig. 3-3).
- Technologie *Solder Bump Interconnection* : issue de la technologie Flip-Chip utilisée en micro-électronique, elle repose sur l'insertion de billes de brasure.
- Technologie *Metal Bump Interconnection* : des cylindres en cuivre (bump) sont brasés sur la face avant de la puce et sur le DBC supérieur (Fig. 3-4).

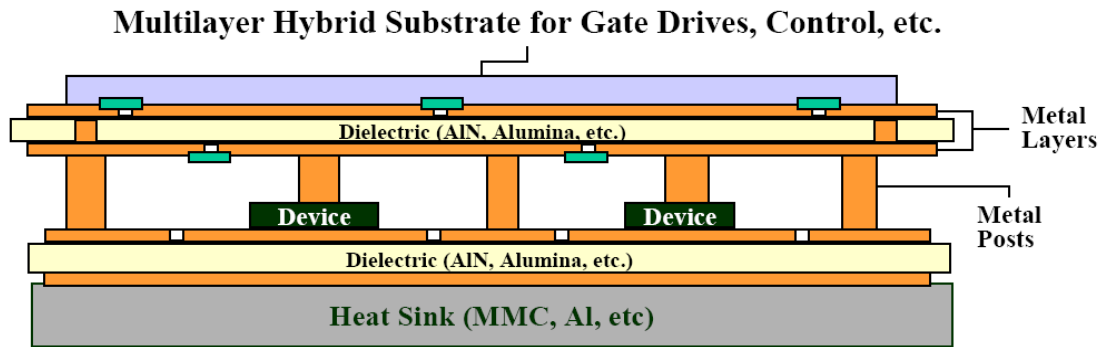


Fig. 3-3. Vue schématique de la technologie *Metal Post Interconnection* [WEN99]

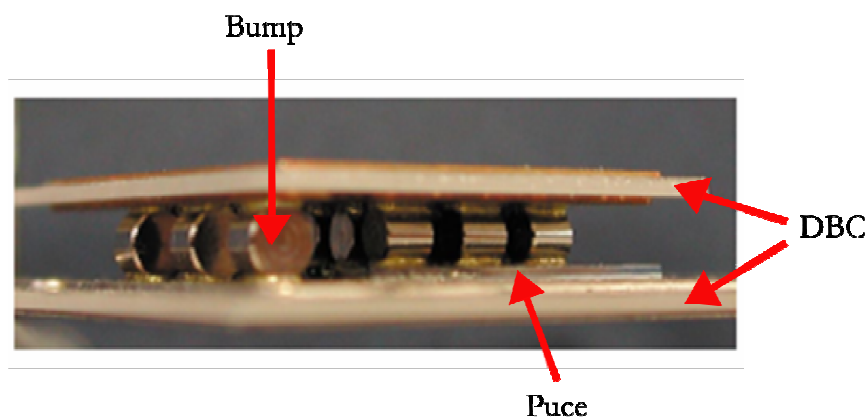


Fig. 3-4. Vue schématique de la technologie *Metal Bump Interconnection*

### 3.2.1. Remarques technologiques

Les puces produites industriellement ne sont pas prévues pour être brasées en face avant. Leur métallisation, généralement à base d'aluminium, empêche une brasure directe. Il faut alors une préparation de la face de type pulvérisation ou évaporation suivie éventuellement d'une électrodéposition pour prévoir une couche permettant l'accrochage de la brasure. Ainsi, toutes les puces prévues pour un packaging 3D tel que décrit précédemment doivent subir ce traitement préliminaire.

Toutes ces solutions de réalisation 3D, dont certaines étaient déjà évoquées dans la thèse de Charlotte Gillot [GIL00], sont très bien décrites dans la thèse de Ludovic Ménager [MEN08]. Nous retiendrons que, seule la solution *Metal Bump Interconnection* mis en oeuvre par Alstom-PEARL a atteint un stade industriel alors que les autres présentent des problèmes de fiabilité.

Un des bénéfices des structures 3D, avancé dans la bibliographie, est la réduction de l'inductance parasite introduite par le câblage notamment grâce à la suppression des fils de bonding. Un tel argument mérite d'être nuancé dans la mesure où ce ne sont pas les fils de bonding qui introduisent la plus grande valeur d'inductance parasite. Notons que celle-ci sera surtout due à la taille totale de la maille de commutation, fortement conditionnée par la



présence des lyres de connexion avec le busbarre. Ainsi, sans une réflexion sur la connexion du module 3D au busbarre et une étude des nouveaux couplages qu'introduit une structure 3D (couplages entre les pistes de puissance et entre la puissance et la commande), il semble difficile d'affirmer de facto la réduction de l'inductance parasite dans la maille de commutation.

### 3.2.2. Les points bloquants de la conception 3D

Un des premiers points bloquants de la conception 3D repose sur son principe de prise de contact sur les faces des puces : elle est basée entièrement sur le principe de la brasure. Comme cela a été précédemment évoqué, la face avant de la puce doit être travaillée pour la rendre compatible avec une prise de contact par brasure. Ensuite la brasure constitue un point de faiblesse de l'assemblage en étant une des sources de défaillance des modules lors de leur vieillissement bien que la symétrisation de la structure diminue ou compense sûrement certains effet de déformations introduits par la présence de matériaux présentant des CTE différents. Elle constitue par ailleurs une limite pour les applications à haute température, celle-ci ne devant pas dépasser le point d'eutexie de la brasure.

Le second point bloquant de la conception 3D provient des puces elles-mêmes. En effet le package doit s'adapter à la géométrie du composant et surtout à sa géométrie en face avant qui peut être plus ou moins complexe. Nous donnons à titre d'exemple la géométrie de l'IGBT que nous avons utilisé pour nos réalisations. Il s'agit d'un IGBT Infineon SIGC121T60NR2C 600V /150 A, dimensions 11\*11mm, épaisseur 100µm. Comme nous le voyons sur la Fig. 3-5, la face avant (vue de dessus) est composée de 8 plots de contact d'émetteur et d'un plot de contact de grille. Les bordures d'isolant ( $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Si}_3\text{N}_4$  ou pseudo isolant plus ou moins résistif [ARN92]) à la périphérie du composant et délimitant les plots de contact sont en relief par rapport aux métallisations (vue en coupe). Ce relief rend la prise de contact en face avant plus délicate qu'en face arrière. En effet le support assurant le contact en face avant doit respecter scrupuleusement ce relief sous peine de destruction du composant ou de diminution de sa tenue en tension. Ainsi la mise en œuvre est complexe, le positionnement de l'empilement supérieur constituant la 3D doit être parfaitement maîtrisé. La gestion de la tenue en tension à la périphérie des composants de puissance sera abordée ultérieurement dans ce chapitre et illustrera les raisons de ces reliefs périphériques.

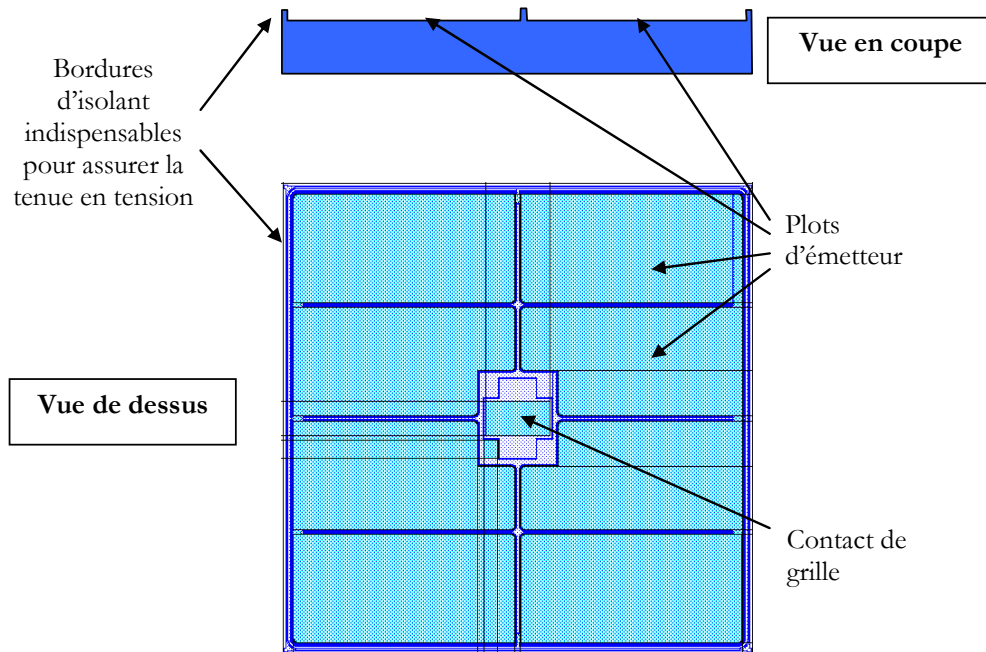


Fig. 3-5. Vue de dessus et vue en coupe d'un IGBT

Il est évident que l'utilisation de composants ne présentant qu'un seul grand plot de contact d'émetteur en face avant serait plus adaptée pour une mise en œuvre 3D. Le positionnement en bordure de l'électrode de grille ne ferait que simplifier l'assemblage. De tels composants sont commercialisés par Infineon ou par ABB. Cependant, la rigueur nécessaire pour le positionnement des différents étages de l'empilement reste la même notamment pour pouvoir assurer le contact avec le plot de grille et respecter le relief à la périphérie du composant.

### 3.3. Conclusion

Dans cette partie sur la conception de modules 3D nous avons vu que l'apport de la troisième dimension servait essentiellement à permettre un refroidissement des composants de puissance sur les deux faces. Ce refroidissement est assuré par une symétrisation de la structure 2D en positionnant un ensemble substrat/refroidisseur sur la face avant de la puce. Nous avons vu également que la structure même des puces, avec une gestion de la tenue en tension en périphérie, constituait un point délicat de la mise en œuvre 3D. Cela nous montre bien que la conception séquentielle des modules avec d'abord le travail sur la puce et ensuite autour du package constitue un facteur limitant à l'introduction de solutions innovantes.

Dans ce qui suit nous allons présenter une nouvelle topologie de modules de puissance, résolument en trois dimensions, et nous montrerons comment à partir d'une réflexion sur les stratégies de mise en œuvre de la tenue en tension des composants nous pouvons adapter les puces de puissance à ce type de package. Enfin nous montrerons comment l'exploitation de ces nouveaux concepts nous permet d'envisager une cellule de commutation avec un rayonnement électromagnétique fortement minimisé et nous permet d'envisager une nouvelle façon de voir la conversion polyphasée.

## 4. Le concept Chip-on-Chip

### 4.1. Introduction

#### 4.1.1. Une brique élémentaire : la cellule de commutation

Nous allons définir maintenant le circuit électrique élémentaire que nous allons exploiter tout au long de nos travaux de caractérisation et qui nous permettra de comparer différentes structures d'encapsulation.

Observons dans un premier temps le fonctionnement d'un bras d'onduleur. La Fig. 4-1 nous donne les formes d'onde de la tension et du courant dans le cas d'une conversion DC-AC mettant en jeu tous les interrupteurs du bras. Si l'on s'intéresse à la succession des mises en conduction des interrupteurs ainsi qu'aux conditions de commutation, on constate que  $(T_1, D_1)$  conduisent pour un courant positif dans la charge ( $I_L > 0$ ), alors que  $(T_2, D_2)$  pour un courant négatif ( $I_L < 0$ ). Les couples  $(T_1, D_1)$  et  $(T_2, D_2)$  (Fig. 4-2) constituent chacun une cellule de commutation dédiée à un sens de courant dans la charge. Cette cellule est constituée d'un interrupteur commandable associé à une diode. D'un point de vue dynamique, chaque cellule de commutation peut être considérée indépendamment. Le passage de l'une à l'autre se faisant à l'échelle des variations du courant de charge, l'influence des éléments parasites du circuit sera faible. Au contraire, à l'intérieur d'une même cellule de commutation, le passage d'un interrupteur à un autre induit de forts gradients de courant et de tension qui vont "exciter" les éléments parasites du circuit et se répercuter sur les formes d'ondes.

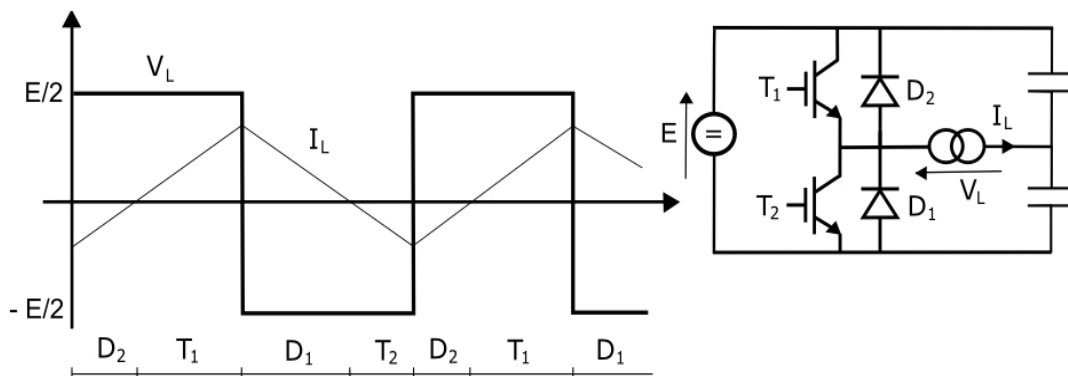


Fig. 4-1. Un onduleur classique et ses formes d'ondes de courant et de tension

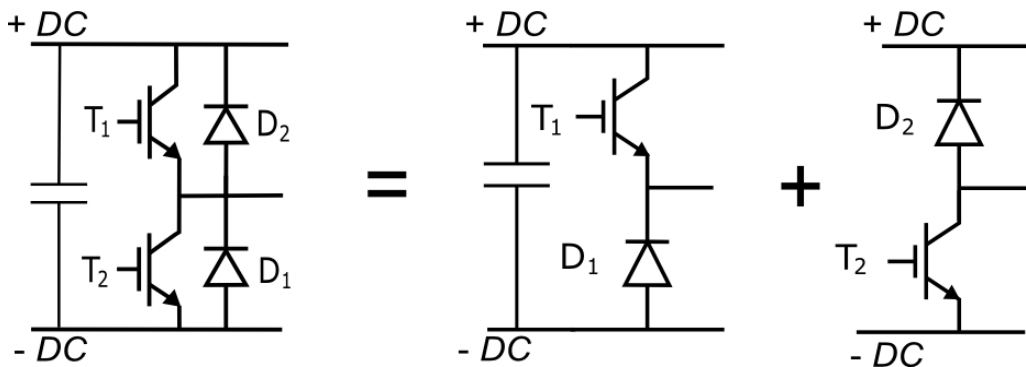


Fig. 4-2. Décomposition d'un bras d'onduleur en deux cellules de commutation

Ainsi, pour notre étude de caractérisation et de comparaison entre plusieurs solutions de packaging, nous nous baserons sur l'étude d'une structure de conversion de type hacheur série constituée d'une diode et d'un interrupteur commandable de type IGBT. Deux structures possibles se dégagent, une avec l'interrupteur commandé relié au potentiel le plus haut (Fig. 4-3 (a)), et l'autre avec l'interrupteur commandé relié au potentiel le plus bas (Fig. 4-3 (b)). Dans le cas (a) il faut prendre des précautions vis-à-vis du circuit de commande, celui-ci prenant comme référence un point à potentiel variable. Ainsi, cette structure nécessite une carte de commande adaptée avec une isolation entre le signal provenant de la commande éloignée et le signal de commande transmis à l'interrupteur. Il aurait été plus naturel et plus aisé de travailler sur la structure du cas (b), celle-ci ne nécessitant pas de précautions particulières. Cependant, pour des raisons de mise en œuvre et de positionnement des puces dans des empilements, raisons qui seront développées dans le Chapitre III, nous avons préféré travailler sur la structure avec l'interrupteur commandable relié au potentiel haut (cas(a)).

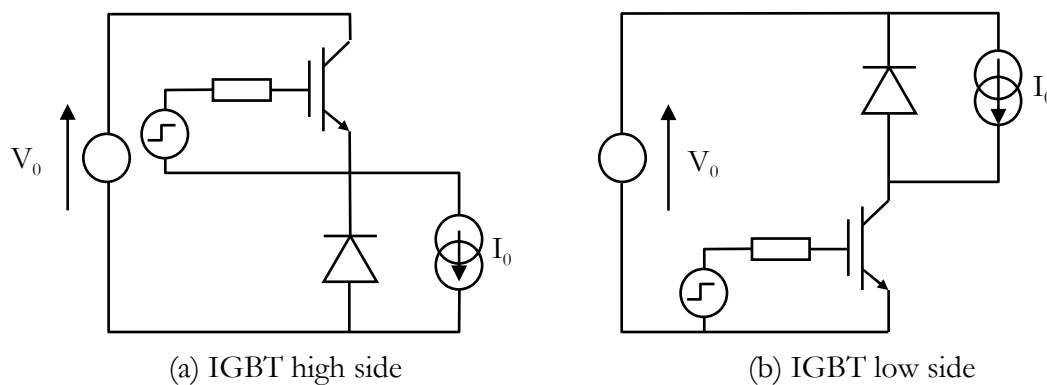


Fig. 4-3. Les deux structures possibles pour l'étude de la cellule de commutation

#### 4.1.2. Une autre exploitation de la 3D

Dans les technologies présentées précédemment, la troisième dimension est surtout exploitée pour autoriser un refroidissement sur les deux faces du composant de puissance. Par ailleurs, comme nous l'avons vu précédemment une telle organisation pourrait apporter un bénéfice en terme de comportement électromagnétique. Dans notre approche, nommée Chip on Chip (CoC) par les anglo-saxons et dont nous adopterons la dénomination dans la suite de ce manuscrit, nous exploitons la troisième dimension pour placer également des composants de puissance. L'empilement d'électrodes métalliques et de puces que nous obtenons (Fig. 4-4) devra présenter ses électrodes +DC et -DC de part et d'autre du sandwich afin d'offrir une structure qui s'apparente le plus possible à un busbarre. L'interconnexion des points milieux se fera ou pas suivant la topologie de la structure de conversion que l'on souhaite réaliser. En se rapprochant d'une structure de type busbarre, les bénéfices en terme de réduction d'inductance parasite sont évidents. Cependant, ce gain étant fonction de la distance entre les

deux bus (+DC et -DC), le bénéfice d'une telle organisation dépendra de la hauteur de l'empilement global. Cet aspect devra être discuté pour évaluer le gain réel.

Par ailleurs, l'empilement d'une puce au dessus d'une autre interdit à priori la réalisation d'un refroidissement double face du composant. L'intérêt d'un point de vue thermique d'une telle organisation apparaît alors moindre par rapport à une organisation 3D *classique*.

Dans les paragraphes qui suivent nous analyserons tous ces aspects et nous justifierons les raisons qui ont fait malgré tout émerger le concept Chip on Chip en faisant ressortir les points forts d'une telle topologie.

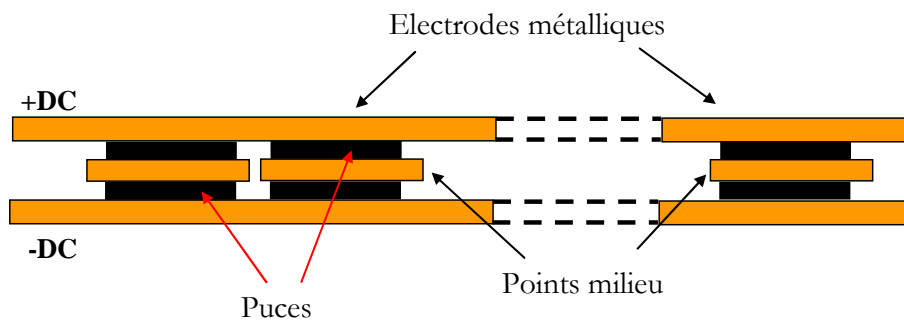


Fig. 4-4. Assemblage 3D selon le concept Chip on Chip

#### 4.1.3. La cellule de commutation 3D

L'application du concept Chip on Chip à une cellule de commutation nous donne une structure telle que celle représentée Fig. 4-5. Sur cette figure sont représentés le schéma électrique (Fig. 4-5 a) et une organisation en 3D de cette même cellule de commutation (Fig. 4-5 b et c). La structure est composée de plaques de cuivres entre lesquelles sont insérées les puces. Dans cette première approche, la prise de contact sur les différentes faces des puces est simplifiée. En effet la topologie matérielle des faces des composants imposant des géométries particulières aux zones de contact n'est pas prise en compte. Elle sera considérée au moment de la réalisation et sera un point critique de la mise en œuvre pratique. De la même façon, les choix technologiques de prise de contact (brasure, collage, contact pressé ...) seront discutés dans les chapitres suivants. Cette approche conceptuelle est pour l'instant suffisante pour mener à bien une étude comparative d'un point de vue électrostatique et d'un point de vue électromagnétique.

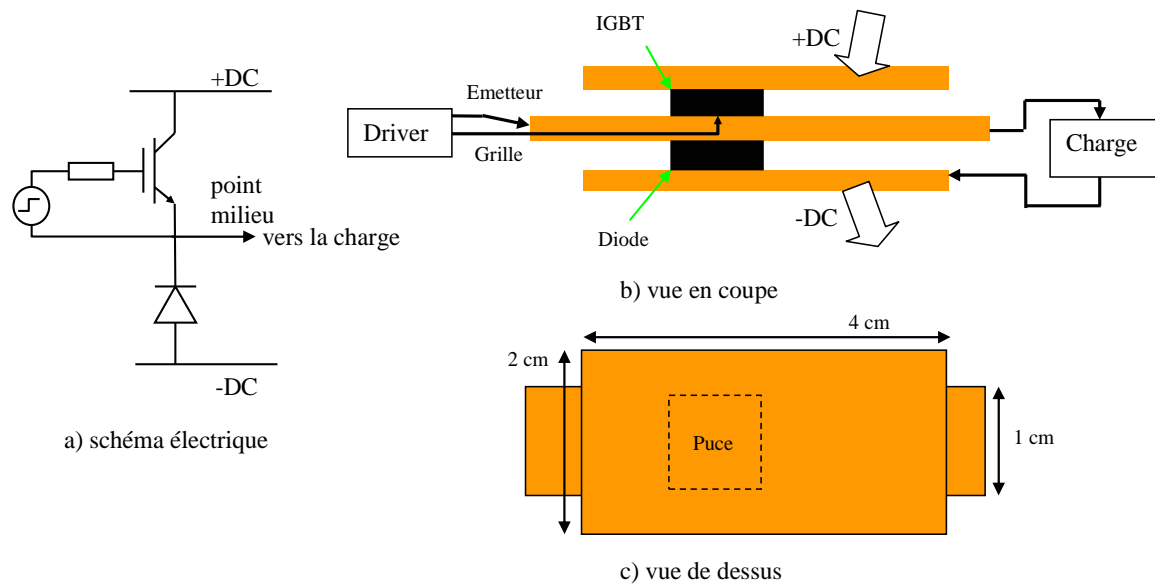


Fig. 4-5. Schéma électrique et représentation 3D d'une cellule de commutation

#### 4.1.4. La cellule de commutation à plat

Afin de mener à bien les essais comparatifs, nous avons dessiné et réalisé un module à plat basé sur le même schéma électrique que la Fig. 4-5.a. Celui-ci n'étant pas destiné à faire transiter de la puissance mais étant uniquement dédié à une étude de caractérisation, nous l'avons réalisé sur un PCB double face classique Epoxy-FR4 (pistes en cuivre de  $35\mu\text{m}$  et diélectrique de 1.6mm). Plusieurs configurations et organisations sont possibles mais nous avons fait le choix d'un des positionnements des puces qui minimise la taille physique de la maille de commutation. L'objectif de ce dispositif étant la caractérisation des impédances parasites introduites par le câblage, nous avons réalisé le module sans les puces de puissance. Seules les pistes et les liaisons par fil de bonding ont été réalisées (Fig. 4-6). L'ensemble des pistes de la face avant du PCB s'inscrit dans un carré de 5cm de côté.

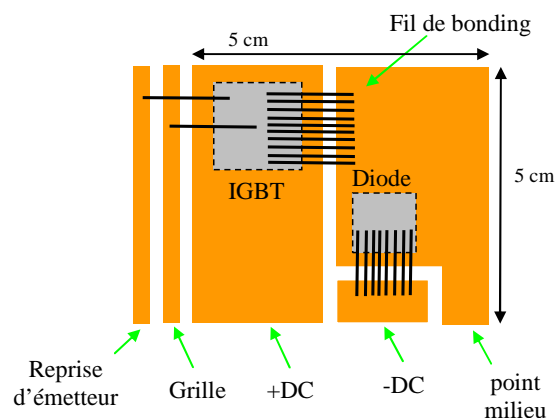


Fig. 4-6. Vue du dessus d'une cellule de commutation à plat

Ces deux organisations d'une même cellule de commutation, la version plan et la version CoC seront utilisées dans ce qui suit pour l'étude de caractérisation. Les dispositifs réels ont été exploités aussi bien pour l'étude de l'interaction puissance/commande que pour l'étude

des courants de mode commun. Ces géométries ont été aussi dessinées dans un logiciel de simulation (INCA 3D) pour la caractérisation CEM en champ rayonné. Ces aspects vont être détaillés dans ce qui suit.

## 4.2. Caractérisation électrostatique

### 4.2.1. Introduction

Dans cette partie nous allons nous intéresser plus particulièrement aux courants de mode commun c'est-à-dire ceux circulant entre le module de puissance et la masse. La présence simultanée de capacités parasites et de forts gradients de tension aux bornes de ces capacités va provoquer la circulation d'un courant. Le couplage capacitif est un des modes de transmission des perturbations électromagnétiques. Ainsi, la quantification des capacités parasites d'un module de puissance nous donnera une indication sur la susceptibilité aux perturbations du module.

Après avoir identifié les différentes capacités parasites sur les deux types de modules (CoC et plan), nous allons essayer de comparer la susceptibilité de chacun des modules vis-à-vis d'une tension d'excitation simulant une source de perturbation.

### 4.2.2. Identification des capacités

#### 4.2.2.1. Module de type Chip-on-Chip.

Les capacités parasites peuvent être de deux natures : de mode commun ou de mode différentiel.

#### Les capacités de mode différentiel

Elles sont présentes entre deux des conducteurs de l'empilement :  $C_{D1}$  et  $C_{D2}$  sur la Fig. 4-7, respectivement présentes entre la plaque de cuivre +DC et la plaque de cuivre point milieu et entre la plaque -DC et le point milieu. Ces capacités sont constituées de la capacité intrinsèque du composant de puissance en parallèle avec la capacité constituée par les deux plaques de cuivre en regard (+DC ou -DC et la plaque point milieu).

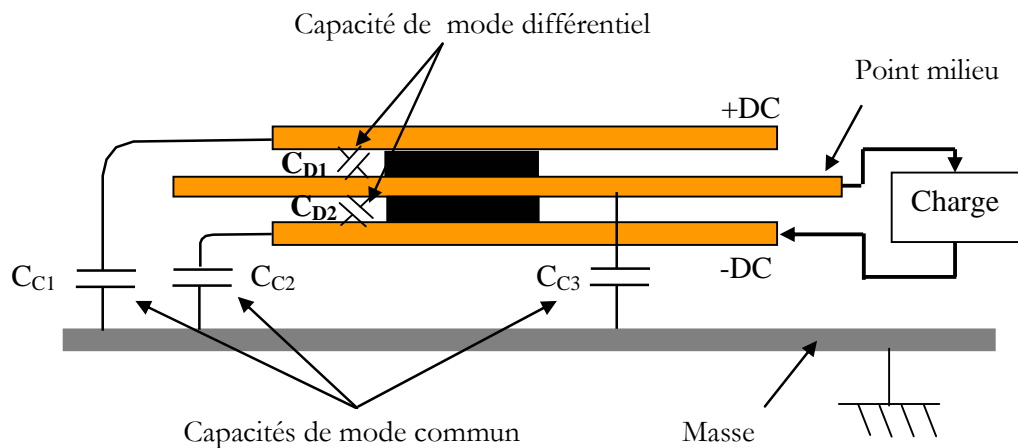


Fig. 4-7. Identification des capacités parasites d'un module CoC

Tout d'abord un fort gradient de tension aux bornes des capacités entre les deux plaques peut créer un courant de fuite qui va modifier le comportement des composants de puissance lors de la commutation. Ainsi les capacités créées par les plaques en regard vont éventuellement intervenir sur les vitesses de commutation et donc sur les pertes mais ne sont pas directement des chemins de propagation de perturbations. On peut néanmoins les quantifier aisément en considérant la formulation pour un condensateur plan  $C = \epsilon \cdot S / e$  dans laquelle on a :

- $S$  la surface des plaques en regard. Les côtes du module seront détaillées ultérieurement mais on peut prendre  $S$  de l'ordre de quelques  $\text{cm}^2$ .
- $e$  la distance entre plaques. Celle-ci sera comprise entre  $100\mu\text{m}$  et  $1\text{mm}$

Nous obtenons ainsi des capacités parasites de l'ordre de grandeur de quelques pF.

Par ailleurs il a été montré [LAR96] que les capacités intrinsèques des composants de puissance intervenaient dans l'apparition d'oscillations au moment des commutations et donc dans la génération de perturbations électromagnétiques. Elles sont aussi directement liées à la vitesse de commutation et donc aux pertes en commutation. Cependant, elles ne participent pas à la propagation des signaux perturbants vers l'extérieur des modules, et, de la même façon que les capacités précédentes, elles ne sont pas des vecteurs de propagation de perturbations.

### Les capacités de mode commun

Elles sont présentes entre chaque plaque de cuivre et la masse. Cependant  $C_{C1}$  et  $C_{C2}$  assurent une liaison capacitive entre des électrodes du module à potentiel fixe : respectivement entre l'électrode +DC et la masse et entre l'électrode -DC et la masse. Ainsi ces capacités ne seront pas le siège de forts gradients de tension et ne seront donc pas traversées par des courants de mode commun importants et devant être filtrés en sortie du convertisseur. Ce n'est pas le cas de  $C_{C3}$  qui lie le point milieu du convertisseur, électrode soumise à de forts gradients de tension à chaque commutation, et la masse. Ainsi c'est cette capacité qui potentiellement constitue le plus grand vecteur de propagation de perturbations de mode commun.

Pour ces premières mesures expérimentales, les électrodes +DC et -DC sont des plaques en cuivre de 2mm d'épaisseur, de largeur 2cm et de longueur 4cm. L'électrode point milieu est une plaque en cuivre de 2mm d'épaisseur également mais de 1cm de large pour 4cm de long.

#### 4.2.2.2. Module plan

La nature des capacités parasites dans un module plan est la même que précédemment. Sur la Fig. 4-8 on retrouve dessinées les capacités de mode commun et les capacités de mode différentiel. Sur cette figure, les puces et les fils de bonding n'ont pas été dessinés.



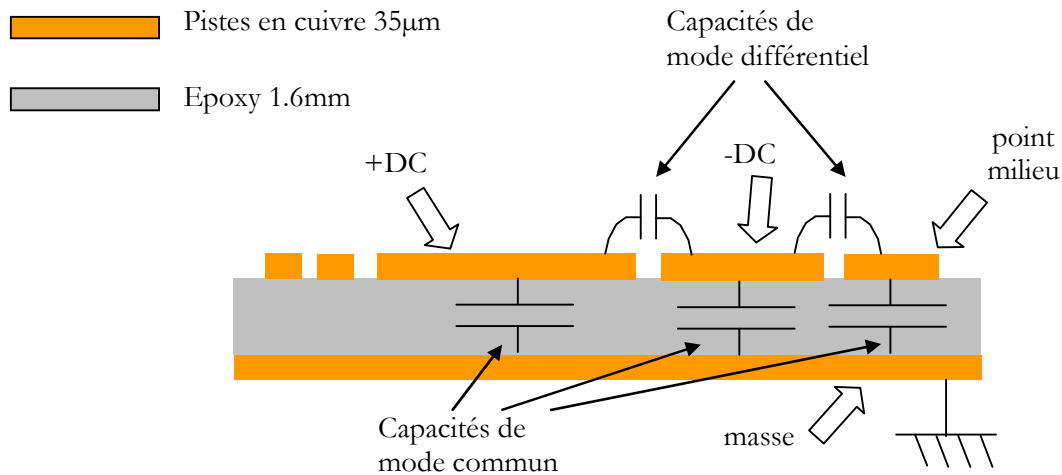


Fig. 4-8. Vue en coupe et identification des capacités parasites d'un module plan

### 4.2.3. Mesures comparatives

#### 4.2.3.1. Principe de mesure

Nous allons maintenant comparer les valeurs des capacités parasites de mode commun dans les deux types de modules par une méthode expérimentale. Pour cette caractérisation, les modules sont assemblés sans les composants de puissance.

Cette mesure consiste à exciter l'électrode point milieu de la structure par une tension triangulaire référencée à la masse d'une amplitude de 30V crête à crête et à une fréquence avoisinant les 8MHz. En même temps les autres électrodes (+DC et -DC) sont référencées par rapport à la masse à un potentiel fixe. Le courant délivré par le générateur correspond alors au courant de mode commun traversant les capacités parasites de mode commun (Fig. 4-9).

Afin de rendre la comparaison possible entre les deux structures, l'isolant que nous avons utilisé pour positionner le module CoC sur le plan de masse est une plaque d'Epoxy de même épaisseur que celle du module plan.

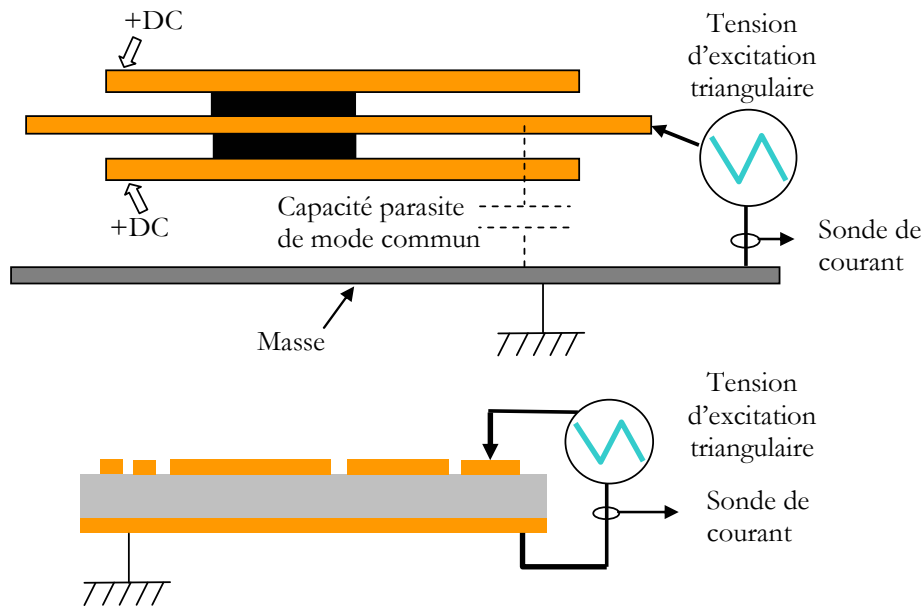


Fig. 4-9. Dispositifs expérimentaux de la mesure des capacités parasites de mode commun

#### 4.2.3.2. Résultats expérimentaux

La tension d'excitation a été générée par un GBF, les mesures de tension ont été réalisées à l'aide de sondes de tension Tektronix P3010 (x10, 100MHz) et les mesures de courant par des sondes de courant Tektronix P6021. Ces deux types de sondes indiquent une précision de 3% dans leurs données techniques. Les formes d'onde ont été acquises sur un oscilloscope numérique Tektronix TDS 3014 et sont représentées sur la Fig. 4-10.

En utilisant les mêmes sondes de courant pour les deux modules, nous constatons qu'un courant est mesurable dans le cas du module plan (courant trapézoïdal de 20.66mA crête à crête) alors que rien n'est mesurable pour le module CoC. La question de la précision dynamique des sondes se poserait si nous désirions faire des calculs précis de capacités. Notre étude quant à elle se limite à la comparaison entre les modules et l'absence de courant mesurable dans le cas du module CoC dans les mêmes conditions de mesure tend à montrer l'absence, ou tout du moins, la faible valeur des capacités parasites de mode commun dans ce type de modules.

Dans le cas du module plan il est alors possible de calculer une valeur approchée des capacités parasites de mode commun : à partir de la formule  $I_c = C \cdot dv/dt$  avec  $dv = 20V$  et  $dt = 38ns$  on trouve une capacité parasite de environ 20pF. Cet ordre de grandeur correspond à celui donné pour les circuits imprimés de 5pF/cm<sup>2</sup> [MER96].

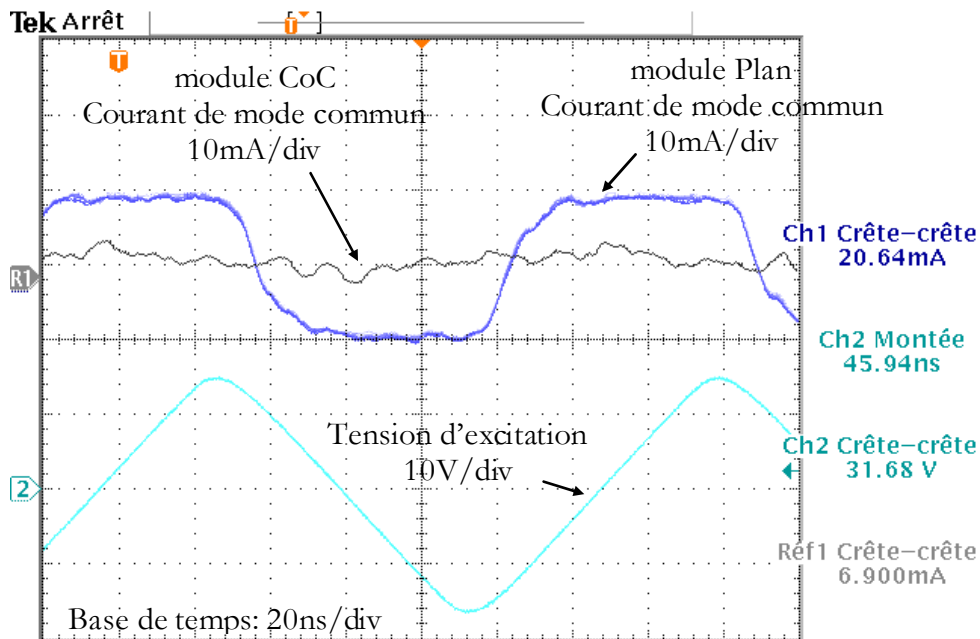


Fig. 4-10. Formes d'ondes du courant de mode commun généré par une tension triangulaire dans les deux types de modules

#### 4.2.3.3. Conclusion

Les mesures comparatives sur un module plan et sur un module de type CoC nous ont permis de mettre en évidence la réduction significative, voire la suppression totale, des capacités parasites de mode commun dans une structure CoC. Cette suppression, confirmée par la mesure, aurait pu être déjà énoncée après l'analyse de la structure matérielle du module 3D. En effet les électrodes  $-DC$  et  $+DC$  créent un écran électrostatique entre l'électrode point milieu et la masse (Fig. 4-7). Les capacités parasites de mode commun sont ainsi structurellement supprimées. Cette suppression constitue l'un des bénéfices majeurs d'une structure de type Chip-on-Chip.

### 4.3. Caractérisation électromagnétique

Après avoir démontré l'intérêt d'une structure de type CoC sur une structure plan d'un point de vue électrostatique, nous allons nous pencher maintenant sur la caractérisation électromagnétique. Dans un premier temps nous allons aborder la problématique des interactions entre le circuit de puissance et le circuit de commande dans un module. Ensuite, grâce à un recours à la simulation numérique, nous évaluerons la valeur de l'inductance de la maille de commutation puis nous comparerons les valeurs de champs rayonnés pour différentes structures. Dans cette partie, nous nous efforcerons de toujours comparer les résultats entre une structure plane telle que définie précédemment (paragraphe 4.2) et une structure CoC afin de bien mettre en évidence les bénéfices d'une structure par rapport à une autre.

#### 4.3.1. Interaction puissance commande

##### 4.3.1.1. Introduction

Eviter les interactions possibles entre le circuit de puissance et le circuit de commande dans un module de puissance constitue un des "fils conducteurs" du cahier des charges de conception d'un module. Déjà largement étudiés [MER96], nous allons juste rappeler les origines et les conséquences de ces interactions sur le fonctionnement des modules de puissance et nous allons voir quel est le gain apporté par une structure CoC.

Les interactions entre la puissance et la commande proviennent des inductances parasites introduites par le câblage. La Fig. 4-11 représente une cellule de commutation avec toutes les inductances parasites. Afin d'alléger le schéma nous n'avons représenté que quelques couplages mutuels mais évidemment d'autres sont possibles.

Dans l'étude qui nous intéresse, nous pouvons procéder à quelques simplifications sans que cela nuise à la compréhension des phénomènes que nous voulons mettre en évidence. La première remarque concerne l'inductance parasite  $L_{\text{charge}}$  présente sur le circuit de charge : celle-ci n'étant parcourue que par le courant de charge, c'est-à-dire un courant ne subissant pas de variations brusques (à fort gradient), il sera possible de considérer qu'elle n'intervient pas dans les phénomènes d'interaction puissance commande.

Ensuite les inductances de câblage  $L_{C1}$  et  $L_{C2}$  étant parcourues par le même courant pourront être regroupées dans une inductance commune  $L_C$ . Il en est de même pour  $L_K$  et  $L_A$  que nous regrouperons dans  $L_D$ .

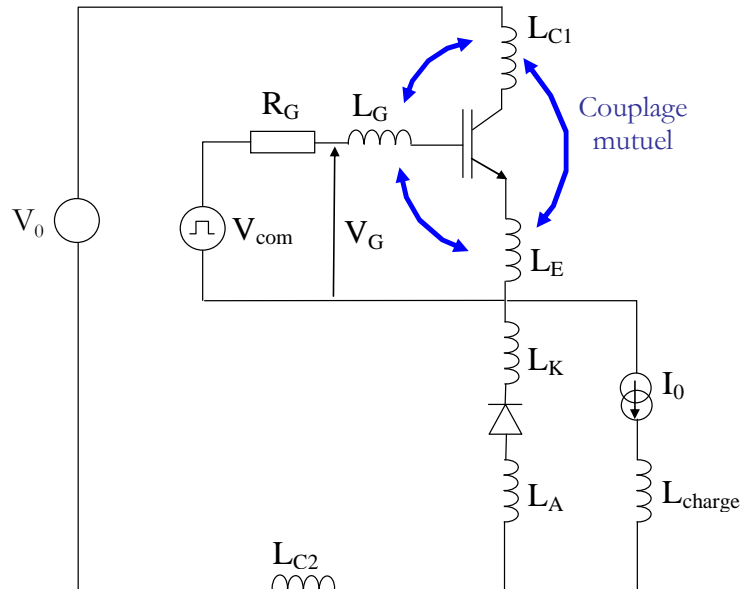


Fig. 4-11. Représentation d'une cellule de commutation avec ses inductances parasites et quelques couplages mutuels éventuels

Les interactions entre le circuit de commande et le circuit de puissance peuvent être dues à deux types de couplages :

- couplage par inductance commune : c'est le cas de  $L_E$  qui fait à la fois partie du circuit de puissance et du circuit de commande.
- couplage par mutuelle-inductance : c'est le cas des trois couplages mutuels possibles identifiés sur la Fig. 4-11.

De façon générale ces interactions peuvent avoir comme conséquences une instabilité de la commande de l'interrupteur au moment des commutations, un ralentissement des commutations et donc une augmentation des pertes, une susceptibilité accrue de la cellule de commutation aux perturbations d'origine électromagnétiques. Ainsi le concepteur de modules s'attachera toujours à réduire ces interactions.

#### 4.3.1.2. Comparaison expérimentale

Nous allons maintenant mettre en évidence de façon expérimentale les interactions puissance-commande sur un module plan et sur un module CoC. Pour cela, comme précédemment, nous utilisons les modules sans les puces. Le schéma électrique équivalent est alors celui de la Fig. 4-12 où l'on voit que les seuls éléments du circuit pris en considération sont dus aux inductances parasites du câblage. La mesure consiste à exciter le circuit de puissance par un courant sinusoïdal à haute fréquence et à vérifier si le circuit de commande est affecté par cette excitation. Nous avons pour cela utilisé un courant sinusoïdal de fréquence 400kHz d'une amplitude crête à crête de 3,5A qui est injecté entre les bornes +DC et le bornes -DC des modules. La valeur crête à crête et la fréquence du courant d'excitation sont les valeurs maximales que nous pouvions obtenir expérimentalement.

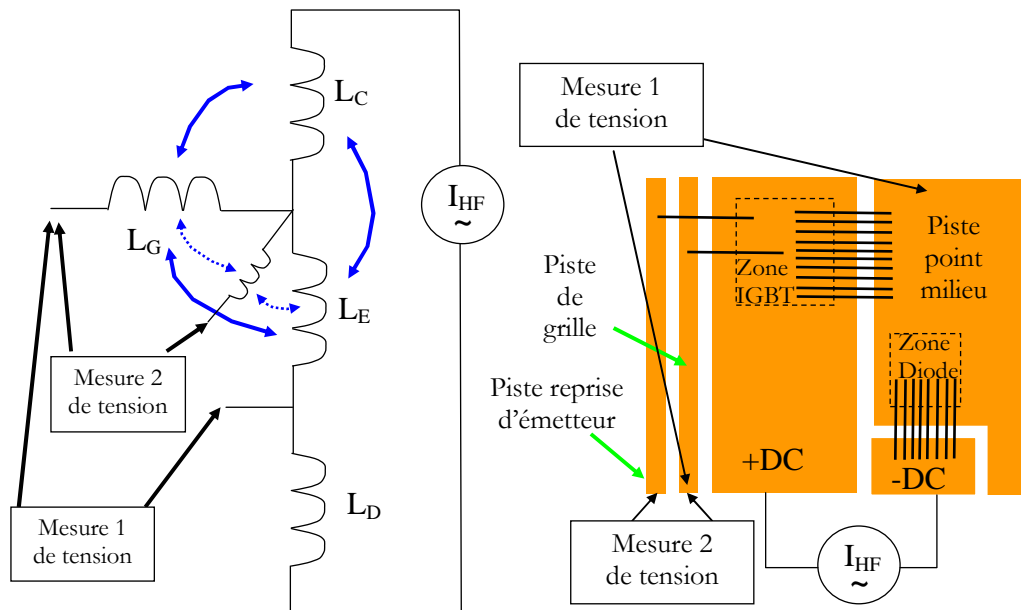


Fig. 4-12. Schéma électrique équivalent des interactions puissance-commande et principe de mesure

En ce qui concerne le module plan nous avons réalisé deux mesures (Fig. 4-12). La mesure 1 de tension, dont les formes d'ondes sont données dans la Fig. 4-13, montre la présence d'une tension aux bornes du circuit de commande lors de l'injection du courant dans le circuit de puissance. Cette tension, d'un déphasage avant de  $90^\circ$  par rapport au courant et donc de nature purement inductive, est due à la chute de tension dans l'inductance  $L_E$  commune aux deux circuits. Cette inductance est presque entièrement constituée par les fils de bonding qui relient la face avant de l'IGBT à la piste en cuivre constituant le point milieu. A partir des relevés expérimentaux il est d'ailleurs possible de donner une valeur approchée de cette inductance. Nous trouvons une inductance de  $8\text{nH}$  ce qui correspond tout à fait aux ordres de grandeur des inductances présentes dans un module de puissance. Remarquons que pour un  $di/dt$  autour de  $1000\text{A}/\mu\text{s}$  et suivant son orientation la chute de tension dans le circuit de commande est alors de  $8\text{V}$ . Cette valeur est proche des valeurs de tension utilisées comme signaux de commande des IGBT. On voit alors les conséquences sur la stabilité des commutations que peut avoir la présence d'une telle chute de tension dans le circuit de commande.

La mesure 2 de tension (Fig. 4-12) nous aurait permis de mettre en évidence les interactions par couplage mutuelle-inductance, étant donné que dans cette configuration il n'y a aucune inductance commune aux deux circuits. Mais dans les mêmes conditions d'essais et de mesures nous n'avons pas pu observer de tension mesurable.

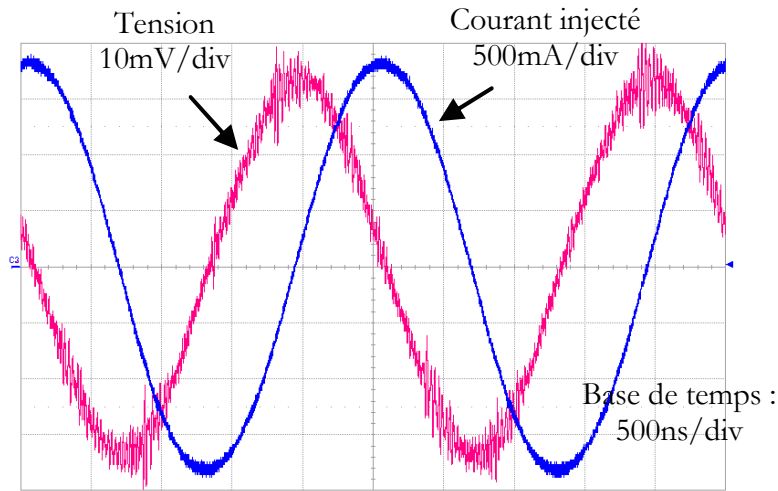


Fig. 4-13. Formes d'ondes expérimentales du courant injecté et de la tension aux bornes du circuit de commande d'un module plan (mesure 1)

Finalement, pour un module plan nous n'avons pas pu mettre en évidence la présence de couplage par mutuelle-inductance mais la présence de couplage par inductance commune si aucune précaution n'est prise au moment de la conception est clairement démontrée. La mesure 2 de tension nous a permis de constater la nécessité de séparer les circuits de puissance et de commande en passant par une reprise d'émetteur.

Une mesure similaire sur un module de type CoC n'a pas non plus permis de mettre en évidence la présence d'une interaction entre le circuit de puissance et le circuit de commande. Cette absence d'interaction se justifie aisément par l'analyse de la structure même du module. Comme on le voit sur la figure Fig. 4-14, les circuits de puissance et de commande sont structurellement séparés minimisant les possibilités de couplage. Le seul chemin commun entre les deux circuits se situe en regard d'un demi composant, en supposant la zone de contact de grille au centre de celui-ci. La Fig. 4-15 met en évidence cette zone commune. Notons que cette zone sera encore minimisée pas l'utilisation d'un composant de puissance possédant un contact de grille à sa périphérie.

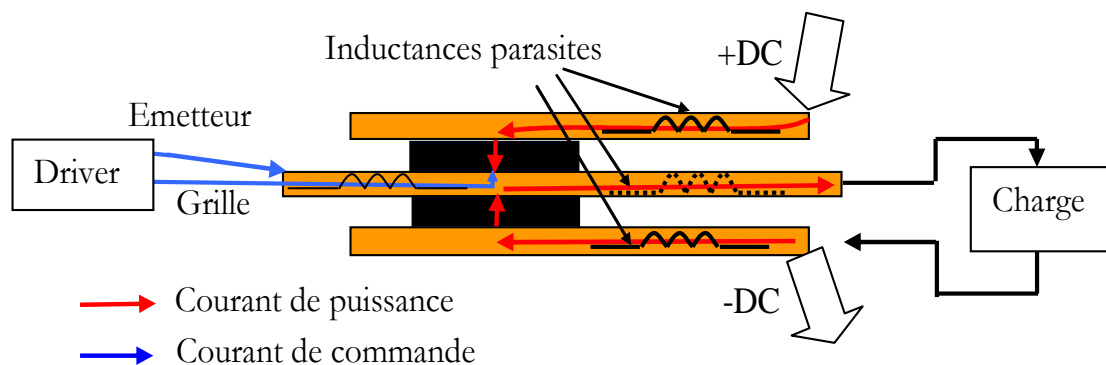


Fig. 4-14. Inductances parasites sur un module de type CoC

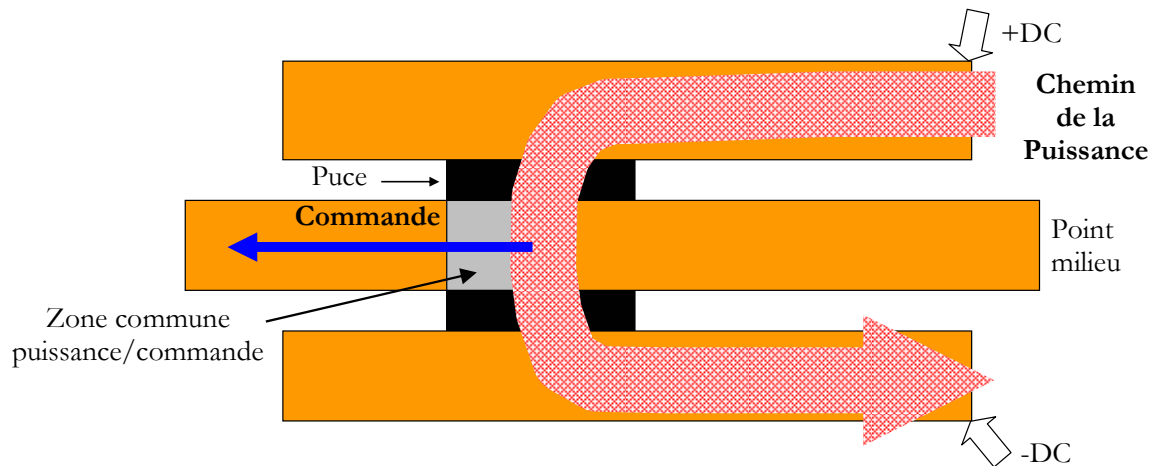


Fig. 4-15. Zone commune au circuit de puissance et au circuit de commande

#### 4.3.1.3. Conclusion

Les mesures effectuées sur un module plan nous ont confirmé qu'une conception sans précautions sur la prise de contact de la reprise d'émetteur pour la commande pouvait se révéler catastrophique pour le bon fonctionnement de module. Même si les couplages par mutuelle-inductance restent difficiles à mesurer, les inductances communes provoquent des couplages forts. Aujourd'hui cette problématique est bien intégrée par les concepteurs et les modules sont majoritairement équipés de reprise d'émetteur. Cependant, l'émergence des modules 3D tels que ceux décrits dans la partie 2 à refroidissement double face, et donc présentant des pistes de puissance également sur les DBC supérieurs, fait apparaître de nouveaux couplages mutuels avec des effets possibles et indésirables, même sur les reprises d'émetteur [LOU05].

La séparation matérielle entre les circuits de puissance et les circuits de commande qui est assurée par une structure CoC constitue un bénéfice majeur pour minimiser les interactions. Par ailleurs, un blindage naturel est créé par le passage de la connexion de grille dans une électrode massive. La Fig. 4-16 met en évidence ce blindage qui, par sa structure, se rapproche d'un blindage de type coaxial.

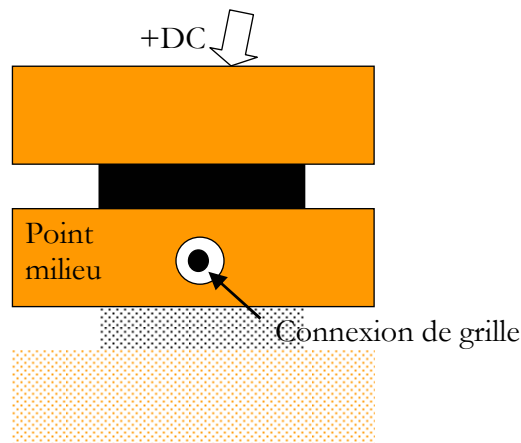


Fig. 4-16. Auto-blindage de l'électrode de grille



Nous avons ainsi montré les bénéfices qu'apporte un module de type CoC des points de vue électrostatique et électromagnétique. La structure CoC assure une immunité contre les interactions puissance/commande par sa structure même. Cet aspect peut rendre attractif une telle structure aux yeux des concepteurs de modules qui ainsi sans réflexions particulières peuvent obtenir des modules minimisant les interactions. Rappelons par ailleurs qu'un module ayant une susceptibilité faible aux rayonnements électromagnétiques est également un module qui rayonnera faiblement. Rayonnement et susceptibilité sont en fait deux façons de décrire les mêmes propriétés électromagnétiques d'une structure.

#### **4.3.2. Diminution de l'inductance de la maille de commutation.**

Afin de comparer les valeurs de l'inductance de la maille de commutation entre différents modules et architectures d'interconnexions, nous avons eu recours à un logiciel de simulation exploitant la méthode de résolution PEEC (INCA3D). Cette méthode de résolution ne considère que les résistances et les inductances du circuit électrique sans prendre en compte les capacités. Ainsi, en regardant la valeur de la partie imaginaire de l'impédance de la maille de commutation calculée par le logiciel, nous avons une bonne image de son inductance.

##### **4.3.2.1. Description des géométries simulées**

Nous devons maintenant décrire les géométries qui ont été saisies dans INCA3D. Il faut noter que les précautions à prendre pour étudier un module plan sont moindres que celles pour un module CoC. En effet, INCA3D est un logiciel qui a été spécialement adapté pour l'étude des modules "plans" et donc prenant en compte une évolution du courant soit dans une dimension soit dans deux dimensions. Notons également que la première simplification que nous avons faite est de négliger le comportement du silicium, les puces ne sont prises en compte que par leur épaisseur et non par leur comportement électrique.

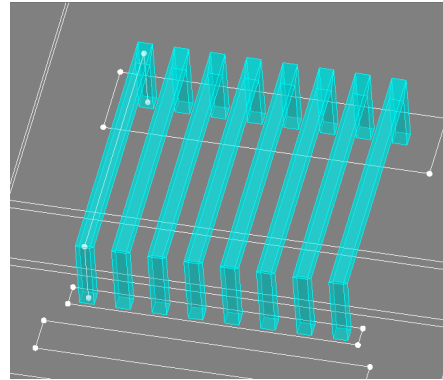
##### ***Module plan***

En ce qui concerne le module plan nous avons juste eu recours à une simplification de la géométrie des fils de bonding en supposant que cette approximation allait peu modifier l'ordre de grandeur des résultats.

Ainsi, au lieu de dessiner des fils de bonding avec des sections circulaires et ayant des formes particulières (Fig. 4-17.a), nous avons simplifié leur représentation en prenant des sections carrées et des profils simples rectangulaires (Fig. 4-17.b). La section prise est de  $0.160\text{mm}^2$  ce qui est assez proche de la section d'un fil de bonding de diamètre  $500\mu\text{m}$ . La hauteur des fils de bonding par rapport aux pistes en cuivre a été prise de  $2\text{mm}$ .



a) Fils de bonding réels



b) Fils de bonding dessinés pour la simulation

Fig. 4-17. Fils de bonding réels [FRA01] et ceux dessinés pour la simulation

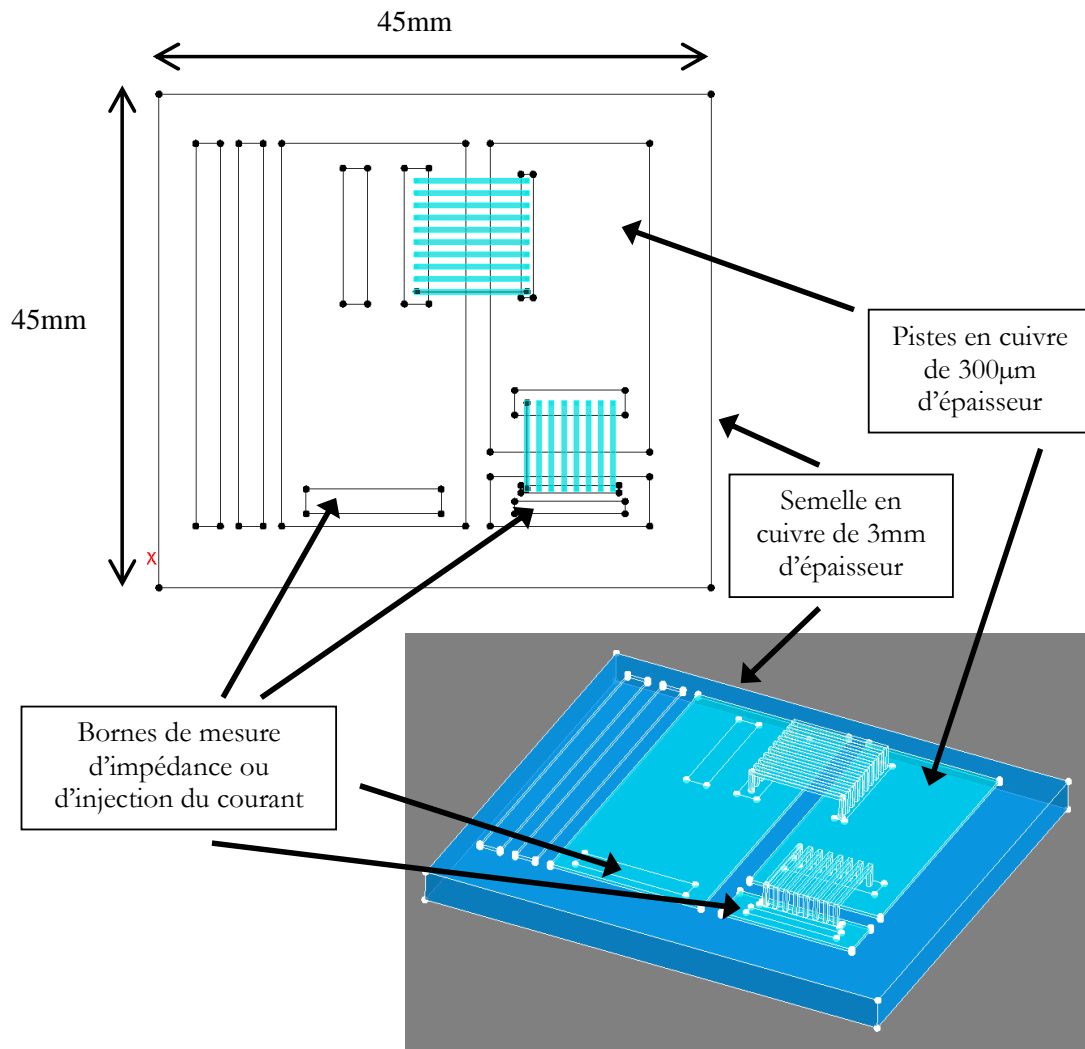


Fig. 4-18. Description du module plan dessiné et simulé dans INCA 3D

L'organisation des pistes avec le positionnement des puces et des fils de bonding du module plan est la même que celle utilisée pour la caractérisation électrostatique ou l'étude des interactions puissance/commande. Par contre les épaisseurs utilisées sont celles d'un module de puissance monté sur un DBC et fixé sur une semelle en cuivre. Les pistes en cuivre ont une épaisseur de  $300\mu\text{m}$  (Fig. 4-18). La distance entre les pistes et la semelle en cuivre est de  $700\mu\text{m}$ ; cette épaisseur remplie d'air remplace le diélectrique classiquement utilisé dans un DBC. La semelle en cuivre a une épaisseur de  $3\text{mm}$ , c'est un carré de  $45\text{mm}$  de côté.

Cette géométrie étant la même que celle utilisée pour étudier le champ rayonné, nous avons fait apparaître sur la Fig. 4-18 les bornes d'entrée du courant ou de mesure d'impédance.

### Module CoC

La problématique qui s'est imposée lors de la description du module de type CoC concerne la prise en compte de la troisième dimension dans un conducteur par un logiciel qui n'est pas conçu pour cela. En effet, la particularité des modules CoC est d'avoir une répartition 3D des courants dans les conducteurs massifs. La Fig. 4-19 met en évidence ces trois dimensions.

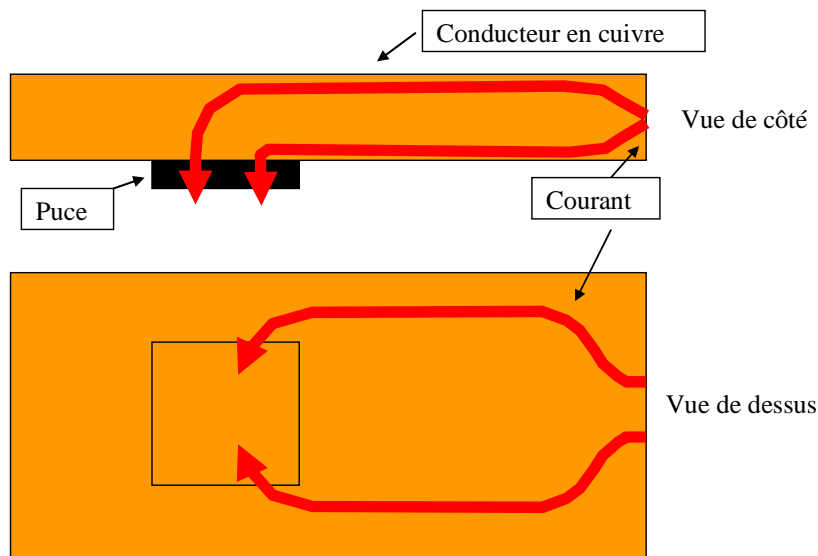


Fig. 4-19. Mise en évidence des trois dimensions possibles de circulation du courant

La répartition du courant va dépendre de beaucoup de paramètres dont la fréquence qui va définir l'épaisseur de peau, de l'interaction avec les autres conducteurs, de la localisation des bornes d'entrée et de sortie du courant... Ainsi la Fig. 4-19 met en évidence un épanouissement 2D possible du courant en regardant la vue de dessus du module. Cet épanouissement est couplé à une évolution dans une troisième dimension influencée par l'effet de peau et la nécessité par le courant de traverser les puces.

INCA3D met à notre disposition deux types de conducteurs :

- des conducteurs bidirectionnels permettant une évolution 2D du courant mais ne prenant pas en compte l'épaisseur de peau,
- des conducteurs dont le chemin du courant est unidirectionnel mais prenant en compte l'épaisseur de peau.

La première solution permettant de prendre en compte une évolution 3D du courant consiste à définir les conducteurs massifs par une association de conducteurs bidirectionnels, les éléments les plus petits devant être de la dimension de l'épaisseur de peau. Une telle solution rend la description des géométries très compliquée et la simulation très lourde.

Nous avons opté pour une solution dans laquelle on favorise la prise en compte de l'épaisseur de peau plutôt que la prise en compte de l'évolution 2D sur une surface. Ainsi les plaques de cuivre sont décrites comme des conducteurs unidirectionnels. Ensuite, nous avons considéré que la contribution à la valeur de l'inductance parasite et à la génération du champ magnétique de la partie du module où sont situées les puces était plus faible que le reste du module. Ainsi la géométrie décrite dans INCA3D ne prend pas en compte les puces et s'arrête à la ligne en pointillé de la vue de dessus de la Fig. 4-20. La définition des faces équipotentielles traduit cette simplification et permet d'introduire la troisième dimension pour la circulation du courant. Les dimensions utilisées pour les simulations sont données Tab. 4-1.

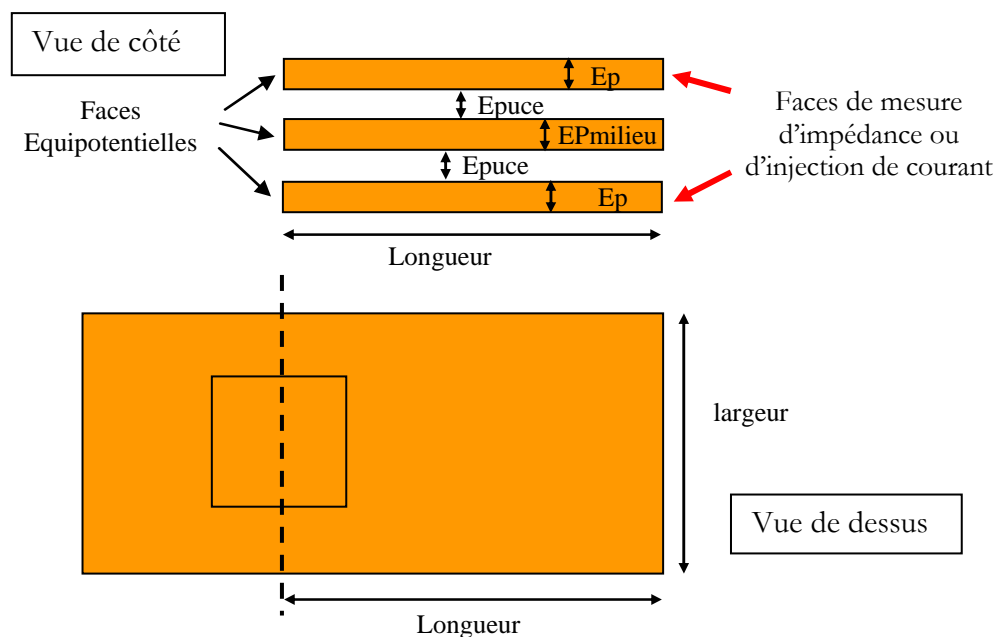


Fig. 4-20. Description de la géométrie de la structure CoC

Ep	EPmilieu	Epuce	Longueur	largeur
2 mm	2 mm	1 mm	30 mm	20 mm

Tab. 4-1. Dimensions utilisées pour la simulation

#### 4.3.2.2. Résultats de simulation

Les calculs d'impédance ont été réalisés à une fréquence de 2MHz et avec les descriptions géométriques faites ci-dessus. Les résultats sont donnés dans le Tab. 4-2.

Module plan	Module CoC
7 nH	3 nH

Tab. 4-2. Valeur de l'inductance parasite pour les deux types de modules

Dans un premier temps nous remarquons une réduction de 58% de la valeur de l'inductance parasite introduite par le câblage dans le cas d'une structure CoC par rapport à un module plan.

La deuxième remarque concerne les valeurs en elles même de ces inductances. Quelques nH constitue une valeur faible. En ce qui concerne le module plan cela confirme que ce qui introduit la plus grande partie de l'inductance parasite provient des lyres de puissance (Fig. 2-2) qui assurent la liaison entre l'assemblage sur le DBC et le busbarre et qui n'ont pas été prises en compte dans ces simulations. Ces lyres augmentent considérablement la taille de la maille de commutation et donc la valeur de son inductance. Rappelons que les valeurs d'inductances parasites indiquées par les constructeurs pour les modules plans et de l'ordre de la dizaine de nH [INF08].

En ce qui concerne le module CoC on voit que la valeur de l'inductance parasite est faible. Cependant la remarque sur la liaison au busbarre faite précédemment reste vraie. Tous les bénéfices d'une structure CoC seront acquis s'il est possible d'insérer la capacité de découplage au plus près du module, la capacité risque alors de subir de fortes contraintes en température, ou d'insérer le module au plus près du busbarre voir dans le busbarre. La Fig. 4-21 donne une image de ce que pourrait être une cellule de commutation insérée au plus près du busbarre, le gain par rapport à un module plan est alors important.

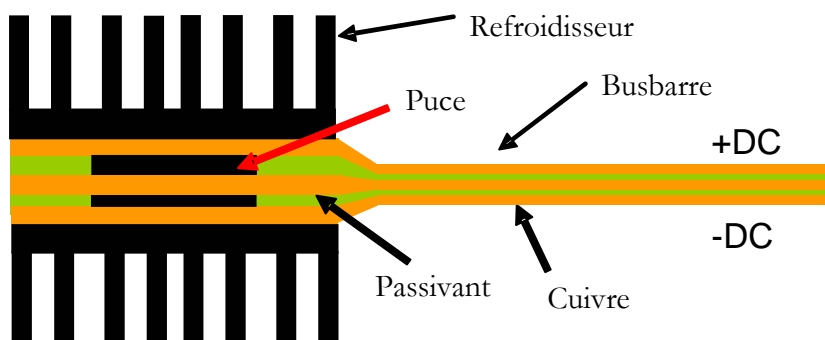
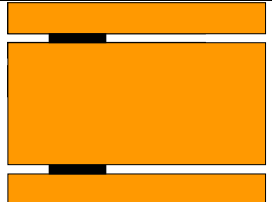


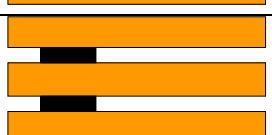
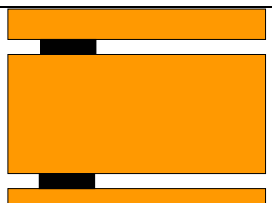


Fig. 4-21. Une cellule de commutation au plus près du busbarre

### 4.3.2.3. Influences de la géométries dans un module CoC

Les facteurs géométriques faisant varier la valeur de l'inductance parasite dans un module plan sont assez bien connus et ont été largement étudiés. Il nous a semblé alors intéressant d'étudier l'influence de quelques facteurs géométriques sur cette même valeur d'inductance parasite sur un module CoC. Pour cela nous avons joué sur deux paramètres :

- L'espacement entre les plaques dans lequel est logé la puce, c'est le paramètre  $E_{puce}$  de la Fig. 4-20. Cette grandeur revêt un aspect critique dans la mesure où elle conditionne la tenue en tension du montage. Comme nous l'avons dit précédemment, une distance minimum de 1mm paraît nécessaire pour assurer une tenue en tension de 600V dans l'air. Nous allons nous permettre de diminuer cette distance dans la mesure où, dans la partie 4 de ce chapitre, nous allons vous présenter une nouvelle façon de gérer la tenue en tension des composants de puissance permettant de minimiser cette distance. Cependant cette distance ne peut être réduite à une valeur inférieure à l'épaisseur d'une puce, valeur minimum que nous avons fixée à 200 $\mu$ m.
- L'épaisseur de la plaque du milieu, nommée  $E_{milieu}$  sur la Fig. 4-20. Cette plaque n'étant pas a priori parcourue par des courants subissant de forts gradients, il semblait alors intéressant d'évaluer sa contribution à la valeur de l'inductance parasite.

$E_{puce} = 200\mu\text{m}$ $E_{milieu} = 1\text{cm}$	1 nH	
$E_{puce} = 200\mu\text{m}$ $E_{milieu} = 1\text{mm}$	1 nH	
$E_{puce} = 1\text{mm}$ $E_{milieu} = 1\text{mm}$	3 nH	
$E_{puce} = 1\text{mm}$ $E_{milieu} = 2\text{mm}$	3 nH	
$E_{puce} = 1\text{mm}$ $E_{milieu} = 1\text{cm}$	3 nH	

Tab. 4-3. Valeur de l'inductance parasite pour différentes géométries d'un module CoC

A partir des résultats de simulation consignés dans le Tab. 4-3 nous pouvons faire deux remarques :

- Plus la distance entre deux plaques (+DC et point milieu ou -DC et point milieu) est faible et plus la valeur de l'inductance parasite est faible : autour de 0.8nH pour 200 $\mu$ m contre 3nH pour 1mm. Cela montre tout l'intérêt que l'on a à minimiser cette distance et d'essayer de la rendre égale à l'épaisseur de la puce.
- L'épaisseur de la plaque point milieu n'intervient que très faiblement dans la valeur de l'inductance parasite. On peut en effet passer d'une épaisseur de 1mm à 1cm sans modifier la valeur de l'inductance.

Cette dernière remarque est un résultat majeur et constitue un atout considérable d'une structure CoC. En effet cela veut dire qu'il est possible d'insérer un refroidisseur dans l'empilement que constitue un module CoC (Fig. 4-22). Nous obtenons alors une structure offrant un vrai refroidissement double face des composants sans augmenter la valeur de l'inductance parasite et donc sans détériorer le comportement électromagnétique du module.

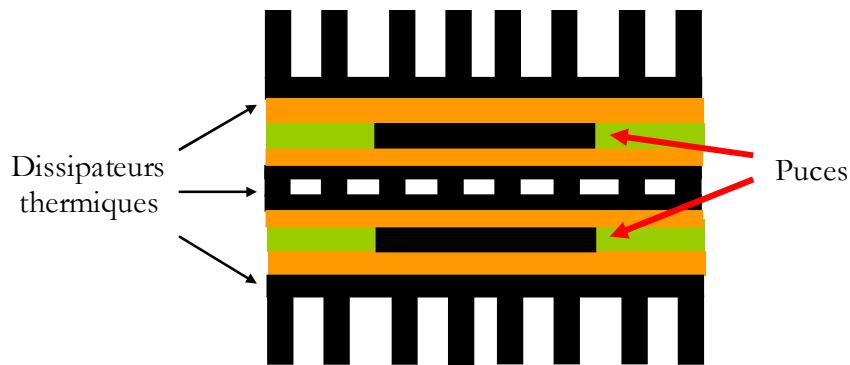


Fig. 4-22. Module CoC avec son dissipateur thermique intégré.

### 4.3.3. Champ magnétique rayonné

Après avoir abordé la problématique des perturbations conduites à travers l'étude des capacités de mode commun, nous allons aborder le deuxième volet d'une caractérisation CEM qui est le champ magnétique rayonné. L'insertion du module CoC au plus près du busbarre, pris en sandwich entre les potentiels +DC et -DC, nous laisse prévoir une forte amélioration du comportement électromagnétique de la structure. Cette étude ne prétend pas être une caractérisation complète du comportement CEM des modules vis-à-vis du champ rayonné mais juste une première approche pour quantifier les bénéfices d'une structure CoC par rapport à une structure plan. Nous allons alors comparer les champs rayonnés par un module plan et un module CoC ayant subis une excitation sinusoïdale haute fréquence identique. Les géométries simulées grâce au logiciel INCA3D sont celles du paragraphe 4.3.2.1.

Pour mener à bien ces simulations nous avons choisi comme signal d'excitation un courant sinusoïdal d'une amplitude de 1A à une fréquence de 2MHz. Cette valeur est la fréquence équivalente d'un signal ayant un temps de montée  $t_m$  d'une centaine de ns ( $f_{eq} = 0.35/t_m$ ). La centaine de ns est l'ordre de grandeur des temps de commutation des interrupteurs que nous utilisons dans nos réalisations pratiques.

Afin de pouvoir réaliser des comparaisons entre les modules nous avons, dans un premier temps, cherché à identifier les zones de champ maximum. Pour cela, nous avons tracé des isovaleurs de champs magnétiques sur des plans et identifié ces zones. Cela fut conduit dans les trois directions de l'espace. La Fig. 4-23 montre les isovaleurs du champ magnétique dans le cas d'un module plan sur un plan parallèle au plan de masse situé à 7 mm au dessus des pistes en cuivre. C'est à la verticale des fils de bonding que le champ rayonné est le plus important. Cela pouvait être prévisible étant donné qu'ils représentent une forte contribution à la valeur totale de l'inductance parasite de la maille de commutation.

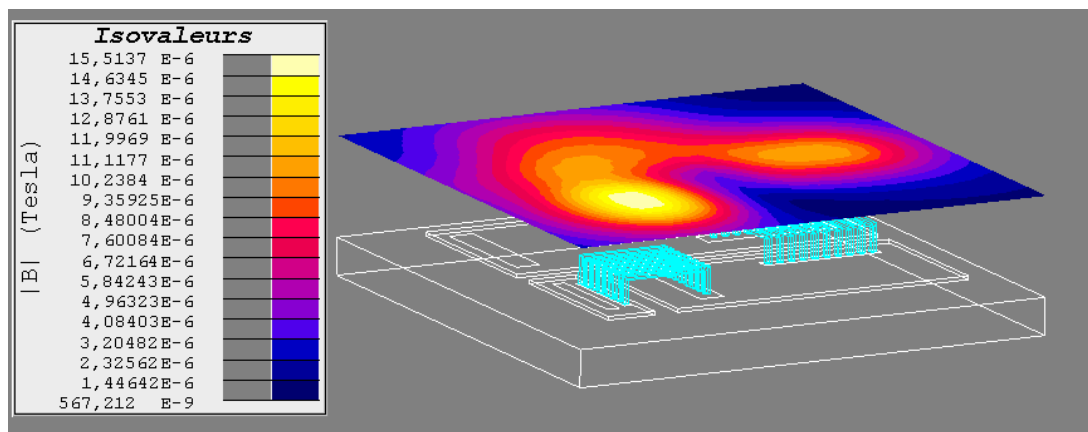


Fig. 4-23. Isovaleurs du champ magnétique 7 mm au dessus des pistes en cuivre

La Fig. 4-24 représente les isovaleurs du champ magnétique sur plan de coupe d'un module CoC. Le champ magnétique est maximum entre les plaques. Sur cette même image est représenté le sens du champ magnétique pour un certain état électrique, les bornes d'entrée et de sortie du courant étant repérées, donnant ainsi un sens au courant. Nous voyons alors clairement que le champ magnétique se reboucle en faisant le tour du module en passant par l'extérieur. Dans la partie 5 de ce chapitre nous proposerons une structure originale qui permettra de pallier ce problème.



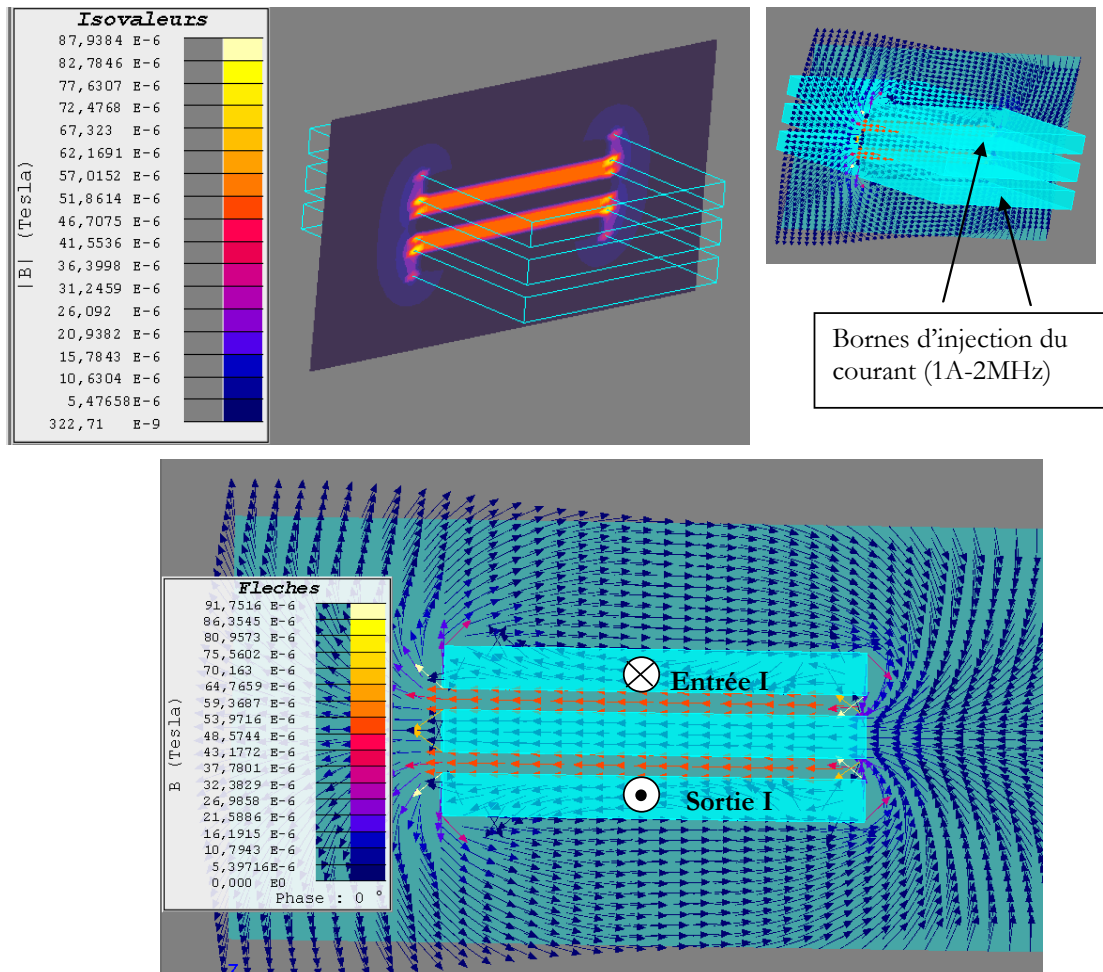


Fig. 4-24. Isovaleurs et flèches du champ magnétique d'un module CoC

Après l'identification des zones de champ maximum sur les deux modules, nous avons défini des chemins de calcul du champ puis comparé ces valeurs. Sur la Fig. 4-25 sont représentés les deux chemins choisis pour chaque module. Les frontières définies pour le calcul sont les frontières matérielles de chaque module : pour le module plan, le calcul débute juste à la limite des fils de bonding ; pour le module CoC juste au-delà des plaques.

Cette limite matérielle peut être sujette à discussion : en effet il faut considérer que dans la réalité les modules sont forcément encapsulés. Sans faire d'hypothèses trop contraignantes sur les géométries éventuelles des capots recouvrant les modules, nous pouvons néanmoins prévoir que rien ne pourra venir se loger dans les premiers millimètres du chemin 2 du module plan, cette place étant forcément réservée pour le passivant et le capot. Ainsi, dans les courbes comparatives de champ, nous avons fait débiter les mesures 2mm après les fils de bonding sur le chemin 2 du module plan. Cette hypothèse nous a semblé importante pour permettre une comparaison entre les modules sans être totalement déconnectée de la réalité de mise en œuvre des modules.

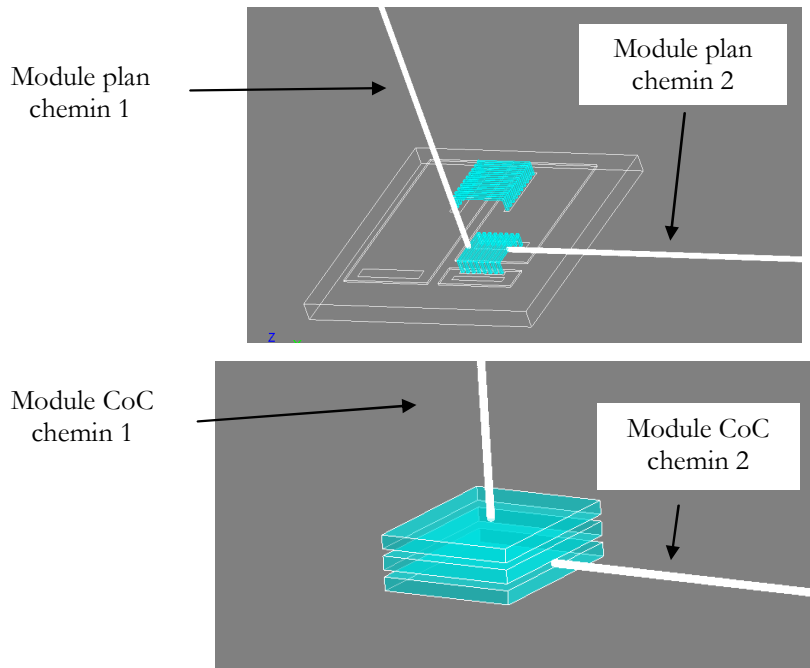


Fig. 4-25. Chemins de calcul du champ magnétique pour les deux modules

Les Fig. 4-26 et Fig. 4-27 donnent l'évolution du champ magnétique en fonction de la distance de 0 à 2 mm et de 80 à 90 mm respectivement. Sur la Fig. 4-26 nous voyons que suivant les chemins 1 de calcul du champ l'avantage est nettement en faveur du module de type CoC. Bien que baissant rapidement lorsque l'on s'éloigne du module, la valeur du champ reste nettement supérieure pour le module plan. Par ailleurs, nous pouvons remarquer la valeur sensiblement identique pour les deux modules suivant les chemins 2 (autours de  $40\mu\text{T}$ ) mais avec une décroissance plus forte quand la distance augmente pour le module CoC. Par contre lorsque l'on s'éloigne du module la valeur du champ peut être dix fois supérieure pour un module plan que pour un module CoC. Lorsque l'on s'éloigne du module, le bénéfice de la structure CoC paraît évident.

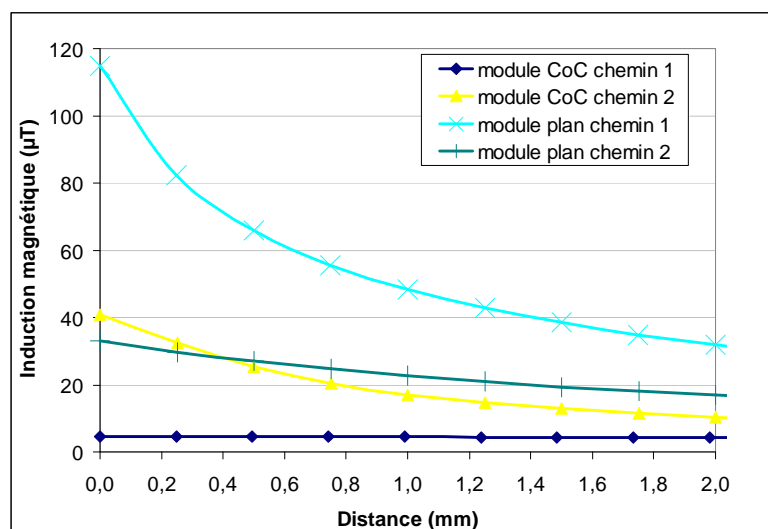


Fig. 4-26. Valeurs du champ magnétique pour une distance comprise entre 0 et 2mm

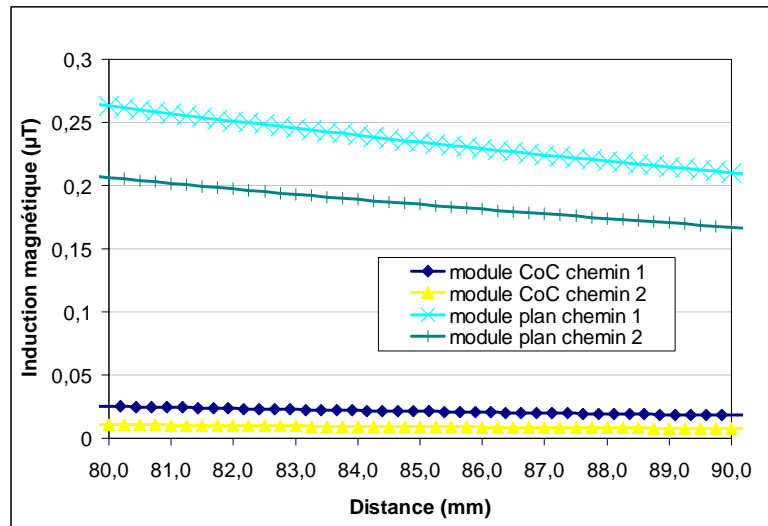


Fig. 4-27. Valeurs du champ magnétique à une distance comprise entre 80 et 90mm

Rappelons que les géométries simulées sont celles du paragraphe 4.3.2.1. Pour le module CoC, la distance entre deux plaques de cuivre est de 1mm.

Ces simulations de champ magnétique rayonné nous permettent déjà d'apprécier les bénéfices que l'on peut obtenir d'une structure CoC par rapport à une structure plane. D'une part le rayonnement et donc la susceptibilité du module sont fortement minimisés par la structure CoC et ce quelque soit la direction. Ce bénéfice est particulièrement intéressant pour permettre un assemblage de modules en minimisant les couplages et les interactions possibles entre modules. D'autre part nous pouvons également sentir l'intérêt qu'il y a à vouloir diminuer le plus possible la distance inter-plaques et de se rapprocher d'une structure de type busbarre. En effet une telle diminution aura un fort impact sur la valeur du champ suivant le chemin 2, seule direction où le module plan affiche un meilleur comportement au plus près du module. Or une telle diminution est actuellement limitée par la géométrie des puces. Comme nous l'avons évoqué précédemment, la terminaison en tension planar avec une gestion de la tenue en tension en surface de la puce impose des géométries en face avant du composant qui n'autorisent pas une prise de contact directe sur une plaque. L'électrode métallique en face avant doit respecter la géométrie de la puce pour garantir la tenue en tension du composant. Ainsi la structure des composants à terminaison en tension planar constitue une limite pour pouvoir tirer tous les bénéfices d'une structure CoC. Une révision de la gestion de la tenue en tension des composants de puissance nous a semblé nécessaire pour optimiser l'usage de la structure CoC et permettre une prise de contact se rapprochant le plus possible de l'insertion de la puce dans un busbarre.

Nous allons maintenant proposer une solution basée sur la modification de la gestion de la tenue en tension des composants pour permettre une diminution de la distance entre les différentes plaques-électrodes du module CoC et d'améliorer ainsi son comportement électromagnétique.

## 5. Conception couplée puce-package

### 5.1. Introduction

Comme nous l'avons vu précédemment, le gain en terme de comportement électromagnétique d'une structure de type CoC serait accru par une diminution de la distance inter-électrodes. Toutefois une distance minimum est à respecter pour que la puce puisse assurer la tenue en tension exigée par le cahier des charges de la structure de conversion.

Par ailleurs, comme nous l'avons déjà évoqué dans le paragraphe 3.2.2, la géométrie de la face avant avec son relief nécessaire pour la gestion de la tenue en tension rend complexe la mise en œuvre 3D.

Nous nous trouvons alors dans un paradoxe qui est d'avoir des composants de puissance parfaitement optimisés d'un point de vue statique et dynamique par les concepteurs de puces mais qui ne sont pas adaptés à des mises en œuvre originales et performantes. En effet, la conception de modules de puissance ne se fait jamais ou trop rarement conjointement entre le fondeur de puces et le concepteur du package. Au travers d'un travail d'équipe réunissant plusieurs compétences, nous nous proposons de revoir cette méthode hiérarchisée de conception de modules de puissance par une méthode plus transversale réunissant toutes les sensibilités. L'objectif est de concevoir en même temps la puce et son package afin d'en optimiser l'ensemble, c'est ce que nous nommerons une conception couplée puce-package.

A partir des constats et des limitations mis en lumière dans les paragraphes précédents, il apparaît alors nécessaire de revoir la gestion de la tenue en tension des composants verticaux pour l'adapter au mieux à un package 3D. La Fig. 5-1 met en évidence le gain qu'il y a à revoir la méthode de gestion de la tenue en tension des puces. Dans une conception 3D classique, il faut adapter l'électrode supérieure du package au layout de la puce, c'est-à-dire prendre en compte le relief de la face avant de la puce. Dans notre approche couplée, nous nous proposons de réaliser des composants de puissance à tenue en tension verticale, ce qui simplifie considérablement à la fois la forme de l'électrode supérieure, celle-ci ne pouvant être alors qu'une plaque, ce qui libère un degré de liberté pour son positionnement. Pour les interrupteurs commandables le contact de commande devra alors être adapté à une telle stratégie de prise de contact. Sur les schémas de la Fig. 5-1 nous avons représenté une brasure en face arrière, mais les stratégies d'assemblage seront discutées au chapitre III.

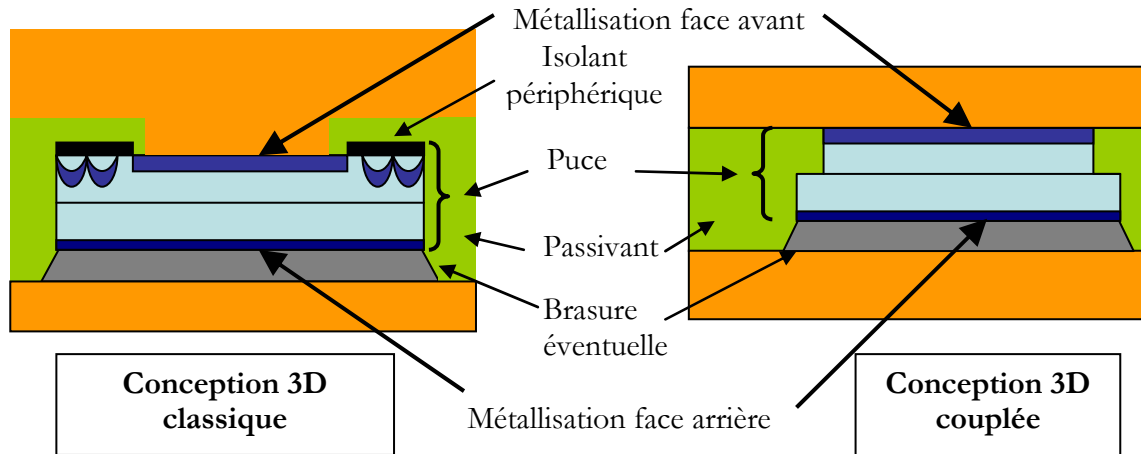


Fig. 5-1. Principes de la conception 3D classique et de la conception 3D couplée

Après un rapide exposé sur la problématique de la tenue en tension périphérique des composants de puissance, nous aborderons la gestion verticale de la tenue en tension associée à son package.

## 5.2. La tenue en tension périphérique

Comme le fait remarquer Jacques Arnould dans son ouvrage [ARN92], le champ maximum dans le silicium est de  $20\text{V}\cdot\mu\text{m}^{-1}$  contre 2 à  $6\text{V}\cdot\mu\text{m}^{-1}$  dans l'air. Sans précautions particulières au niveau de la terminaison des jonctions et la prise en compte des interfaces entre les jonctions et l'environnement, des effets de bords peuvent réduire la tenue en tension en périphérie de jonction à des valeurs beaucoup plus faibles que la tension de claquage théorique. Ainsi une gestion de la tenue en tension périphérique avec notamment une passivation du périmètre extérieur du composant est nécessaire. La deuxième contrainte est liée à la courbure des équipotentielles au sein même du composant : elle entraîne le claquage pour une tension plus faible que la tension de claquage théorique de la jonction plane équivalente [LEF04].

Les solutions technologiques exploitées pour assurer la tenue en tension périphérique se résument en deux familles : les solutions dites « planar » pour les jonctions réalisées avec masque et les solutions pour jonctions réalisées sans masque.

### 5.2.1. Jonctions réalisées avec masque

Les jonctions réalisées au moyen d'une diffusion masquée (Fig. 5-2) vont présenter des parties courbes (cylindriques sur les bords et sphériques aux angles) qui rejoignent la surface du composant et qui vont donc imposer des rayons de courbure aux équipotentielles. Or le champ électrique est maximum là où le rayon de courbure des équipotentielles est minimal, et c'est à ces endroits là que l'on peut assister au claquage du composant.

La technologie dite « planar » repose sur la gestion des rayons de courbure des équipotentielles. Cette solution technologique va donc essayer d'augmenter le plus possible le

rayon de courbure des équipotentielles et s'appelle la technique d'extension de la terminaison de la jonction. Nous citerons les terminaisons avec électrode de champ, avec anneaux de garde, à poche implantée...L'objectif ici n'est pas de rentrer dans le détail de ces solutions, elles sont décrites dans [ARN92][LEF04] et abordées plus en détail dans [BAL87] et [LET00], mais nous retiendrons ce qui conditionne ensuite la mise en œuvre dans un package : toutes ces terminaisons ont la particularité de gérer la tenue en tension à la surface de la puce et donc de nécessiter le dépôt d'un matériau isolant à la périphérie de la face avant de la puce. Ce dépôt constitue une surépaisseur par rapport à la métallisation, et constitue ce relief que nous évoquions au paragraphe 3.2.2.

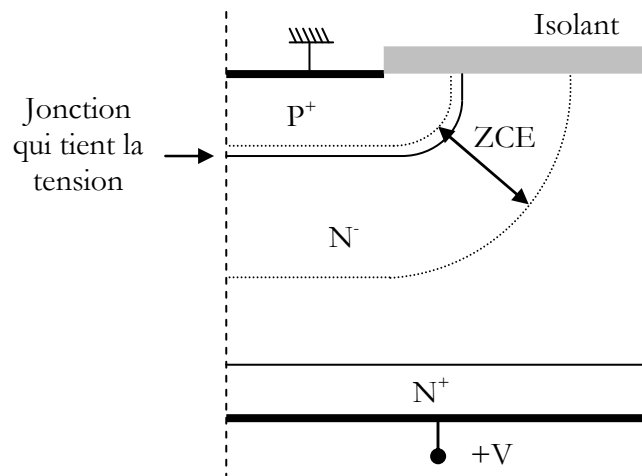


Fig. 5-2. Zone de charge d'espace d'une jonction diffusée avec masque [LEF04]

### 5.2.2. Jonctions réalisées sans masque

Pour une jonction réalisée sans masque (réalisée par diffusion ou par épitaxie), il s'agit de réduire le champ électrique à la périphérie des jonctions par une découpe appropriée. Elle devra être tout d'abord de nature chimique pour supprimer les défauts cristallins que pourrait créer une découpe mécanique. Le moindre défaut en surface diminuerait la valeur du champ de claquage. Nous pouvons ensuite adapter l'angle de découpe pour diminuer le champ électrique en surface. La Fig. 5-3 montre une terminaison en tension verticale et une découpe avec un angle diminuant la valeur du champ électrique en surface. En réduisant au moins d'un facteur deux le champ électrique en surface par rapport au champ électrique dans le volume on assure un claquage dans le volume et donc l'exploitation de la tension de claquage maximale. Un angle découpe de  $50^\circ$  permet de diviser pratiquement par deux le champ électrique en surface [BAL87].

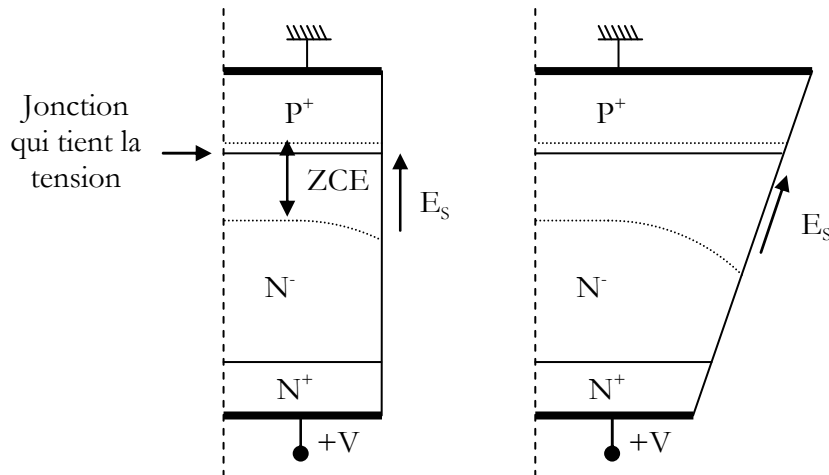


Fig. 5-3. Terminaison en tension verticale et découpe réduisant la valeur du champ en surface

Remarque : les terminaisons Mésa permettent, à partir d'un sillonnage et d'une découpe chimique, de se ramener au cas précédent de la gestion de la terminaison en tension pour des jonctions diffusées réalisées avec masque [LEF04].

### 5.3. Choix technologiques

Nous allons maintenant exposer de façon synthétique les simulations numériques qui ont permis de définir une géométrie et un cheminement technologique pour la fabrication de diodes de puissance à terminaison en tension verticale. Ce qui va être exposé ci-dessous constitue une partie du travail de thèse de Kremena Vladimirova qui s'inscrit dans un travail plus large sur les composants de puissance.

#### 5.3.1. Simulations numériques

La structure simulée grâce au logiciel éléments finis Silvaco est une structure de diode P<sup>+</sup>N<sup>-</sup>N<sup>+</sup> ayant les caractéristiques suivantes :

- 0-110  $\mu\text{m}$  épaisseur du substrat silicium :
  - 0-3  $\mu\text{m}$  région P+ (concentration  $3.10^{15} / \text{cm}^3$ )
  - 3-50  $\mu\text{m}$  région N- (concentration  $2.10^{14} / \text{cm}^3$ )
  - 50-110  $\mu\text{m}$  région N+ (concentration  $1.10^{19} / \text{cm}^3$ )
- électrodes :
  - cathode : face arrière du composant
  - anode : face avant du composant constituée par une couche de 10  $\mu\text{m}$  d'aluminium

Les premières simulations ont servi à vérifier la tenue en tension d'une jonction plane infinie équivalente sans tenir compte des effets de bord donc sans prendre en compte la gestion des terminaisons en tension. La jonction présente alors une tension inverse d'avalanche théorique de 790V.

Le deuxième volet de simulation concerne la gestion des terminaisons en tension, les paramètres géométriques à faire varier pour trouver la meilleure solution sont les suivants Fig. 5-4:

- l'angle  $\alpha$  de la terminaison : comme nous l'avons vu au paragraphe 5.2.2 l'angle de la terminaison a une incidence directe sur la valeur du champ électrique en surface,
- la profondeur  $P$  de la terminaison verticale : l'objectif est d'évaluer l'effet sur la variation du champ électrique maximal à l'interface Si/diélectrique quand la profondeur est au-dessus, au-dessous et à la limite de la pseudo jonction  $N^-/N^+$ ,
- la distance  $D$  entre la terminaison verticale et l'autre extrémité en Si qui représente la remontée de potentiel en face arrière. L'objectif est de voir à quelle distance il est possible de mettre une nouvelle jonction bloquante sur le même substrat.
- la taille de l'électrode en face avant,
- l'effet vis-à-vis du champ électrique maximal à l'interface Si/diélectrique de la permittivité relative du diélectrique.

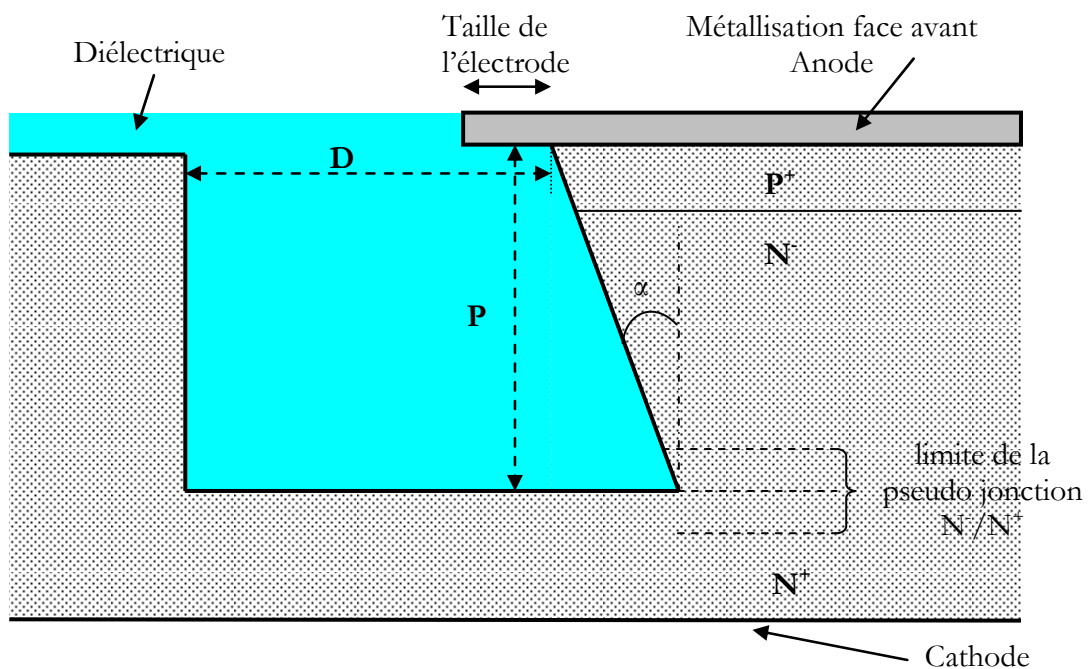


Fig. 5-4. Paramètres de la géométrie simulée

### Synthèse des résultats de simulation

- Influence de l'angle  $\alpha$

Comme cela était prévisible, le champ électrique maximum à l'interface Si/diélectrique diminue lorsque l'on augmente l'angle de la terminaison en tension. Cependant la tenue en tension est satisfaisante, c'est-à-dire présentant des valeurs de courant de fuite admissibles à 790V, même pour une terminaison en tension verticale. Le Tab. 5-1 récapitule ces résultats.



Angle à 10%	Angle à 50%	Angle à 100%
E=180kV/cm	E=135kV/cm	E=110kV/cm

Tab. 5-1. Valeur du champ électrique en surface pour différents angles  $\alpha$  de la terminaison

- Influence de la profondeur de la tranchée  $P$ :

Les simulations montrent que le champ électrique maximum à l'interface Si/diélectrique ne change pas tant que la profondeur de la tranchée dépasse la limite de la pseudo-jonction  $N^-/N^+$  ( $P > 50\mu\text{m}$ ), et augmente ensuite lorsque la tranchée est moins profonde. Pour bénéficier de la meilleure tenue en tension possible il faudra donc faire une tranchée d'une profondeur dépassant la pseudo-jonction  $N^-/N^+$ .

- Influence de la largeur de la tranchée  $D$ :

L'augmentation de la largeur de la tranchée tend à faire diminuer la valeur du champ électrique maximum à l'interface Si/diélectrique. Cependant au delà d'une distance de  $50\mu\text{m}$  la diminution n'est plus très significative et aura peu d'influence sur la qualité de la tenue en tension.

- Influence de la taille de l'électrode

La taille de l'électrode n'a pas d'influence majeure sur la valeur du champ maximum.

- Influence de la permittivité relative du diélectrique

La permittivité relative du diélectrique intervient très peu sur la valeur du champ électrique maximum.

Ayant bien identifié les facteurs influençant la tenue en tension de la terminaison il a été possible de définir un cheminement technologique que nous exposons ci-dessous.

### 5.3.2. Cheminement technologique

Les étapes du cheminement technologique utilisé pour la fabrication d'une diode de puissance à terminaison en tension verticale sont données en Annexe A. La Fig. 5-5 montre le résultat du cheminement de fabrication avec deux diodes séparées par une tranchée à angle positif reposant sur le même substrat.

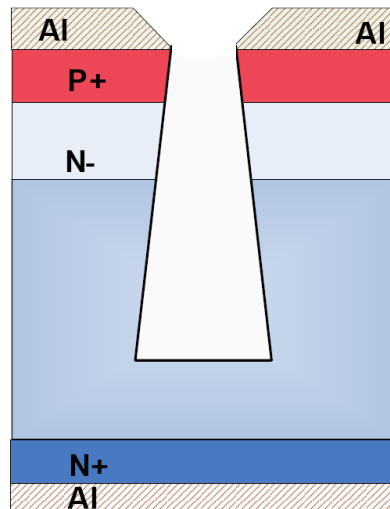


Fig. 5-5. Résultat de fabrication : deux diodes de part et d'autre d'une tranchée reposant sur le même substrat

Des composants ont été fabriqués et encapsulés afin de procéder à des tests, les dispositifs expérimentaux seront décrits au chapitre III. On peut déjà apprécier le bénéfice en terme de mise en œuvre qu'offre la possibilité d'une prise de contact en face avant simplifiée par l'absence de relief. Ce bénéfice majeur sera souligné par le chapitre III où seront exposées les difficultés que présente la mise en œuvre 3D de composants classiques.

## 6. Perspectives conceptuelles

### 6.1. Introduction

En guise d'introduction à la présentation de perspectives conceptuelles émergents du concept Chip on Chip, il nous a semblé intéressant d'évoquer le travail de la société Danfoss Power Silicon [OLE09]. Sur la Fig. 6-1 nous voyons comment sont assemblés des modules élémentaires entre des ailettes d'un refroidisseur. L'assemblage est alors de type pressé dans lequel la tenue mécanique de l'ensemble est assurée à la fois par la rigidité mécanique des ailettes et par des cales en matière plastique garantissant un bon contact thermique et électrique au niveau de la zone de contact. Un tel assemblage souligne la pertinence d'imaginer les nouvelles structures de conversion comme un assemblage de briques élémentaires. Pour rendre cette philosophie viable et autoriser n'importe quel type d'assemblage sans avoir à refaire tout le travail de caractérisation CEM d'une nouvelle structure, il est indispensable de trouver une brique élémentaire qui garantisse le minimum de susceptibilité aux perturbations électromagnétiques. La définition de cet élément de base permet ensuite d'autoriser n'importe quelle structure sans crainte de voir des interactions entre les briques élémentaires. Cette démarche garantit ainsi un bon comportement CEM entre les cellules élémentaires et de façon plus macroscopique du module entier.

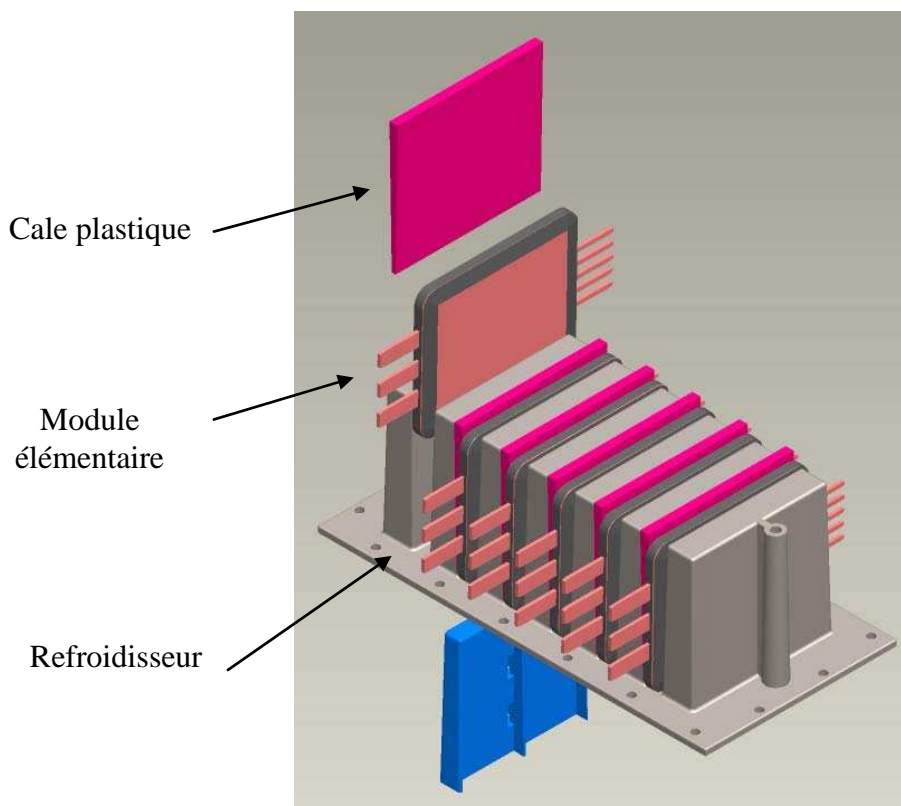


Fig. 6-1. Principe d'assemblage proposé par Danfoss Power Silicon [OLE09]

Nos réflexions menées autour du concept Chip on Chip s'inscrivent dans cette démarche. La remise en question totale de l'organisation classique des modules de puissance a été l'occasion pour nous de faire émerger des topologies originales que nous allons exposer maintenant. Tout en restant dans une approche conceptuelle, nous nous efforcerons d'analyser ces solutions technologiques en ayant à l'esprit le soucis de faisabilité, et donc d'évoquer des solutions de mise en œuvre.

Nous détaillerons dans un premier temps une version CoC d'un bras d'onduleur. Puis nous proposerons une nouvelle organisation de la cellule de commutation. Et enfin nous aborderons la problématique de la conversion polyphasée.

## 6.2. Le bras d'onduleur 3D

La Fig. 6-2 présente une nouvelle organisation des interrupteurs mais offrant la même fonctionnalité qu'un bras d'onduleur classique. La cellule  $(T_2, D_2)$  est connectée en dessous de  $(T_1, D_1)$ . Pour respecter les interconnexions électriques, les deux barres +DC doivent être au même potentiel. De la même façon les deux points milieu des deux cellules de commutation doivent être reliés ensemble à la charge. Nous exploiterons par la suite cette nouvelle organisation verticale d'un bras d'onduleur au travers d'un concept d'encapsulation 3D.

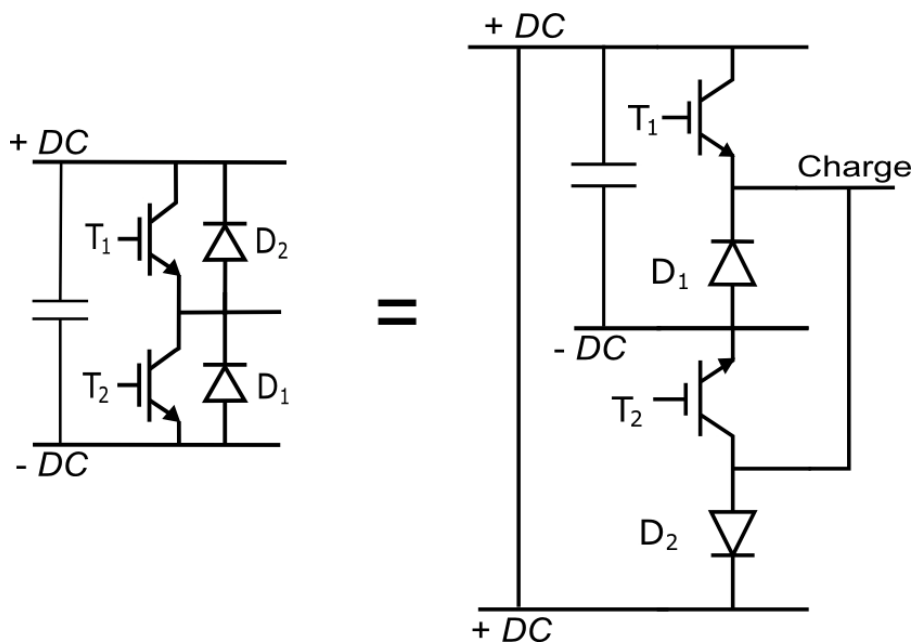


Fig. 6-2. Structure verticale d'un bras d'onduleur

### 6.2.1. Equivalence électrique

Il s'agit maintenant de comparer les comportements électriques entre le bras d'onduleur classique et la structure verticale que nous venons de présenter.

La Fig. 6-3 représente les deux topologies sur lesquelles sont dessinées les inductances parasites du montage.

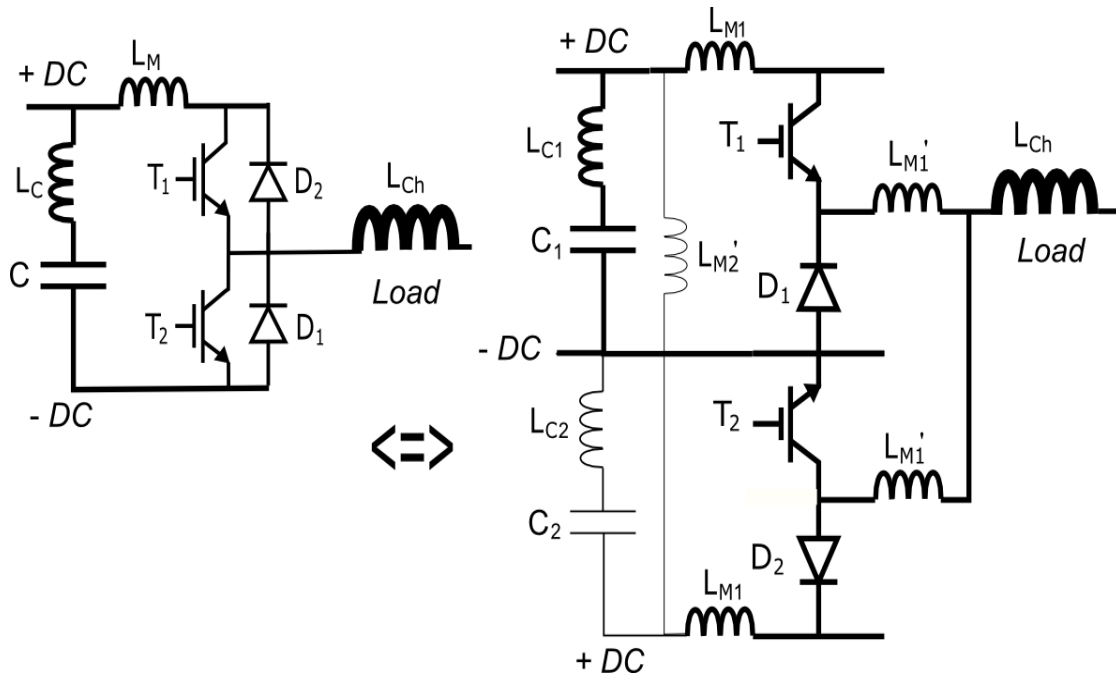


Fig. 6-3. Équivalence électrique entre les topologies classiques et verticales d'un bras d'onduleur

L'inductance  $L_c$  correspond à l'inductance de câblage du condensateur de commutation et  $L_M$  l'inductance série équivalente de la cellule de commutation. A chaque commutation, ces inductances sont à l'origine de surtensions sur les composants et créent des champs magnétiques variables qui peuvent perturber notamment le fonctionnement du circuit de commande.

Dans les deux topologies, le couple  $(T_1, D_1)$  est utilisé que pour une direction du courant dans  $L_{Ch}$  (inductance équivalente au circuit de charge) et  $(T_2, D_2)$  pour l'autre direction. Par contre la structure verticale introduit de nouvelles inductances dont il faut discuter les effets.

Dans un premier temps nous constatons le rajout d'une inductance série  $L_{M1}$ . Mais comme nous l'avons vue, une mise en œuvre suivant une structure CoC aura tendance à minimiser ces inductances parasites.

Ensuite, l'interconnexion des deux barres +DC introduit une nouvelle inductance  $L_{M2}'$ . Mais son effet pourra être minimisé en positionnant une capacité de découplage au plus près de chaque cellule de commutation. C'est le rôle des capacités  $C_1$  et  $C_2$  sur la nouvelle structure. Il faut alors deux fois plus de condensateurs de découplage par rapport à la structure classique du bras d'onduleur et cela constitue un inconvénient de cette topologie.

L'interconnexion des points milieux des cellules de commutation introduit également deux inductances  $L_{M1}'$  en série avec la charge. Elles sont parcourues par un courant dont les variations sont imposées par la charge. Ainsi les  $di/dt$  qu'elles subissent sont très faibles et leur effet pourra être négligé.

Il est intéressant de noter que ces deux inductances sont en série avec les deux interrupteurs commandables  $T_1$  et  $T_2$ . Cela augmente l'impédance dynamique de la boucle de court-circuit et constitue une protection naturelle contre les élévations rapides de courant.

En conclusion, la structure verticale introduit de nouvelles inductances parasites mais dont les effets négatifs peuvent soit être minimisés, soit améliorent au contraire le comportement du bras d'onduleur.

### 6.2.2. Le bras d'onduleur version CoC.

L'organisation verticale d'un bras d'onduleur exposé précédemment peut être exploitée par un package de type CoC. En effet un bras d'onduleur est obtenu par l'empilement de deux cellules de commutation CoC (Fig. 6-4). Etant donnée la très faible valeur d'inductance parasite de chaque cellule de commutation, l'ensemble présentera un très bon comportement électromagnétique.

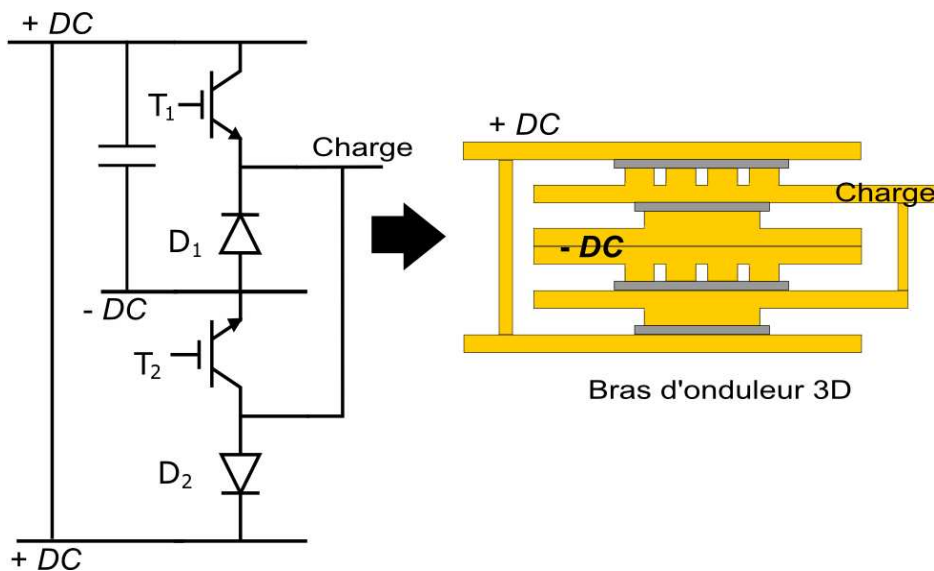


Fig. 6-4. Version CoC d'un bras d'onduleur

Notons qu'un bras d'onduleur à base de composants MOS, donc sans diodes de roue libre discrète, ressemblerai à la cellule de commutation CoC que nous avons présenté jusque là.

### 6.2.3. Généralisation de l'approche

Cette démarche peut être étendue à la constitution de différentes structures. La Fig. 6-5 représente un onduleur triphasé 3D constitué de l'empilement de trois bras d'onduleurs. L'interconnexion des électrodes  $-DC$  n'a pas été représentée pour alléger le dessin. La partie droite de la Fig. 6-5 représente une vue de dessus de la structure faisant apparaître des électrodes ainsi qu'un positionnement possible des capacités de découplage au plus près du dispositif.

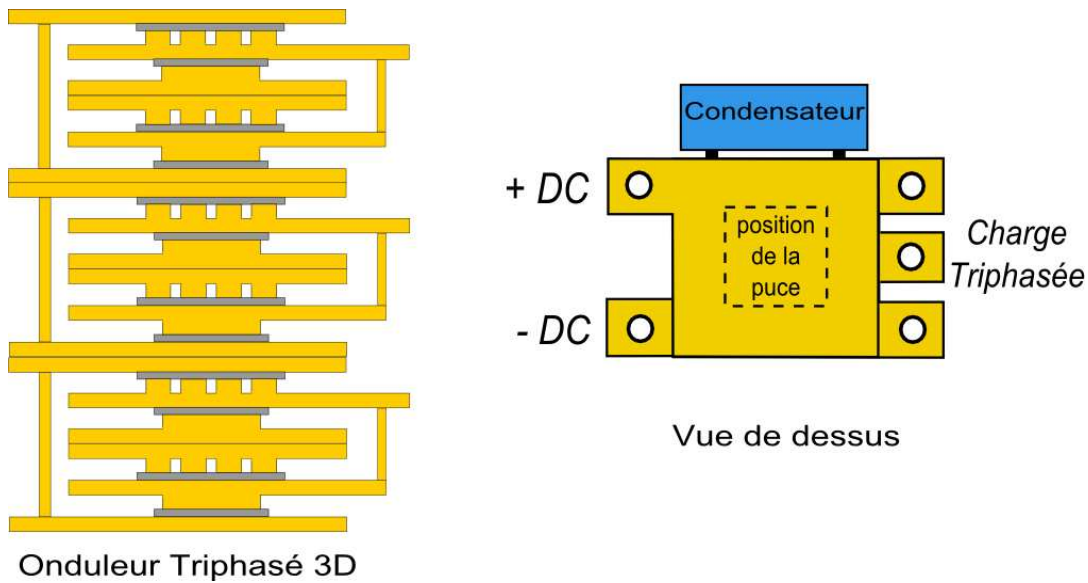


Fig. 6-5. Onduleur triphasé version CoC

#### 6.2.4. Quelques remarques

Le premier point qu'il est nécessaire d'évoquer concerne la gestion thermique d'une telle structure. En effet dans un tel type d'assemblage les puces se trouvent fortement confinées. Cependant il faut noter que l'insertion d'un refroidisseur entre deux plaques de même potentiel +DC ou -DC peut se faire sans aucune dégradation du comportement électromagnétique de la structure. De la même façon nous avons montré qu'il était possible d'intercaler un refroidisseur au niveau du point milieu, cela a été évoqué au paragraphe 4.3.3. Ainsi des refroidisseurs peuvent être insérés dans l'empilement sans autre inconvénient que l'augmentation de la hauteur totale.

Le second point concerne la prise de contact entre les puces et les électrodes métalliques. Ce point sera développé dans les chapitres suivants, mais nous sentons bien qu'une réalisation entièrement basée sur de la brasure sera difficile à mettre en œuvre. A l'inverse, une structure entièrement pressée est très attrayante, la force de serrage à exercer sur l'empilement pour assurer une pression rendant satisfaisante la qualité du contact est la même quelque soit le nombre de puces les unes sur les autres. C'est en effet la mise côte à côte des puces, et donc l'augmentation de la surface totale de contact qui nécessite une augmentation de la force de serrage mais non l'empilement.

Enfin, le dernier point délicat de cette structure concerne l'interconnexion entre le module et l'extérieur. En effet, pour que le bénéfice structurel apporté par la structure CoC soit valable il ne faut pas qu'il soit masqué par les liaisons entre le module et le busbarre d'une part et entre le module et les capacités de découplage d'autre part. La liaison au busbarre est rendue difficile par tous les problèmes de dilatation qu'engendre une telle structure. La meilleure position pour les capacités de découplage serait dans l'empilement d'une cellule de commutation. Les problèmes de dilatation et la forte chaleur à laquelle sera soumis le

condensateur peuvent également constituer des points limitant pour la mise en œuvre d'une telle structure.

Cependant l'approche CoC reste séduisante pour son aspect modulaire. La brique élémentaire est la cellule de commutation, elle-même présentant un optimum d'un point de vue comportement électromagnétique. Et cette brique peut être assemblée à discrétion du concepteur de convertisseurs pour réaliser n'importe quelle structure de conversion.

### 6.3. La double cellule de commutation

Les réflexions sur des structures offrant le plus faible rayonnement électromagnétique possible ont fait émerger une nouvelle configuration de la cellule de commutation. A partir des simulations effectuées sur la cellule de commutation simple au paragraphe 4.3.3, avec le constat que le champ magnétique se rebouclait en passant à l'extérieur du module, nous avons cherché une structure qui pourrait forcer le champ à rester dans le module, c'est-à-dire à le confiner dans la structure. Pour cela nous avons dédoublé la cellule de commutation telle que sur la Fig. 6-6.

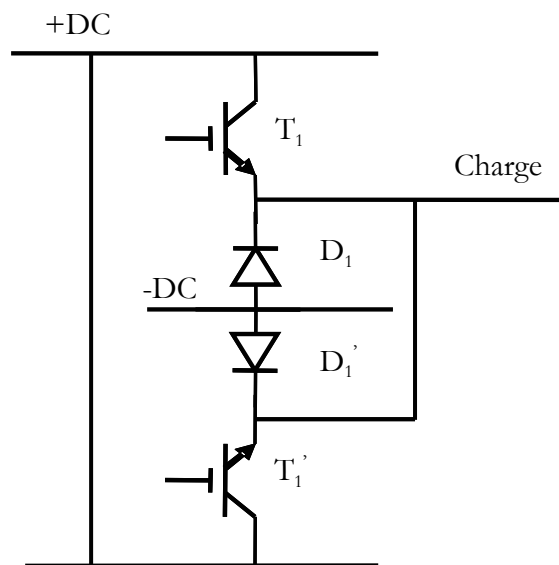


Fig. 6-6. La double cellule de commutation

Bien que semblable à première vue il ne faut pas confondre le bras d'onduleur de la Fig. 6-2 et la double cellule de commutation de la Fig. 6-6. Sur cette dernière  $T_1'$  et  $D_1'$  sont bien des dédoublements fonctionnels de  $T_1$  et  $D_1$ . En effet  $T_1'$  conduit en même temps que  $T_1$  et  $D_1'$  conduit en même temps que  $D_1$ . L'intérêt d'une telle structure repose sur le fait de créer un chemin privilégié pour le bouclage du champ et donc de minimiser le rayonnement induit par le module. Cet effet de la géométrie sur le rayonnement du champ magnétique va être illustré par les simulations réalisées grâce à INCA3D exposées ci-dessous.



La géométrie simulée correspond à un empilement de deux cellules de commutation. La géométrie est décrite Fig. 6-7. Les dimensions de simulation sont données dans le Tab. 6-1.

Ep	EPmilieu	Epuce	Longueur	largeur
1 mm	2 mm	1 mm	30 mm	20 mm

Tab. 6-1. Dimensions de la géométrie simulée

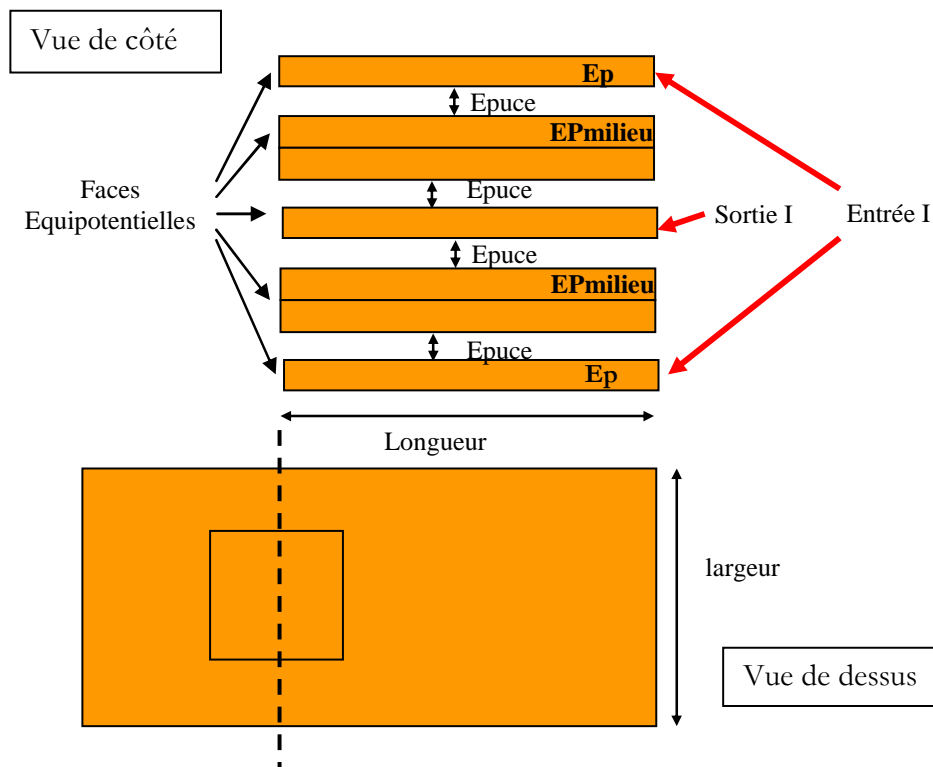


Fig. 6-7. Géométrie saisie pour la simulation de la double cellule de commutation

Le courant d'excitation est un courant sinusoïdal d'une amplitude de 1A de fréquence 2MHz. Les bornes d'entrée du courant correspondent aux deux plaques de cuivre situées aux extrémités de l'empilement correspondant aux électrodes +DC. La plaque correspondant à l'électrode -DC, située au milieu de l'empilement, constitue la sortie du courant.

Plus qu'aux valeurs du champ magnétique nous nous sommes intéressés dans un premier temps à son chemin autour et dans le module. A partir de l'observation des flèches de champ sur un plan perpendiculaire aux plaques de cuivre, nous pouvons voir le chemin du champ magnétique pour une certaine polarisation du courant (Fig. 6-8). Au lieu d'avoir un sens unique de parcours du champ dans le cas d'une cellule simple à l'intérieur du module (Fig. 4-24), la double cellule de commutation crée un second chemin possible du champ pour une même polarisation du courant, créant ainsi un chemin privilégié pour le rebouclage du champ à l'intérieur même de la structure. Un tel confinement du champ magnétique à l'intérieur du module de puissance est un gain majeur en terme de réduction du champ rayonné.

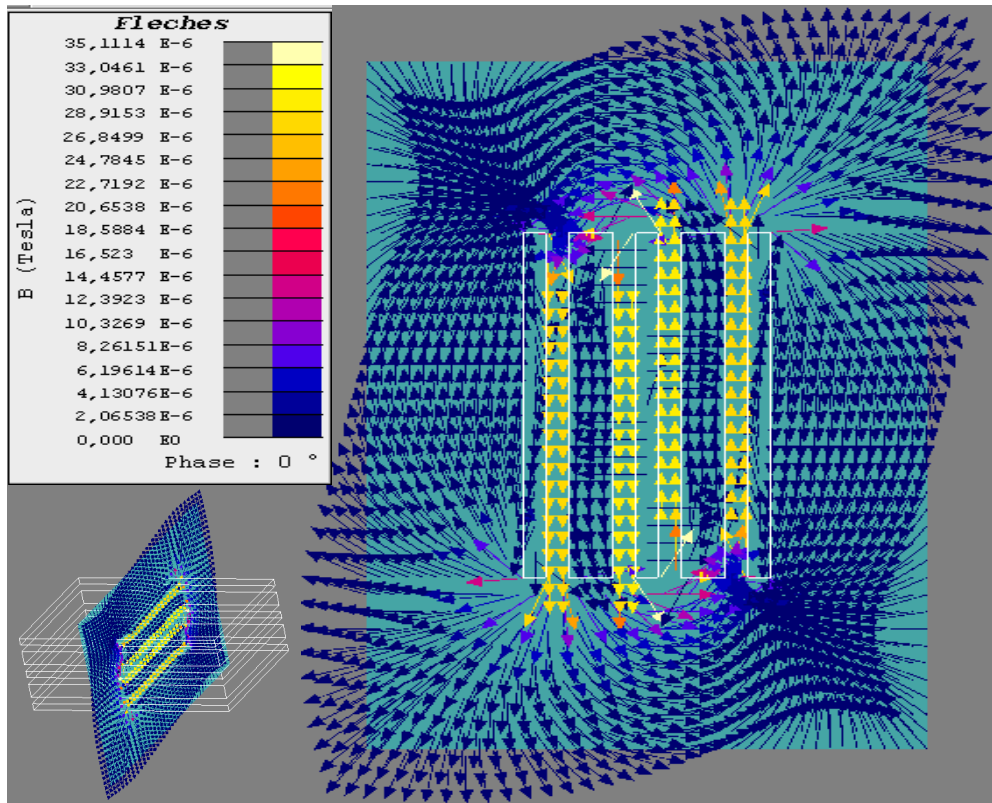


Fig. 6-8. Sens de parcours du champ magnétique pour une structure de type double cellule de commutation

Dans un deuxième temps nous avons procédé à une comparaison avec un module plan et avec un module CoC représentant une simple cellule de commutation. La procédure est la même que dans le paragraphe 4.3.3, après une identification des zones de champs magnétique maximum, nous avons défini deux chemins sur lesquels le champ magnétique a été calculé. La Fig. 6-9 représente ces deux chemins de calcul pour la double cellule de commutation, les chemins pour les autres modules sont les mêmes que ceux définis au paragraphe 4.3.3.

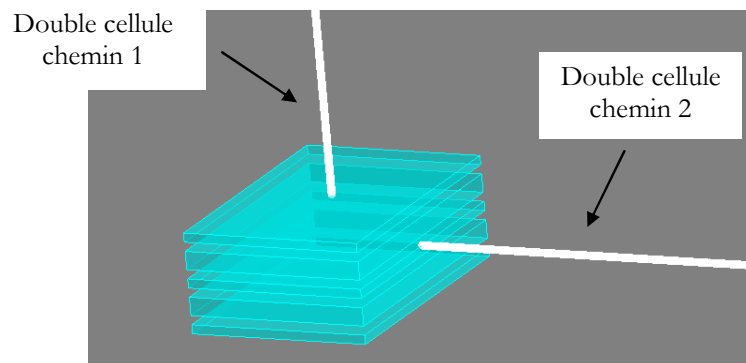


Fig. 6-9. Chemins de calcul du champ magnétique

La Fig. 6-10 représente la valeur du champ magnétique pour une distance comprise entre 0 et 2 mm. Nous pouvons remarquer que pour le chemin n°1, la double cellule de commutation présente un champ magnétique nettement inférieur aux autres structures. Par contre nous pouvons voir que pour une distance inférieure à 0.2mm la double cellule de commutation

présente une valeur de champ magnétique assez élevée mais qui décroît très rapidement lorsque l'on s'éloigne du module. Cette intensification du champ au plus près du module peut se comprendre en observant les lignes de champ de la Fig. 6-8. Le début du chemin 2 se trouve dans la zone de rebouclage du champ, zone à forte intensité de champ mais peu étendue. Ainsi le champ rayonné décroît très rapidement pour devenir inférieur aux valeurs des deux autres structures au-delà de deux dixièmes de mm. Cette dégradation des caractéristiques de la double cellule de commutation au plus proche du module ne constitue pas en réalité une forte contrainte pour des assemblages de modules plus complexes. En effet 0.2mm constitue une distance très faible qui sera de toutes les façons nécessaire ne serait-ce que pour assurer l'isolement électrique entre les modules. Enfin dans le paragraphe 4.3.3 nous avons déjà montré le bénéfice de la structure CoC par rapport à une structure plan lorsque l'on s'éloignait du module, la Fig. 6-11 confirme le bénéfice de la double cellule de commutation avec une diminution encore plus importante du champ magnétique en fonction de la distance. Finalement, bien que plus complexe a priori puisque nécessitant deux fois plus de puces qu'une cellule simple, la double cellule de commutation ainsi réalisée constitue une structure présentant une susceptibilité minimum au champ magnétique. La brique élémentaire ainsi réalisée peut entièrement être exploitée pour réaliser des assemblages et concevoir des structures de conversion plus complexes en minimisant les risques de couplages ou de pollution mutuelles.

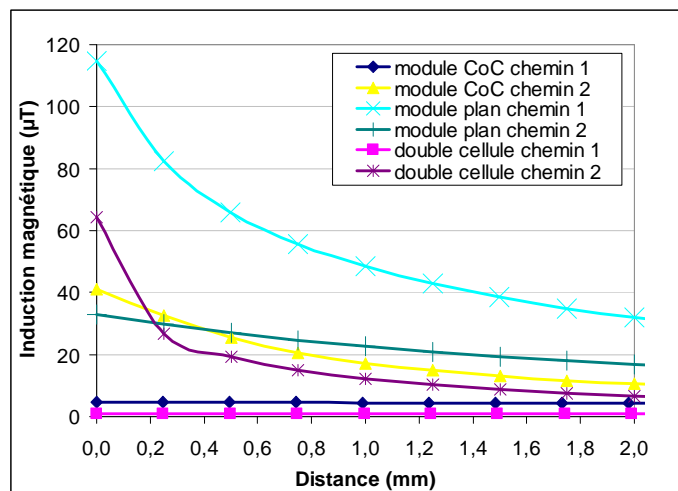


Fig. 6-10. Valeurs du champ magnétique pour une distance comprise entre 0 et 2mm

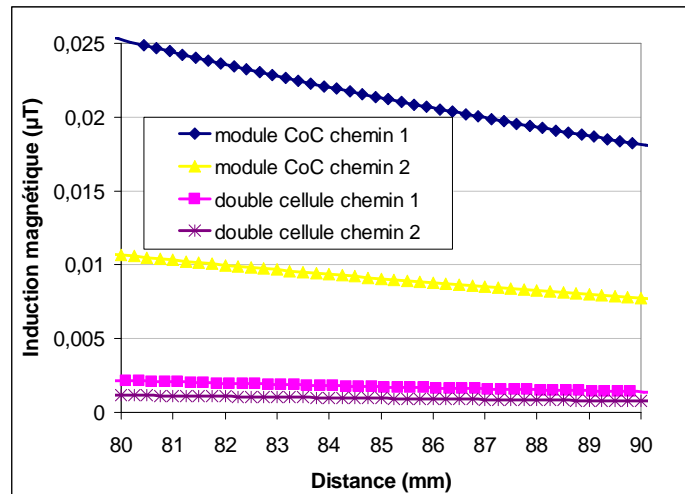


Fig. 6-11. Valeurs du champ magnétique à une distance comprise entre 80 et 90mm

La Fig. 6-12 présente des schémas de principe de ce que pourrait être la version CoC de la mise en œuvre de la double cellule de commutation. La version a) est proche de celle proposée pour la cellule de commutation simple, les options d'assemblage de type brasure, contact pressé ou mixte sont à étudier. La version b) est plus originale dans sa mise en œuvre. Les structures rectangulaires en cuivre assurent la rigidité de l'ensemble, la mise sous pression se faisant naturellement par des phénomènes de dilatation lors de la montée en température due au fonctionnement du module. Une matière plastique pourrait assurer la compression à froid de l'ensemble et permettre l'assemblage du module. La tenue mécanique d'une structure basée sur l'exploitation des propriétés élastiques de certains matériaux est déjà exploitée par certains constructeurs pour la mise en œuvre de modules entre des ailettes de refroidisseurs.

Il est intéressant de remarquer que la version b) de la double cellule de commutation (Fig. 6-12) s'apparente à une structure coaxiale avec tous les bénéfices en terme de blindage vis-à-vis des phénomènes électromagnétiques que cela peut apporter. Il faut néanmoins nuancer ce propos et souligner la limite qui apparaît d'une telle approche. En effet, étant données les dimensions du dispositif et surtout le rapport entre la section et la longueur, un important travail de caractérisation est à effectuer pour valider complètement cette approche coaxiale.

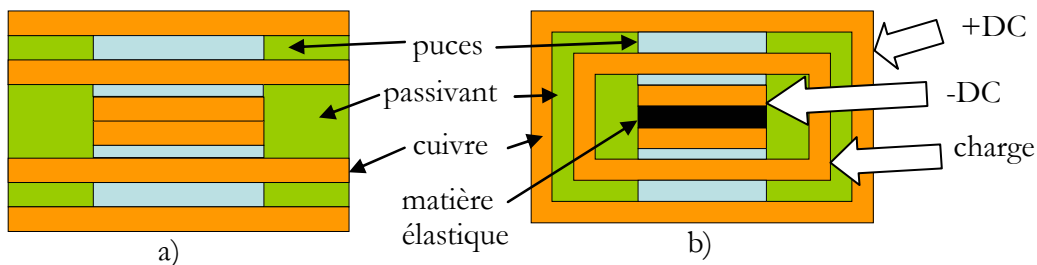


Fig. 6-12. Schémas de principes d'une mise en œuvre possible de la double cellule de commutation

## 6.4. La conversion polyphasée

Les structures de conversion polyphasées sont obtenues par la mise en parallèle de bras d'onduleurs. Suite au découpage des grandeurs électriques elles permettent d'optimiser les moyens de filtrage qu'il est nécessaire d'ajouter au niveau de la structure de conversion [FOR07]. Aujourd'hui la conception des telles structures repose sur l'assemblage de composants actifs discrets s'appuyant sur une technologie semi-conducteur unique, à base de composants de type N (pour les diodes et les IGBT et/ou les MOSFET). Cette approche permet d'utiliser les meilleurs composants d'un point de vue performances électriques intrinsèques mais leur mise en œuvre reste exclusivement basée sur des technologies 2D avec les limites que cela induit.

C'est dans ce contexte que se situe le travail de thèse de Tran Manh Hung mené au G2Elab où l'approche classique des constructeurs de modules de puissance est remise en cause par une prise en compte globale du problème. C'est précisément cette approche, ne considérant pas seulement les performances de chaque composant individuellement mais bien une vision globale des performances de la structure de conversion qui est favorisée. Cela a permis de faire émerger une nouvelle topologie qui offre de réels gains en introduisant des composants de type P dans la structure élémentaire, pour créer des cellules élémentaires à transistors complémentaires. La structure globale peut alors être réalisée à partir de deux puces de puissance (ou quatre avec les diodes en anti-parallèle lorsque nécessaires), une puce dite de type N et une puce dite de type P. Les structures en ponts complets (onduleurs monophasés) évoluent, comme le montre la Fig. 6-13, d'une topologie à base de composants N, qu'il est difficile d'intégrer monolithiquement et qui repose sur de multiples systèmes de commandes rapprochées, vers une topologie à base de cellules complémentaires (avec des transistors de types N et P), plus simple à intégrer et à commander.

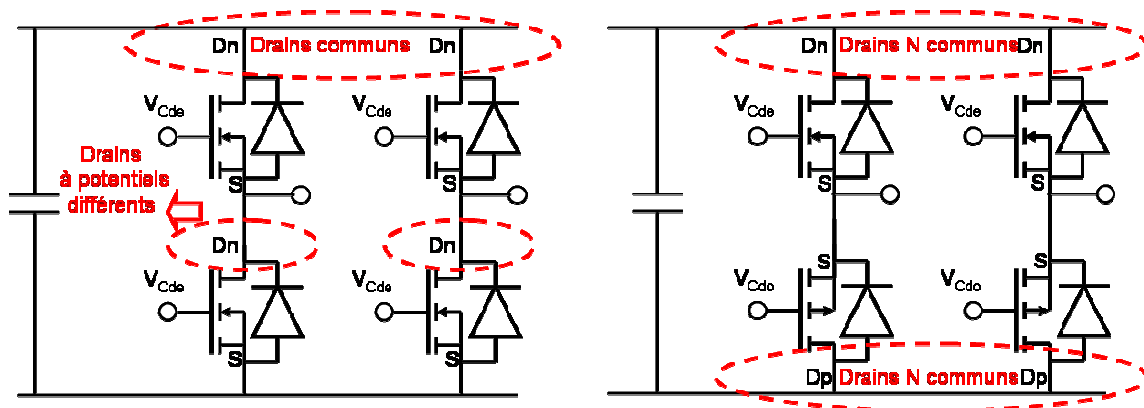


Fig. 6-13. Exemple d'un onduleur monophasé à transistors MOSFETs verticaux. Solution à N-VDMOS difficilement intégrable monolithiquement à gauche et solution à C-VDMOS intégrable en version "bi-puces" à droite.

L'approche complémentaire qui est proposée s'appuie sur la mise en œuvre de deux puces (une de type P et une de type N), dite "bi-puces". Elle permet de relâcher certaines difficultés (vis-à-vis de l'intégration monolithique) car les drains (ou collecteurs) des transistors de

mêmes types peuvent alors tous être connectés aux mêmes potentiels, positif ou négatif, respectivement pour les transistors de type N et P. Tous les transistors high-side partagent alors les mêmes zones de tenue en tension et le même potentiel en face arrière. Il en va de même pour les transistors low-side. Reste alors à considérer et à gérer les couplages et interactions entre régions de source, en surface de la puce, grâce à l'utilisation des tranchées et des terminaisons en tension verticales en offrant la possibilité d'iloter chaque transistor de puissance. La perspective d'avoir ainsi à disposition des composants de puissance comportant plusieurs jonctions bloquantes séparées par des tranchées sur un même substrat ouvre la voie à une nouvelle façon de concevoir la conversion polyphasée. Une telle conception s'intègre parfaitement dans le concept CoC avec la structure polyphasée qui s'insère au plus proche du busbarre comme nous l'avons exposé pour les structures CoC.

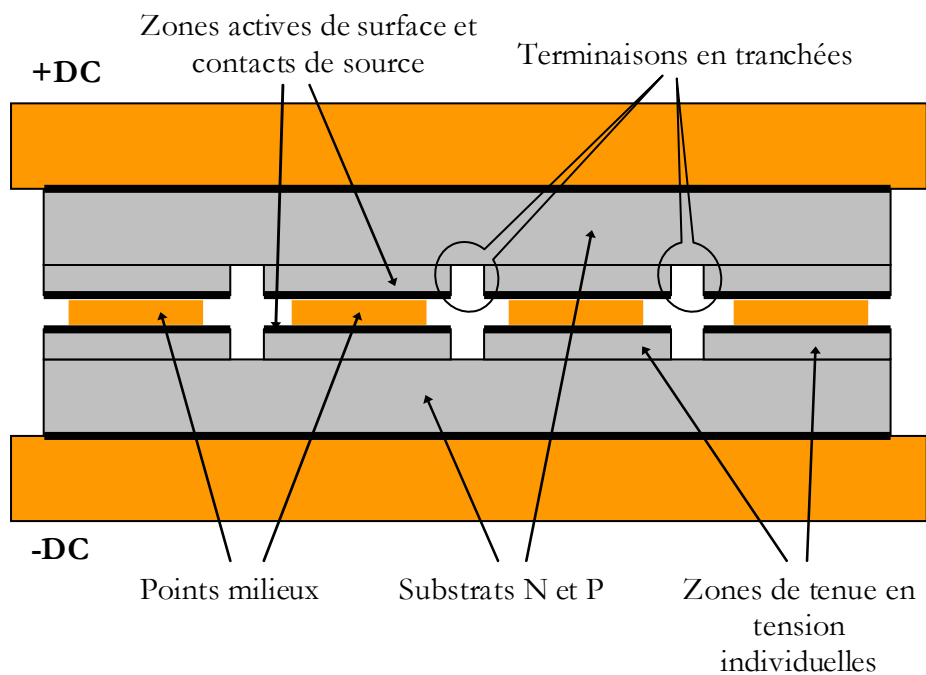


Fig. 6-14. Structure CoC d'une conversion polyphasée

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les principes qui régissent la conception des modules de puissance suivant les deux philosophies les plus courantes. D'abord la conception 2D avec un refroidissement sur une seule face des composants et son évolution vers une troisième dimension, avec le développement d'un refroidissement sur la deuxième face des puces. Nous avons alors souligné les points forts et les points faibles de ces deux types de conceptions.

Nous avons ensuite proposé une nouvelle structure 3D reposant sur l'empilement de puces. La structure ainsi créée, nommée Chip-on-Chip, permet un refroidissement sur les deux faces des puces de puissance et présente des qualités en terme de comportement électrostatique et électromagnétique que nous nous sommes efforcés de caractériser par un recours à la mesure et à la simulation et par une comparaison systématique avec un module plan classique. Nous avons ainsi mis en évidence la minimisation des capacités de mode commun, du rayonnement électromagnétique et la diminution des interactions puissance/commande dans un module CoC.

Nous avons ensuite montré tout l'intérêt qu'il y a à revoir la gestion de la tenue en tension des composants de puissance pour adapter le layout de la puce à un package de type CoC. Des composants à terminaisons en tension verticales et plus généralement une conception couplée puce/package permettent d'optimiser le concept CoC et font émerger une nouvelle façon de concevoir la cellule de commutation et la conversion polyphasée.

La mise en œuvre pratique du concept CoC fait apparaître des questions technologiques de réalisation, notamment sur la prise de contact entre la puce et ses électrodes en face avant et en face arrière. Notre choix s'étant porté sur une prise de contact par pression, nous présenterons dans les chapitres qui suivent une caractérisation électrothermique du contact pressé puis des exemples de réalisations pratiques de modules de puissance suivant le concept CoC.

## Chapitre II

# Caractérisation électro-thermique d'une interface pressée

### SOMMAIRE

---

1. INTRODUCTION .....	64
2. PREMIERE CARACTERISATION ELECTRO-THERMIQUE D'UNE INTERFACE PRESSEE.....	65
2.1. Approche théorique d'une prise de contact par pression .....	65
2.2. Principe de mesure des résistances de contact .....	68
2.3. Mise en œuvre des dispositifs expérimentaux.....	70
2.4. Résultats expérimentaux .....	75
2.5. Conclusion .....	80
3. CARACTERISATION ELECTRIQUE D'UN CONTACT PRESSE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE .....	83
3.1. Introduction.....	83
3.2. Description du dispositif expérimental.....	83
3.3. Résultats de caractérisation et analyses .....	89
4. INFLUENCE DES ZONES DE CONTACT SUR LA REPARTITION DU COURANT DANS UNE PUCE .....	97
4.1. Introduction.....	97
4.2. Définition d'un modèle du contact pressé et de la puce .....	98
4.3. Modèle et identification des paramètres physiques de la métallisation.....	100
4.4. Détermination expérimentale de la répartition du courant dans une puce .....	102
4.5. Détermination par simulation de la répartition du courant dans une puce.....	103
5. CONCLUSION .....	109

---



## 1. Introduction

La prise de contact entre une puce et son environnement constitue un point sensible de la mise en œuvre des modules de puissance. Sa mission se résume en trois points :

- l'interconnexion électrique : une bonne prise de contact doit permettre le passage du courant au prix d'une chute de tension minimum,
- l'interconnexion thermique : une bonne prise de contact doit permettre l'évacuation des calories produites par le composant de puissance en fonctionnement avec un gradient de température le plus faible possible,
- la tenue mécanique : une bonne prise de contact doit assurer les deux points précédents tout en garantissant une bonne tenue mécanique de l'assemblage. Les contraintes mécaniques pouvant être dues à des phénomènes de vibrations imposés par les ambiances d'exploitation ou dues à des phénomènes de dilatation induits par des cyclages thermiques lors des cycles de fonctionnement.

Une des technologies d'assemblage s'appuie sur une prise de contact par mise en pression de la puce sur le substrat. Cette technologie est essentiellement réservée aujourd'hui aux applications de fortes puissances. Or dans le contexte d'évolution de l'électronique de puissance, avec une recherche de compacité et d'augmentation de la température de fonctionnement des modules, il nous semblait intéressant d'adapter cette méthode d'assemblage à des applications de plus faibles puissances et donc concernant des puces plus petites. En effet, cette technique semble offrir de réelles performances et présente des caractéristiques intéressantes vis-à-vis du maintien mécanique de la puce de puissance. L'objectif a été alors de mener à bien une étude de caractérisation électrique et thermique d'un contact pressé, étant sous-jacente l'idée d'essayer de trouver les limites basses de la force de serrage pour faciliter la mise en œuvre d'un dispositif pressé ou de trouver des métaux d'interfaces améliorant la qualité du contact.

Même si l'objectif final était de caractériser une interface pressée entre une électrode massive et la face d'un composant, une étape intermédiaire de caractérisation d'un contact pressé entre deux matériaux massifs a été nécessaire pour valider nos dispositifs expérimentaux et nous fournir déjà des ordres de grandeur en fonction de différentes forces de serrage.

Après une première approche plus théorique du calcul des résistances thermiques et électriques de contact, nous présenterons notre travail de caractérisation électro-thermique d'un contact pressé mettant d'abord en jeu un contact Al-Cu, puis un contact pressé entre une puce et une électrode en cuivre.

Ces premières mesures ont mis en évidence notamment la nécessité de séparer les caractérisations thermiques et électriques, les méthodes de mesures devant être plus spécifiques suivant la nature de la caractérisation. Nous avons alors mené à bien une étude de caractérisation électrique d'une interface pressée entre une électrode massive en cuivre et une

puce. Cela nous a ensuite conduit à devoir étudier les interactions entre les lieux de prise de contact à la surface de la puce et la répartition du courant dans la puce.

## 2. Première caractérisation électro-thermique d'une interface pressée

### 2.1. Approche théorique d'une prise de contact par pression

#### 2.1.1. Introduction

Afin de comprendre la problématique qu'introduit la mise en contact par pression de deux matériaux, nous reprendrons la description faite dans [BOU98] des phénomènes thermiques générés au niveau de l'interface.

« Lorsque deux solides sont en contact, du fait de leur rugosité et de la non planéité de leurs surfaces (Fig. 2-1), le contact ne s'effectue jamais sur toute la surface apparente, mais seulement en certaines zones de surface très faible devant la surface apparente (environ 1% de la surface apparente pour les métaux). Entre les zones de contact subsistent des espaces interstitiels, en général mauvais conducteurs thermiques, qui constituent un frein au transfert de chaleur. La chaleur passe alors de façon préférentielle au niveau des contacts directs. Le champ de température se trouve considérablement perturbé dans la région localisée de part et d'autres de l'interface. Il en résulte une constriction des lignes de flux qui est responsable de la résistance thermique de contact (RTC). »

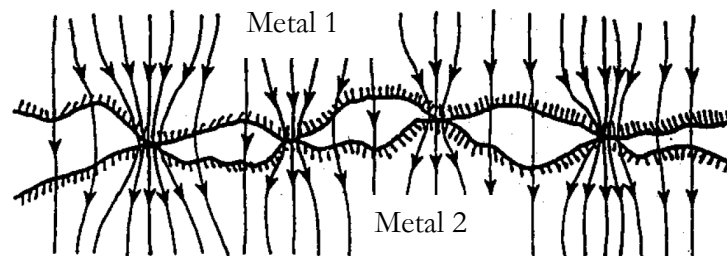


Fig. 2-1. Représentation d'une zone de perturbations lors d'un contact entre deux métaux [FLE90]

Cette même description physique de la zone de contact nous permet d'aborder la problématique électrique. Les caractéristiques physiques des métaux en vis-à-vis vont également créer une zone de perturbations électriques. En remplaçant le *champ de température* par le champ de potentiel, et les *lignes de flux* par les lignes de courant dans la description précédente, il est possible de comprendre l'origine de la résistance électrique de contact.

Comme nous le voyons, les phénomènes électriques et thermiques peuvent être décrits de façon analogue. L'évolution des grandeurs physiques mises en jeu (flux/courant – température/potentiel) est similaire dans les deux cas (Fig. 2-2). Nous pouvons alors donner une définition de la résistance électrique de contact (REC) et de la résistance thermique de

contact (RTC) en se plaçant en régime permanent et en supposant négligeable l'épaisseur de la zone de perturbation interstitielle (Fig. 2-2).

Résistance électrique de contact (REC) :

$$R_{Celec} = \frac{V_{C1} - V_{C2}}{I} \quad \text{Eq. 1}$$

avec  $R_{Celec}$  en  $\Omega$

$V_{C1}$  et  $V_{C2}$  en V : potentiels de part et d'autre du contact

$I$  en A : courant traversant le contact

Résistance thermique de contact (RTC):

$$R_{Cth} = \frac{T_{C1} - T_{C2}}{\Phi} \quad \text{Eq. 2}$$

avec  $R_{Cth}$  en  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$

$T_{C1}$  et  $T_{C2}$  en  $^{\circ}\text{C}$  : températures de part et d'autre du contact

$\Phi$  en W : flux thermique traversant le contact

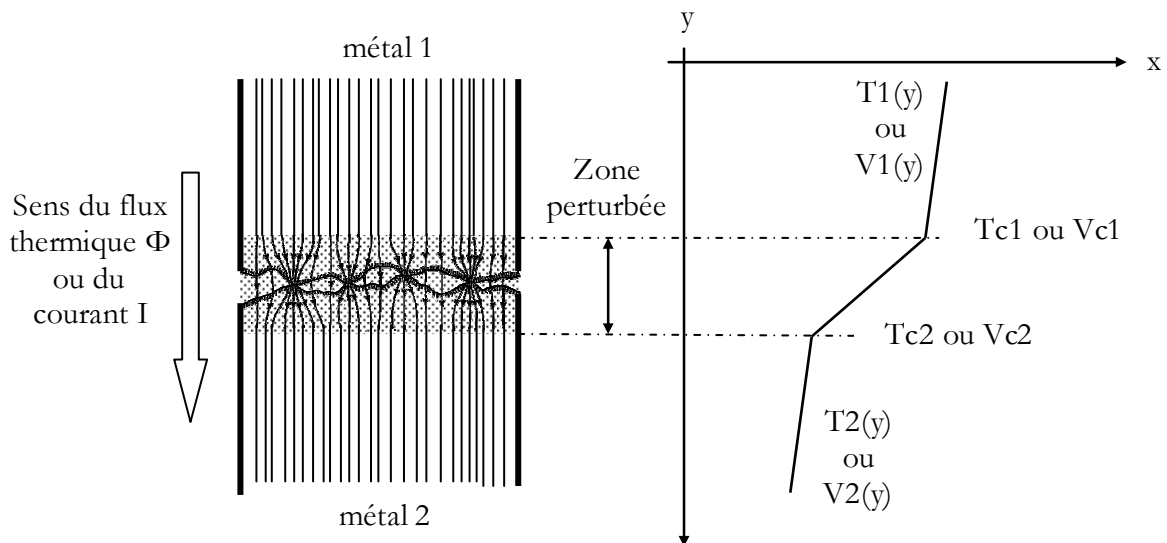


Fig. 2-2. Mise en évidence des résistances de contact en régime statique

Nous allons maintenant présenter rapidement les travaux de modélisation des résistances de contact.

## 2.1.2. Modélisation des résistances de contact

### 2.1.2.1. Résistance thermique de contact

La RTC a fait l'objet de nombreux travaux de modélisation et nous ne reprendrons pas ici une étude bibliographique complète sur le sujet. Pour autant, nous pouvons citer un article de

L.S. Fletcher qui balaye la majeure partie de ces travaux [FLE90]. Il est également intéressant de faire référence aux travaux de recherche de Mr Yovanovich [YOV97][YOV05] qui portent sur la formulation de la conductivité thermique des joints créés par deux surfaces en contact en fonction de la pression. Ces travaux illustrent bien les phénomènes mis en jeu et notamment le lien entre les caractéristiques mécaniques des matériaux et la valeur de la RTC.

**Principe de la modélisation**

Soient deux matériaux en contact (Fig. 2-3) définis chacun par leur conductivité thermique  $k_i$ , leur rugosité moyenne  $\sigma_i$  et la pente moyenne de leurs aspérités  $m_i$ .

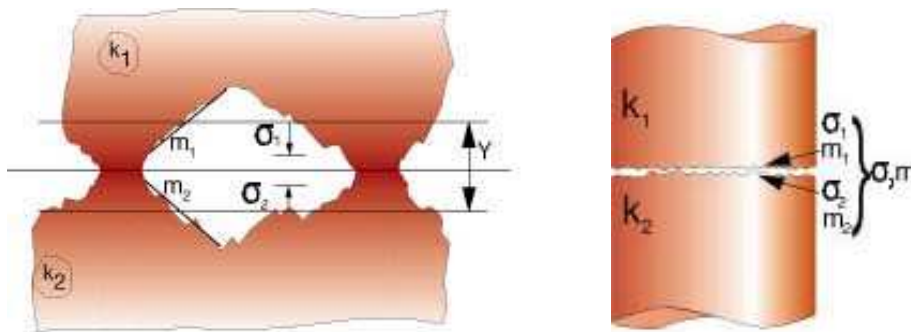


Fig. 2-3. Modélisation d'un contact entre deux métaux

Le contact plan est en réalité constitué de zones de contact et de trous. La conductivité thermique du joint est alors  $h_j = h_g + h_c$  avec :

$h_g$  conductivité thermique des trous, qui dépend de la nature du fluide et des conditions atmosphériques ( $T, P$ ).

$h_c$  la conductivité thermique des contacts donnée par :

$$h_c = 1.25k_s \frac{m}{\sigma} \left( \frac{P}{H_c} \right)^{0.95} \quad \text{Eq. 3}$$

Où :

$P$  est la pression,  $H_c$  la micro-dureté Vickers du matériau le plus mou,

$$k_s = 2 k_1 k_2 / (k_1 + k_2)$$

$$m = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$$

Comme nous le voyons, ce modèle exige une très bonne connaissance de l'état de surface des matériaux que l'on souhaite mettre en contact. Il nous renseigne sur les facteurs influençant la valeur de la RTC mais l'incertitude sur le résultat, introduite par une mauvaise maîtrise des paramètres physiques des matériaux, rend son utilisation difficile même dans le seul objectif d'obtenir des ordres de grandeur.

### **2.1.2.2. Résistance électrique de contact**

La problématique de la modélisation d'une résistance électrique de contact est assez similaire à celle d'une résistance thermique de contact. Ces modèles, qui sont exposés entre autres dans [KOG03][FEC94][FEC96], nécessitent également une très bonne connaissance des paramètres physiques des échantillons modélisés. L'exploitation de ces modèles présente les mêmes difficultés que précédemment ce qui nous a incité à nous orienter vers une démarche expérimentale.

### **2.1.2.3. Conclusion**

Le contexte matériel dans lequel nous souhaitons mettre en œuvre un contact pressé présente quelques singularités. En effet il s'agit d'un contact entre une électrode massive et une métallisation réalisée par une fine couche métallique déposée par évaporation ou par pulvérisation sur du silicium, ou encore d'une prise de contact dont l'une des surfaces est fortement modifiée lors des cycles de fonctionnement : l'état de surface de la métallisation de la puce est modifiée par le serrage (oxydation, rugosité, plasticité...). Finalement, les difficultés d'exploitation des modèles ainsi que la spécificité de notre application nous ont incité à laisser quelque peu de côté l'aspect modélisation du contact pressé et nous ont poussé à privilégier une approche expérimentale.

## **2.2. Principe de mesure des résistances de contact**

### **2.2.1. Principe de la mesure de la résistance thermique de contact**

Le principe de la mesure de la RTC en régime permanent consiste à injecter un flux thermique au travers de l'interface à caractériser [CUL02]. La mesure du gradient de température aux bornes de cette interface, et la connaissance de la valeur du flux thermique injecté, nous permettent de calculer la valeur de la résistance thermique du joint.

Pour ce faire, le joint à caractériser est serré entre deux mâchoires constituées d'un matériau bon conducteur thermique dont on connaît la résistivité thermique. Une extrémité du dispositif est chauffée alors que l'autre est refroidie. L'ensemble est pressé (Fig. 2-4). Une allure possible de l'évolution de la température le long du dispositif est présentée Fig. 2-5.

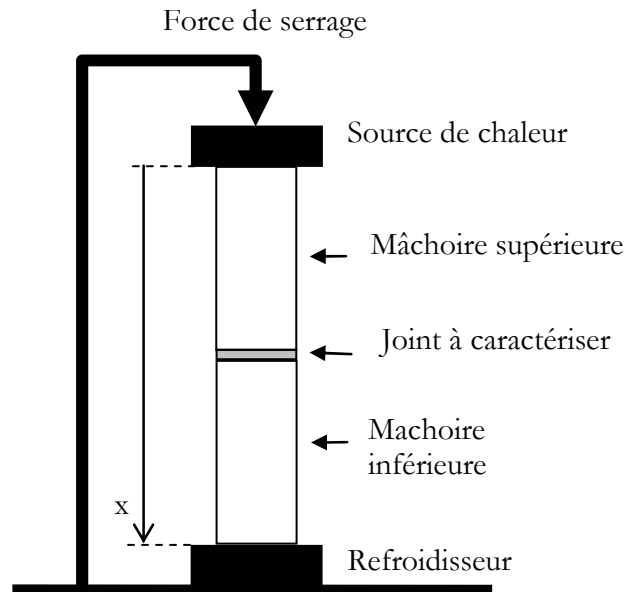


Fig. 2-4. Principe du montage expérimental pour la mesure de la RTC

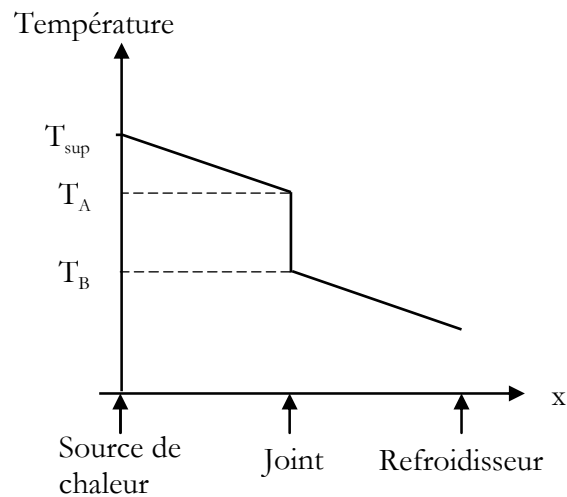


Fig. 2-5. Profil de température le long du dispositif de mesure

Connaissant la résistance thermique de la mâchoire supérieure, la valeur du flux thermique traversant le joint est :

$$\Phi = \frac{T_{\text{sup}} - T_A}{R_{Th\_mâchoire}} \quad \text{Eq. 4}$$

La résistance thermique de contact est alors :

$$R_c = \frac{T_A - T_B}{\Phi} \quad \text{Eq. 5}$$

### **2.2.2. Principe de la mesure de la résistance électrique de contact**

Le principe de la mesure de la REC repose sur l'injection d'un courant au travers du joint à caractériser. La mesure des potentiels de part et d'autre de la zone de contact nous permet de calculer la REC en appliquant l'Eq.1. Le même dispositif de serrage que celui de la mesure de la RTC peut être utilisé.

## **2.3. Mise en œuvre des dispositifs expérimentaux**

Nous avons réalisé deux bancs de mesure permettant la mesure de la RTC et de la REC. Le premier nous a permis de faire des mesures dans le cas d'un contact entre deux métaux (Al/Cu), puis une modification de la géométrie du banc, sans changer le principe de la mesure, nous a permis de faire des mesures avec une diode de puissance pressée. Avant de donner les résultats expérimentaux, nous allons décrire ces deux bancs de mesure.

### **2.3.1. Remarque préliminaire**

La mise en œuvre de ces deux bancs de mesure a fait l'objet d'une étude spécifique en M2R. La justification et la validation des géométries utilisées se trouvent dans [VAG07]. Nous pouvons cependant souligner quelques points de vérification qui ont été abordés pour valider ces dispositifs. A partir du principe de mesure de la RTC précédemment décrit, nous nous sommes assurés des points suivants :

- pour la mesure de RTC, le flux de perte par convection le long du dispositif n'est pas trop important par rapport au flux principal de conduction. Nous l'avons négligé par la suite ;
- les différences ( $T_{sup} - T_A$ ) et ( $T_A - T_B$ ) (Fig. 2-5) sont du même ordre de grandeur pour permettre l'évaluation simultanée du flux thermique de conduction et de la résistance thermique de contact ;
- l'hypothèse 1D de l'évolution du flux thermique est vérifiée sur toute la longueur du dispositif. Par simulation nous avons pu vérifier que l'écart de température entre le centre et la périphérie du dispositif était négligeable, autorisant ainsi une mesure de température par caméra infra-rouge.

### **2.3.2. Premier dispositif : contact Al-Cu**

Ce premier dispositif a pour vocation la mesure de la RTC et de la REC dans le cas d'un contact pressé entre une électrode en cuivre et une pastille d'aluminium. Pour cette étude de caractérisation nous avons voulu nous rapprocher de la mise en œuvre pressée d'un composant de puissance, c'est-à-dire le serrage d'une puce entre deux électrodes. Mais pour cette première campagne de mesures, dont les objectifs sont à la fois de valider la méthodologie de mesure et d'obtenir des premiers ordres de grandeur de RTC et de REC, nous avons serré une pastille d'aluminium de section  $1\text{cm}^2$ , qui correspond à la section des composants qui seront utilisés par la suite, et dont l'épaisseur est de 1mm. Les valeurs

mesurées valent deux fois la RTC et deux fois la REC (les deux faces de la pastille), les résultats seront donnés en se ramenant à une surface élémentaire de  $1\text{cm}^2$ .

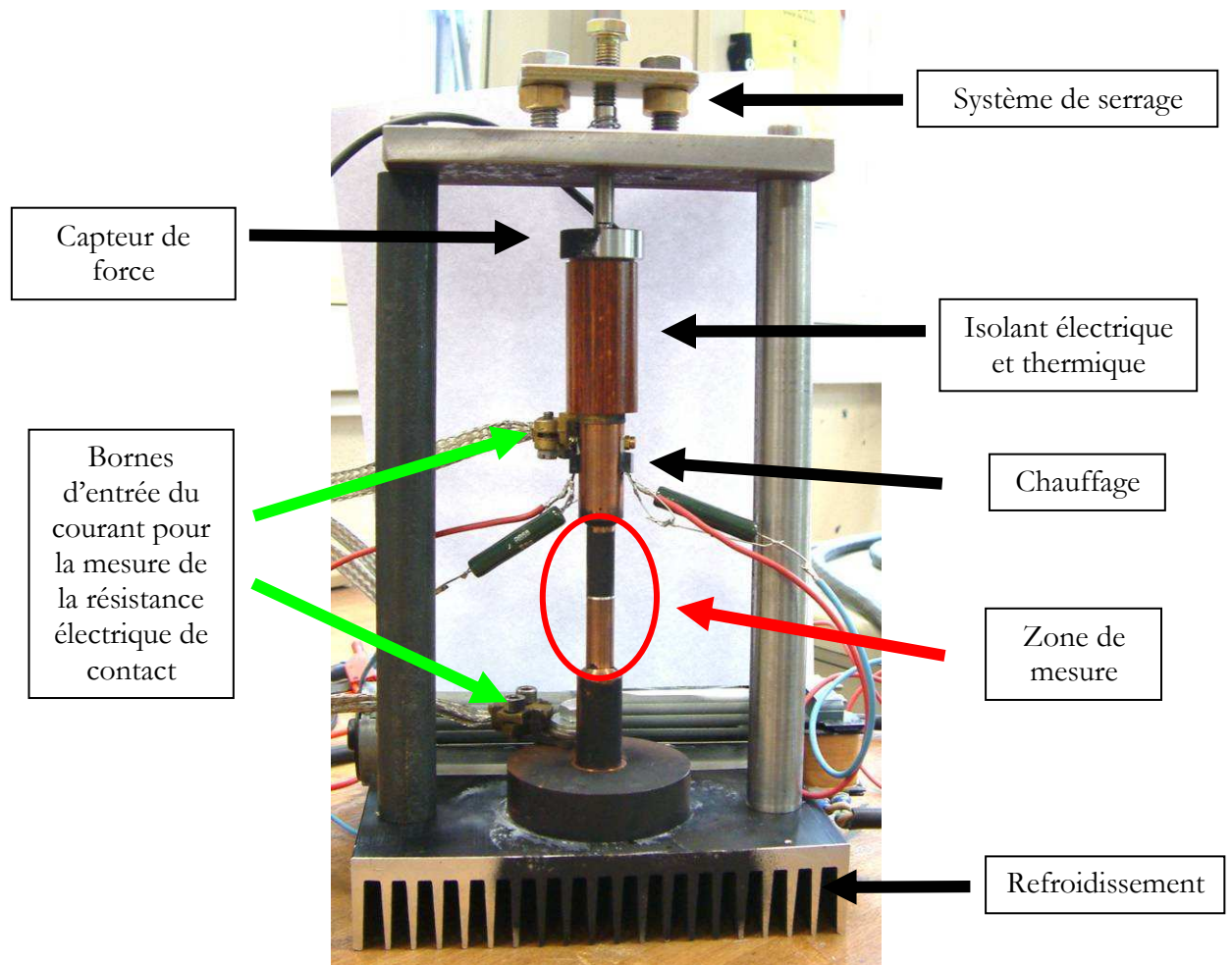


Fig. 2-6. Dispositif de mesure des résistances thermique et électrique de contact

Le dispositif expérimental est constitué de deux mâchoires cylindriques en cuivre qui pressent une pastille en aluminium de 1 mm d'épaisseur (Fig. 2-6). Sur la mâchoire supérieure est placé un dispositif de chauffage reposant sur l'auto-échauffement d'un transistor bipolaire en boîtier TO220. Ce n'est plus la température qui est alors fixée mais la valeur du flux thermique dissipé par le composant. Le flux, et donc la température, sont réglés en agissant sur les paramètres électriques des transistors.

La mâchoire inférieure se termine par une semelle en cuivre faisant office de diffuseur de chaleur le tout reposant sur un refroidisseur ventilé.

L'ensemble du dispositif est mis sous pression grâce à un système de serrage. Un capteur de force inséré dans l'empilement permet de mesurer la force de serrage en permanence. La température admissible pour le capteur sans une trop grande dégradation de sa précision est de  $40^{\circ}\text{C}$ . C'est la raison pour laquelle nous avons inséré une cale en bois imprégné (Permali),



bon isolant thermique, entre la mâchoire supérieure et le capteur. Cette cale tient aussi le rôle d'isolant électrique, fonctionnalité nécessaire pour la mesure de la REC.

Pour les mesures de la force de serrage nous disposons de deux capteurs de force, un premier allant jusqu'à 1kN et un second allant jusqu'à 10kN.

### 2.3.2.1. Mesure de RTC

Ayant vérifié que l'évolution de la température à la surface des cylindres était très proche de celle au centre, la mesure de température peut être réalisée en surface à l'aide d'une caméra infra-rouge (Fig. 2-7). Une ligne de mesure est définie le long des deux cylindres. Les surfaces sur lesquelles sont faites les mesures sont peintes en noir mat pour maîtriser leur émissivité. Sur la Fig. 2-6 seule la mâchoire supérieure est peinte mais pour la mesure (Fig. 2-7) les deux sont peintes.

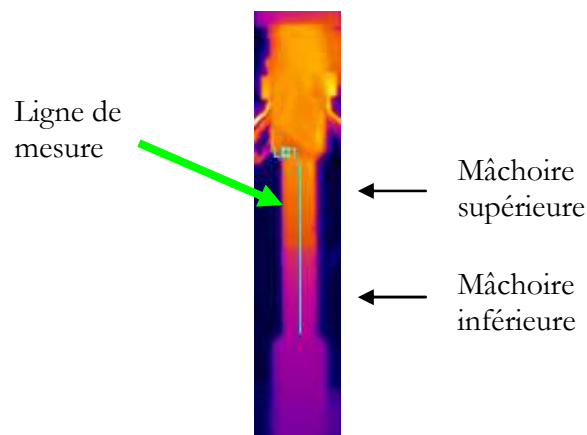


Fig. 2-7. Vue à la caméra infra-rouge de la zone de mesure

Procédure lors des mesures :

- Le dispositif est mis en chauffe et il faut attendre la stabilisation thermique du système avant de commencer les mesures.
- Le profil de température est relevé pour différentes forces de serrage en attendant une stabilisation de l'évolution thermique entre chaque changement de l'intensité de la force de serrage.
- Des cycles de serrage-desserrage sont réalisés en faisant varier la force d'un pas de 100 N environ. Pour rester dans les ordres de grandeurs des pressions exercées dans les montages Press-Pack ( $10^7$  Pa [ABB02]), la force de serrage n'excède pas 1000 N.

### 2.3.2.2. Mesure de REC

Pour réaliser une mesure précise de résistance électrique nous réalisons une mesure 4 points : un courant est injecté par deux points et nous mesurons la chute de tension au plus près de l'élément à étudier par les deux autres points. Le courant injecté pour notre mesure est un courant continu de 100A et les tensions mesurées sont de l'ordre de la dizaine de mV.

Les bornes d'amenée du courant sont repérées sur la figure représentant le dispositif entier Fig. 2-6. Les points de mesure sont repérés sur la Fig. 2-8.

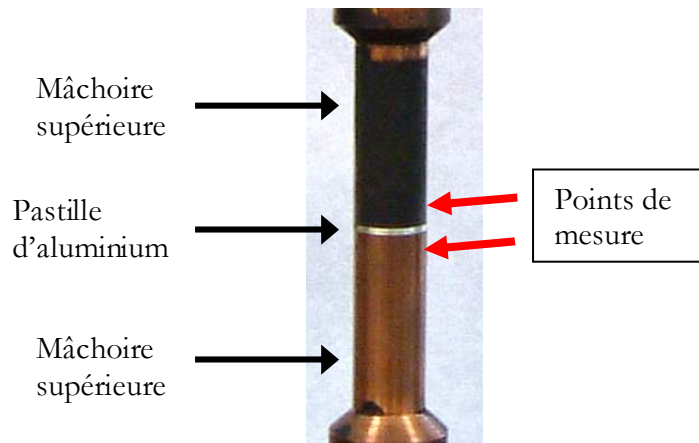


Fig. 2-8. Vue de la zone de mesure de la résistance électrique de contact

Pour la mesure de la REC nous avons vérifié que, lors des mesures 4 points, la contribution des parties métalliques (cuivre des mâchoires et aluminium de la pastille) était négligeable par rapport aux grandeurs introduites par l'interface à caractériser.

Enfin, les mesures thermiques et les mesures électriques ne peuvent pas être réalisées simultanément à cause du déséquilibre thermique provoqué par le passage du courant dans le dispositif.

### 2.3.3. Deuxième dispositif : contact Cu-face d'une diode

Le dispositif utilisé précédemment a été modifié pour pouvoir mesurer la RTC et la REC entre la face d'un composant de puissance et une électrode massive. Nous avons cherché à diminuer la hauteur totale du dispositif pour faciliter l'alignement entre les parties supérieures et inférieures : la cale en bois a été remplacée par une feuille isolante électrique et nous avons rajouté un refroidisseur pour le capteur de force (Fig. 2-9). Un guide en PVC a été utilisé pour guider les mâchoires supérieure et inférieure afin d'éviter la dégradation des puces lors des cycles de serrage-desserrage et pour assurer le meilleur contact possible (Fig. 2-9). Les principes de mesure restent les mêmes que précédemment. Pour la mesure de RTC nous avons fait une fenêtre dans le guide en PVC qui permet de faire la mesure avec la caméra infra-rouge mais cette mesure ne nous permet pas de différencier les faces de la puce. Le résultat obtenu est alors une RTC équivalente ramenée à  $1\text{cm}^2$  prenant en compte les deux faces. Enfin, l'élément chauffant est toujours un transistor situé sur la mâchoire supérieure (Fig. 2-10).

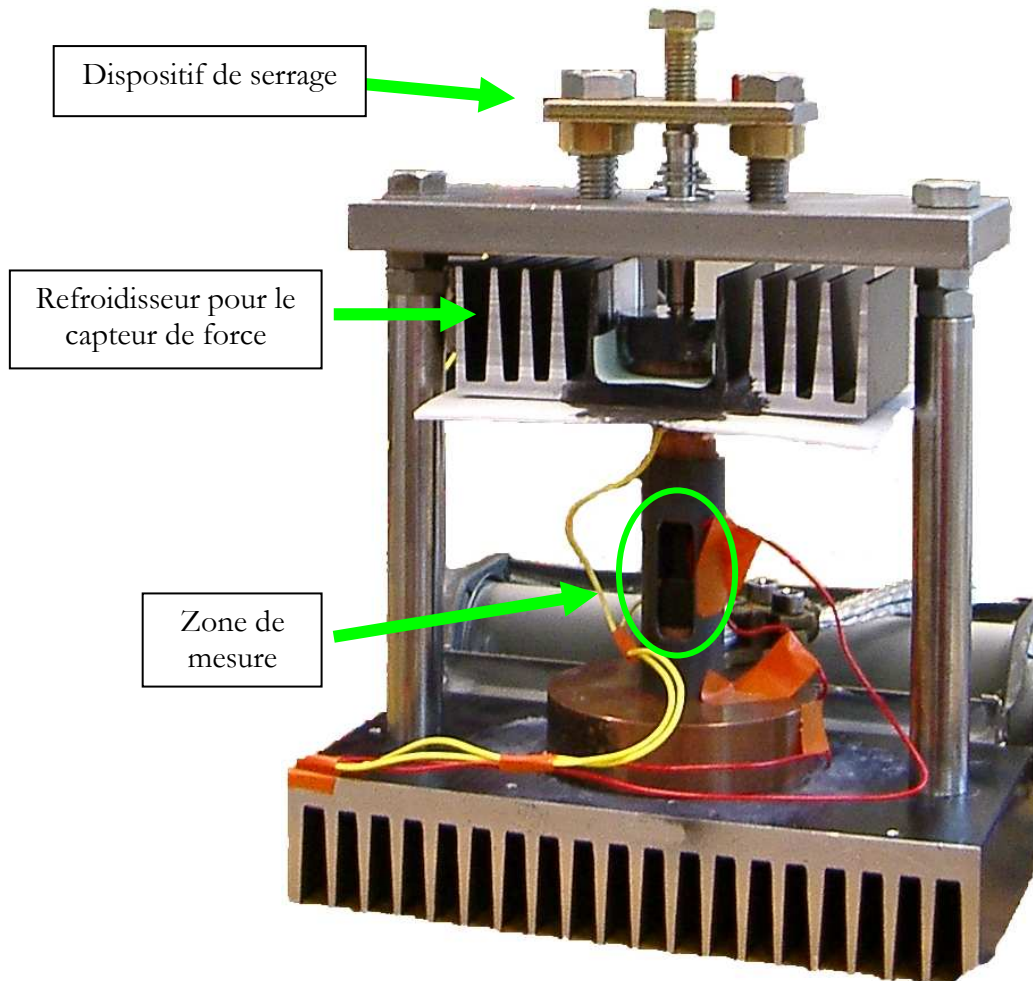


Fig. 2-9. Dispositif de mesure des résistances thermiques et électriques d'un contact puce/électrode

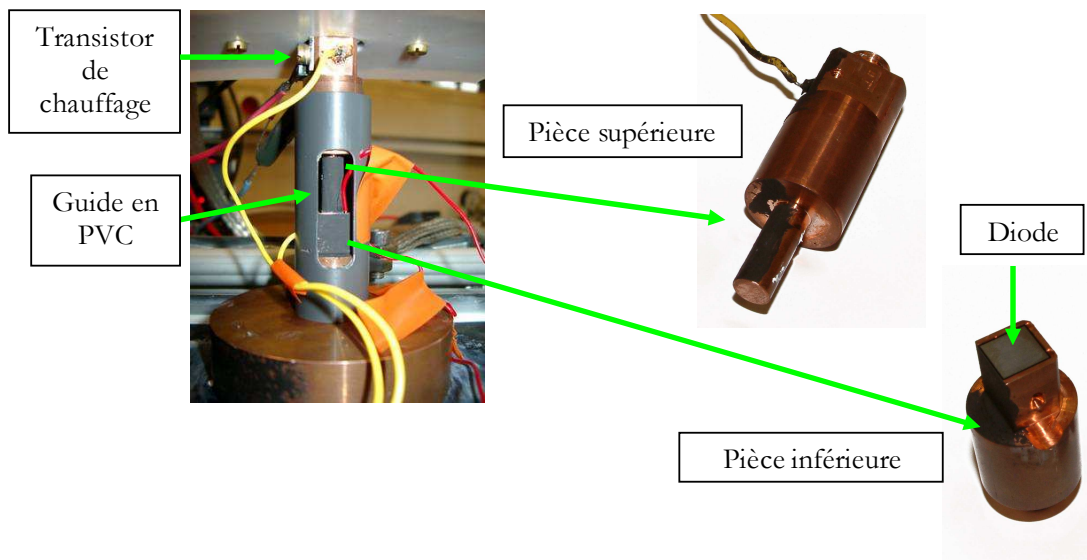


Fig. 2-10. Détails de la zone de mesure

Pour la mesure de la REC, la diode est passante et est traversée par le courant de mesure. Le composant pressé est une diode de la marque Infineon technologies (SIDC81D60E6 600V / 200A ; dimensions : 9\*9 mm , 70  $\mu\text{m}$  d'épaisseur). Les métallisations des faces du

composant étant différentes suivant les faces, il nous a semblé nécessaire de différencier les mesures pour chaque face. Le dispositif expérimental nous permet donc de mesurer les chutes de tension sur chaque face (Fig. 2-11). En face avant cela est possible car la mâchoire supérieure ne recouvre pas l'intégralité de la métallisation, une zone périphérique reste donc accessible pour un contact avec une pointe. Pour la face arrière, un trou a été aménagé dans la mâchoire inférieure pour pouvoir glisser un fil isolé dont seule l'extrémité est dénudée, le contact se faisant ainsi sur la métallisation de la face arrière de la puce.

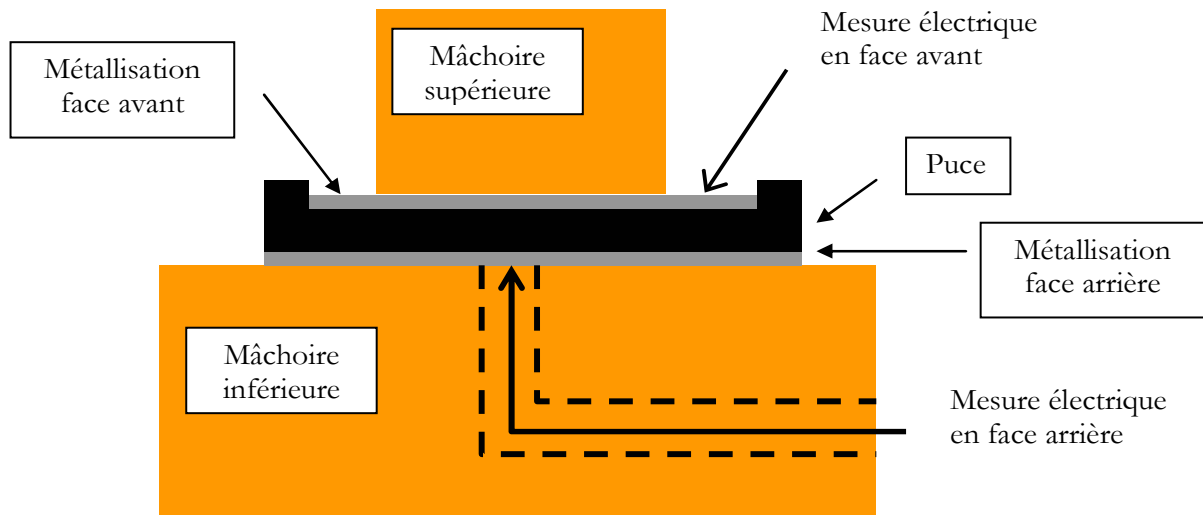


Fig. 2-11. Vue schématique du dispositif expérimental permettant des mesures sur chaque face de la puce

## 2.4. Résultats expérimentaux

### 2.4.1. Résistance électrique de contact

#### 2.4.1.1. Contact Al-Cu

La Fig. 2-12 donne l'évolution de la REC ramenée à  $1\text{cm}^2$  en fonction de la force de serrage pour un cycle de serrage-desserrage d'un contact Al-Cu. La mesure « à chaud » a été réalisée avec une pastille d'aluminium ayant subi des cycles de serrage-desserrage pour la mesure de résistance thermique. La mesure « à froid » a été réalisée avec une pastille neuve. Nous pouvons constater que la REC diminue lorsque l'on augmente la force de serrage.

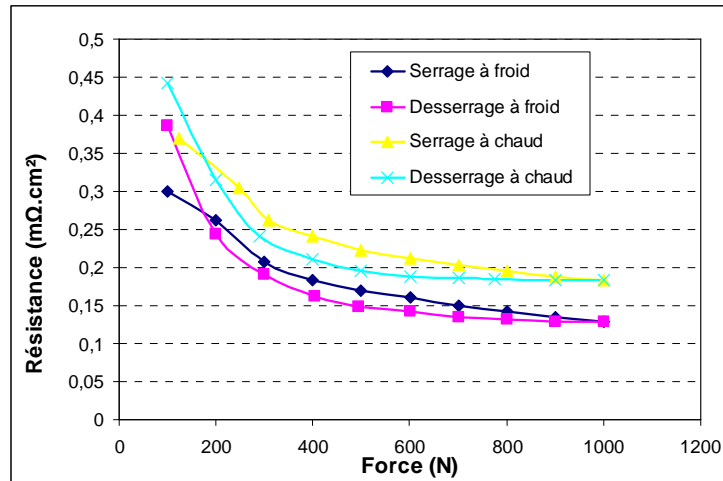


Fig. 2-12. Résistance électrique de contact Al-Cu en fonction de la force de serrage

Nous constatons des valeurs de résistance électrique globalement plus élevées dans le cas de la pastille ayant déjà subi des cycles de serrage-desserrage. Sans que cela ait été exploré plus en profondeur, il est possible d'évoquer un phénomène d'oxydation de l'aluminium dû au chauffage lors des essais de RTC, cela expliquerait cet écart des valeurs. Cette problématique de l'oxydation des surfaces métalliques due aux cyclages thermiques devra être abordée dans une étude de caractérisation ultérieure et qui portera sur le vieillissement des modules. Cela dépasse le cadre de ce manuscrit qui vise dans un premier temps à donner des ordres de grandeurs.

Nous retiendrons une valeur pour 1000N :  $0.13 < R_c < 0.18 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$ .

#### 2.4.1.2. Contact Cu-face d'une diode

La Fig. 2-13 donne l'évolution de la REC en fonction de la force de serrage pour les deux faces, les mesures étant réalisées lors d'un cycle de serrage-desserrage entre 150 et 1000N.

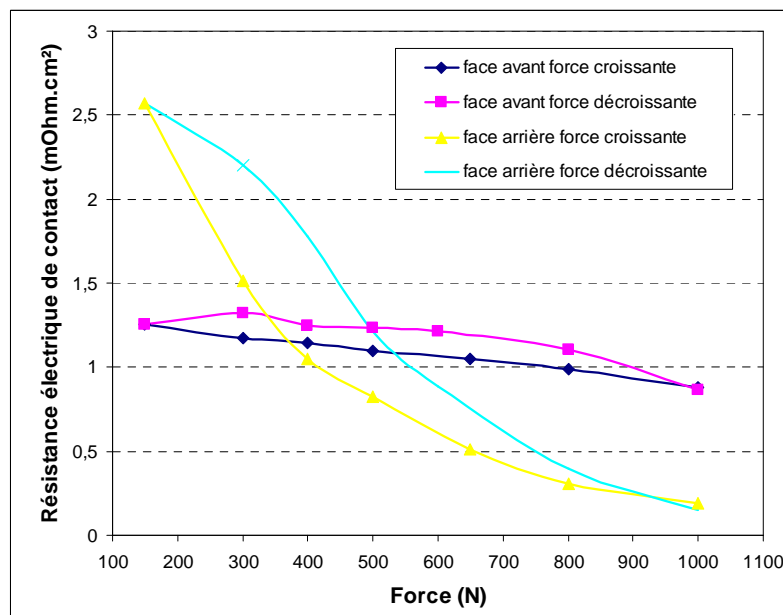


Fig. 2-13. Résistance électrique de contact des faces d'une diode

A partir de l'observation de la Fig. 2-13, il est possible de constater la grande différence de comportement des deux faces, la face arrière étant beaucoup plus sensible à la force de serrage avec une diminution d'un facteur dix entre 150 et 1000N, contre un facteur 2 pour la face avant. Cela s'explique peut-être par les différences physiques entre les faces, elles ne sont pas réalisées avec les mêmes alliages et elles sont d'épaisseurs différentes.

Nous retiendrons les résultats suivants :

Métallisation face arrière (cathode) : 1400 nm NiAg

à 1000N  $R = 0.2 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$

Métallisation face avant (anode) : 3200 nm AlSiCu

à 1000N  $R = 0.9 \text{ m}\Omega.\text{cm}^2$

Comme nous allons le présenter dans la partie 4 de ce chapitre, la répartition des zones de contact sur les faces de la puce interviennent fortement sur la répartition du courant dans le composant. Or, dans notre dispositif de mesure, l'électrode inférieure est en contact sur toute la surface de la face arrière de la puce avec une mesure au centre de la surface, alors que l'électrode de la face avant ne recouvre qu'une partie de la face de la diode avec une mesure à la périphérie du composant. Lors des essais que nous présentons dans la partie 3 nous avons constaté pour une même face la forte dépendance des résultats au positionnement des lieux de mesure sur la face. Ainsi la différence rencontrée entre les deux faces peut également provenir du positionnement des pointes de mesures et des géométries différentes des électrodes supérieures et inférieures.

#### 2.4.1.3. Comparaison avec des fils de bonding

Un fil de bonding en aluminium de longueur 1cm et de diamètre 250  $\mu\text{m}$  a une résistance électrique  $R = 5.4 \text{ m}\Omega$ . Il a été démontré que l'accrochage suivant un procédé industriel d'un fil de bonding sur la puce présentait une résistance non négligeable comprise entre 5.1 et 13.4  $\text{m}\Omega$  [LIU00][MEN06]. L'accrochage sur les pistes de cuivre peut être quant à lui négligé. Sur une puce de  $1\text{cm}^2$  il est possible de positionner une dizaine de fils de bonding, la mise en parallèle de 10 fils nous donne alors une résistance équivalente  $1.05 < R_{\text{eq}} < 1.88 \text{ m}\Omega$ . Nous voyons alors que d'un point de vue résistif les ordres de grandeurs pour un contact pressé et une technologie par fil de bonding sont assez similaires avec tout de même un avantage pour le contact pressé.

### 2.4.2. Résistance thermique de contact

#### 2.4.2.1. Contact Al-Cu

L'évolution de la résistance thermique de contact Al-Cu en fonction de la force de serrage pour un cycle de serrage-desserrage est donnée Fig. 2-14.

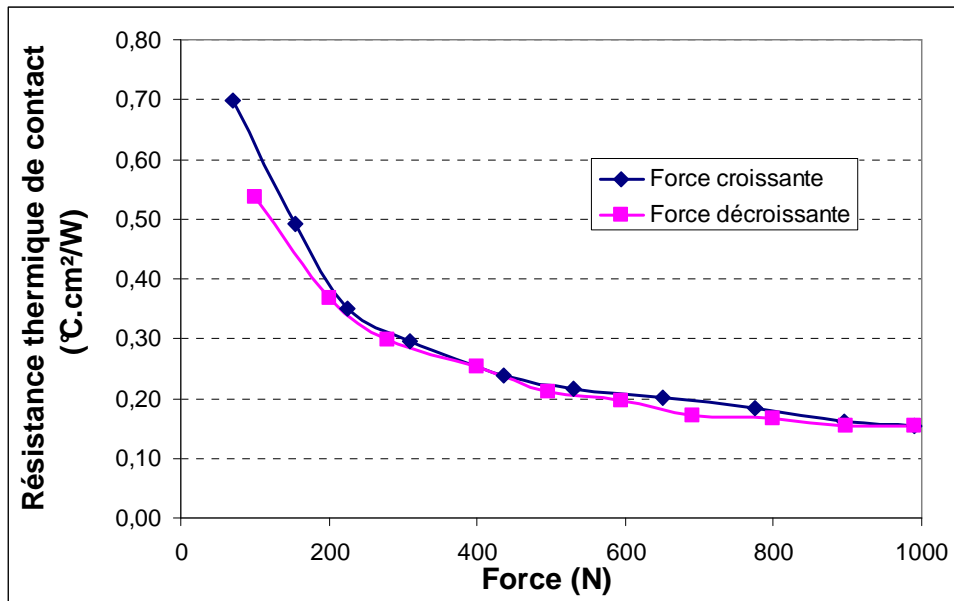


Fig. 2-14. Résistance thermique de contact Al-Cu en fonction de la force de serrage

La Fig. 2-14 nous montre que la résistance thermique de contact diminue lorsque la force de serrage augmente. Nous soulignerons la valeur à 1000 N :  $R_{thc} = 0.15 \text{ } ^\circ\text{C.cm}^2/\text{W}$  pour une pression de 10MPa.

#### 2.4.2.2. Contact Cu-face d'une diode

La Fig. 2-15 présente l'évolution de la valeur de la résistance thermique de contact en fonction de la force de serrage pour un cycle de serrage-desserrage-serrage dans le cas d'un contact Cu-face d'une diode. Rappelons que la méthode de mesure par caméra infra-rouge ne permet pas la dissociation des faces. Nous remarquons une réduction de la résistance thermique de contact lors du deuxième serrage par rapport au premier serrage. S.M.S. Wahid et C.V. Madhusudana [WAH03] font état d'un hystérésis et de la diminution progressive de la résistance thermique de contact lors des cycles de serrage-desserrage d'un contact métal-métal. Cette diminution, forte pour les premiers cycles, devient ensuite moins importante pour atteindre une valeur presque stable au bout de 25 cycles. Nous n'avons pas cherché à mettre en évidence ce phénomène lors de nos mesures, mais cette piste reste intéressante dans l'objectif de minimiser une résistance de contact.

Si cela se vérifiait dans le cas d'un contact électrode/puce, cela signifierait une amélioration du contact thermique dans le temps due aux cycles naturels de serrage-desserrage qu'imposent les cyclages thermiques de fonctionnement. Mais une telle hypothèse serait alors à mettre en regard des effets de vieillissement des surfaces notamment dus à des effets d'oxydation. Seuls des essais de vieillissement pourraient alors répondre à ces questions mais cela dépasse quelque peu le cadre de ce manuscrit.

Nous retiendrons l'ordre de grandeur de la valeur de résistance thermique de contact à 1000 N :  $R_{th} = 0.12 \text{ } ^\circ\text{C.cm}^2/\text{W}$ . Valeur calculée à partir de la mesure de la résistance thermique globale incluant les deux faces de la diode et ramenée à  $1 \text{ cm}^2$ .

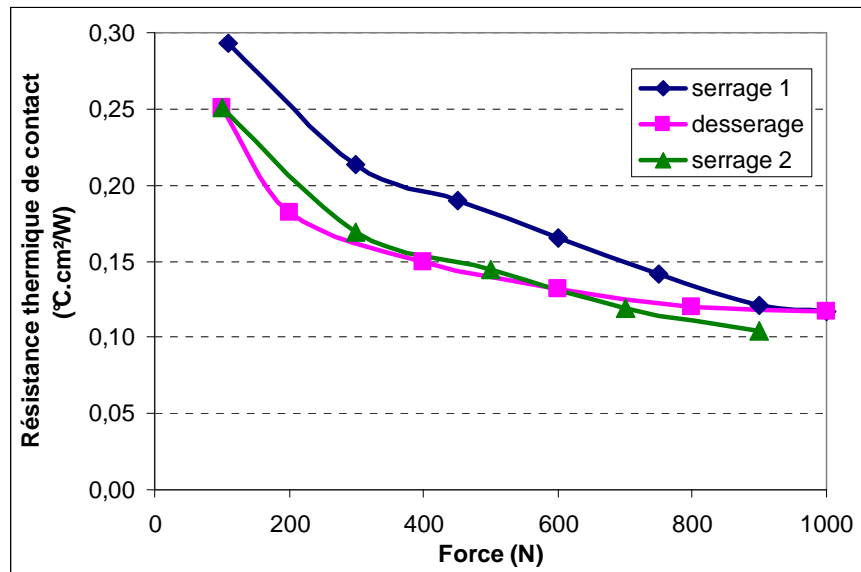


Fig. 2-15. Résistance thermique de contact des faces d'une diode.

#### 2.4.2.3. Comparaison avec l'état de l'art

Une brasure SnPb(63/37) de 50 $\mu$ m d'épaisseur, épaisseur classique pour ce type d'applications, a une résistance thermique de 0.01 °C.cm<sup>2</sup>/W [WIL06]. La valeur que nous avons obtenue par la mesure est dix fois plus grande, mais il faut remarquer que dans le cas d'un montage avec refroidissement double face, nous disposons d'une surface double pour les échanges thermiques, la résistance thermique résultante est alors réduite d'un facteur 2 environ. Cet argument est cependant faussement satisfaisant de prime abord, en effet il suffit de recourir à des brasures sur les deux faces pour un montage 3D et nous obtenons une résistance thermique optimale. Cela est vrai d'un point de vue thermique, mais une brasure double face complique la mise en œuvre et surtout introduit des contraintes thermo-mécaniques supplémentaires sur les composants, la gestion de la fiabilité s'en trouve alors fortement compliquée. C'est pourquoi une comparaison stricte des valeurs numériques est, dans ce cas, délicate.

Comparons maintenant les valeurs obtenues par la mesure à une valeur donnée par un constructeur pour un composant en boîtier pressé de type press-pack ou hockey-puck (Fig. 2-16). Nous avons pris une diode de marque Infineon dont les caractéristiques sont les suivantes :

Infineon Ref. D448 : 800V-710A ;  $R_{thjc}=0.1020^{\circ}\text{C}/\text{W}$  ;

Indications de montage : force de serrage entre 2.6 et 4.6 kN (entre 6 et 10 MPa).

A partir des données géométriques du boîtier (Fig. 2-16) il est possible de faire une estimation de la surface de contact dédiée aux échanges thermiques. Nous prendrons la valeur du diamètre intérieur pour le calcul de la surface effective de contact. C'est en effet sur cette partie du disque que s'exerce la force de serrage par le clamp.



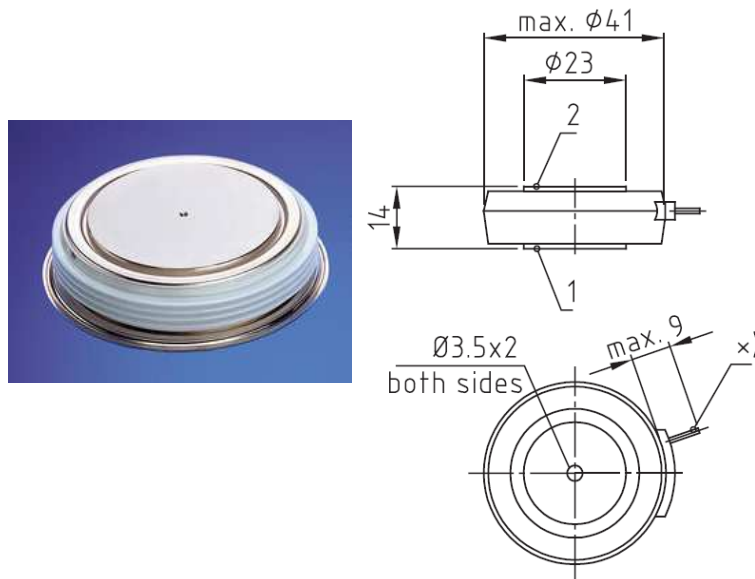


Fig. 2-16. Dimensions et photo d'un boîtier press-pack

La surface totale estimée tient compte du fait que le refroidissement peut se faire sur les deux faces du boîtier. La surface estimée est alors de  $8.4\text{cm}^2$  ce qui donne une résistance de contact surfacique  $R_{thjc}=0.85^\circ\text{C}\cdot\text{cm}^2/\text{W}$ .

### **Remarques sur les valeurs obtenues**

Les valeurs pour un boîtier press-pack sont très supérieures à celle d'une brasure (proche d'un facteur 100). Cependant une comparaison directe n'a pas beaucoup de sens. En effet il s'agit d'une résistance thermique globale jonction-boîtier dans un cas, constituée de plusieurs interfaces pressées (nous détaillerons cela dans le chapitre 3), et juste de la résistance d'une brasure dans l'autre cas. Ces résultats nous montrent cependant que les valeurs de RTC que nous avons mesurées sont bien dans l'ordre de grandeurs des résistances thermiques rencontrées dans des boîtiers pressés.

## **2.5. Conclusion**

Cette partie nous a permis d'obtenir des valeurs de RTC et de REC pour des contacts de type métal-métal et pour des contacts de type métal-puce. Cependant un certain nombre de limites expérimentales sont apparues lors de ces travaux.

Une première limite provient de la mise en œuvre du contact pressé. En effet, malgré le positionnement des mâchoires grâce à un guide en PVC, nous avons souvent pu constater une forte dégradation voire une destruction du composant pressé. Les origines d'une telle détérioration ont sûrement de fortes conséquences sur les valeurs de RTC et de REC mesurées.

Ensuite, l'injection permanente d'un fort courant dans la structure pour la mesure de la REC provoque son échauffement. L'effet de cet échauffement n'a pas été quantifié

précisément mais influe sur les valeurs mesurées. Une mesure par injection transitoire de courant serait plus appropriée et c'est cette méthode qui sera exposée dans la partie 3 de ce chapitre.

Enfin, une forte limite de nos mesures provient de notre incapacité à différencier les deux faces du composant pour la mesure de la RTC. Sur les profils de température obtenus grâce à la caméra infra-rouge il est impossible de borner exactement le saut de température dû à la puce et aux interfaces. Un changement de lentille sur la camera nous a permis de faire un zoom sur la puce mais le profil de température obtenu n'était toujours pas plus précis. Lors des essais nous avons alors essayé de remplacer la mesure par caméra infra-rouge par une mesure par thermocouples. En effet deux thermocouples sur chaque mâchoire auraient suffi à nous renseigner sur la pente de la température dans la mâchoire. En réalité, et la littérature confirme cela, la mesure par thermocouple se révèle beaucoup plus délicate que cela. Pour pouvoir faire une mesure de ce type là il faut positionner plusieurs thermocouples régulièrement placés et chacun étalonné [BOU98][CUL02][FER05]. Un rapide essai avec 3 thermocouples sur une mâchoire s'est révélé en effet encore plus difficile à interpréter que la mesure avec la caméra infra-rouge. Mais quelle que soit la méthode de mesure de température, la dissociation des faces reste impossible et cela constitue une vraie limite de ce dispositif expérimental.

Une des options améliorant le dispositif consiste à augmenter le flux thermique injecté. Cette augmentation aurait pour effet d'amplifier les gradients de température aux différentes interfaces et de rendre les phénomènes plus visibles. Malheureusement le dispositif expérimental ne permet pas cette augmentation du flux sans une importante modification du banc de test. Plutôt que de revoir le dispositif expérimental en gardant le principe d'une mesure de RTC en régime permanent, nous avons préféré revoir l'ensemble de cette caractérisation en basant le principe sur une mesure en régime transitoire. Plusieurs méthodes existent pour ce type de mesures, elles sont toutes basées sur le principe d'injection d'un échelon de puissance [BOS00][LAS96][REN02]. L'avantage de cette méthode est de pouvoir injecter des puissances élevées, donc de provoquer des gradients de température élevés, en jouant sur l'inertie thermique de la structure et donc sans auto-échauffement du dispositif. Un stage de M2R a fait l'objet d'une étude proposant une méthode originale mais n'a pas abouti à la caractérisation complète d'une interface pressée et se poursuit aujourd'hui en thèse avec B. Thollin. La méthode et les points bloquants sont exposés dans [THO09].

Finalement, tous ces points nous ont incité à revoir les méthodes de mesure des RTC et des REC. Il nous est apparu nécessaire d'avoir une réflexion plus poussée sur les méthodologies de mesures et de réaliser des dispositifs expérimentaux différents suivant la nature de la résistance à mesurer. Il est apparu nécessaire de pouvoir caractériser indépendamment chaque face d'un composant pressé afin de pouvoir estimer l'influence des métallisations des puces et l'influence des matériaux d'interface sur les valeurs de REC et de RTC. Enfin, il nous est apparu nécessaire de pouvoir procéder à une caractérisation des interfaces en fonction de la température dans un contexte applicatif où l'on cherche à augmenter la température de fonctionnement des modules de puissance.

Ces réflexions nous ont amené à réaliser un nouveau banc de mesure de la REC en fonction de la température dont la mise en œuvre et les résultats sont exposés dans la partie 3 de ce chapitre.

### 3. Caractérisation électrique d'un contact pressé en fonction de la température

#### 3.1. Introduction

Les remarques faites précédemment sur nos premiers travaux de caractérisation d'une interface pressée nous ont mené à redéfinir un cahier des charges pour la réalisation d'un nouveau dispositif de mesure de résistances électriques de contact en fonction de la température. Ce cahier des charges peut être énoncé de la sorte : le dispositif doit permettre de mesurer la résistance électrique de contact entre un métal et une puce en fonction de la température (jusqu'à 120°C dans un premier temps) et doit permettre d'évaluer l'influence de différents métaux d'interface sur la qualité du contact. Il doit être capable de chauffer et de presser des échantillons, diodes ou IGBTs. La plage de variation de la force de serrage est agrandie à 10 kN afin d'avoir une vision plus étendue de la caractérisation en fonction de la force de serrage.

#### 3.2. Description du dispositif expérimental

##### 3.2.1. Description matérielle

L'exploitation du précédent dispositif expérimental permettant de presser des puces avait mis en évidence une assez forte dégradation des composants lors des campagnes de mesure. La nécessité d'éviter cela nous a obligé à repenser le dispositif de serrage afin d'éviter toute destruction du composant.

La Fig. 3-1 représente le schéma de principe du dispositif de mesure que nous avons mis au point. Un soin particulier a été pris pour assurer un serrage non destructif des puces. Le système de guides et l'insertion d'une bille dans l'empilement contribuent à cette réussite. Ainsi l'empilement est constitué de :

- une vis de serrage qui agit sur un premier guide dont le seul déplacement possible est vertical.
- un capteur de force qui nous renseigne en permanence sur la force de serrage appliquée au dispositif.
- une cale en bois imprégné (Permali) qui assure les isolations électrique et thermique entre l'étage supérieur et l'étage inférieur du dispositif. Elle sert notamment à protéger le capteur de force des températures trop élevées.
- un deuxième guide vertical qui appui sur une bille. Ce contact plan/bille est la meilleure option mécanique pour assurer le parallélisme entre les faces de serrage et les puces.
- une mâchoire supérieure de serrage. Celle-ci sera différente en fonction de la puce à serrer. En effet les faces avant des puces ne sont pas les mêmes suivant qu'il s'agisse

d'une diode ou d'un IGBT. Dans le cas d'un IGBT cette mâchoire sera équipée d'un doigt de contact de grille pour pouvoir assurer la mise en conduction du composant (Fig. 3-2 et Fig. 3-3).

- la puce.
- une mâchoire inférieure de serrage équipée d'un doigt de contact pour la face arrière des composants (Fig. 3-2). Un thermocouple est positionné au plus près de la puce pour connaître sa température.
- un échangeur thermique assurant le chauffage du dispositif. Le dispositif de chauffage est constitué d'une plaque en cuivre perforée et parcourue par de l'huile chauffée. Lors des mesures nous avons pu constater que ce moyen de chauffage permettait difficilement d'atteindre les températures voulues. Le remplacement de ce système par des cartouches chauffantes ou un plateau chauffant serait plus approprié.

Une structure métallique assure la rigidité de l'ensemble.

L'ensemble mâchoire supérieure/puce étant constitué de pièces parfaitement mobiles, la phase d'assemblage et de mise sous pression de l'ensemble constitue un moment particulièrement délicat de la mise en œuvre expérimentale. Pour faciliter cette étape, nous avons fabriqué des guides en Plexiglas rétractables permettant d'aligner les différentes pièces (Fig. 3-2).

Les mâchoires de la face avant sont réalisées de façon à ne pas recouvrir l'intégralité de la métallisation des composants pressés (Fig. 3-3). Ainsi il est possible de venir contacter différentes zones des métallisations grâce à des pointes de mesure (Fig. 3-4). Les points dessinés correspondent à plusieurs possibilités de placement.

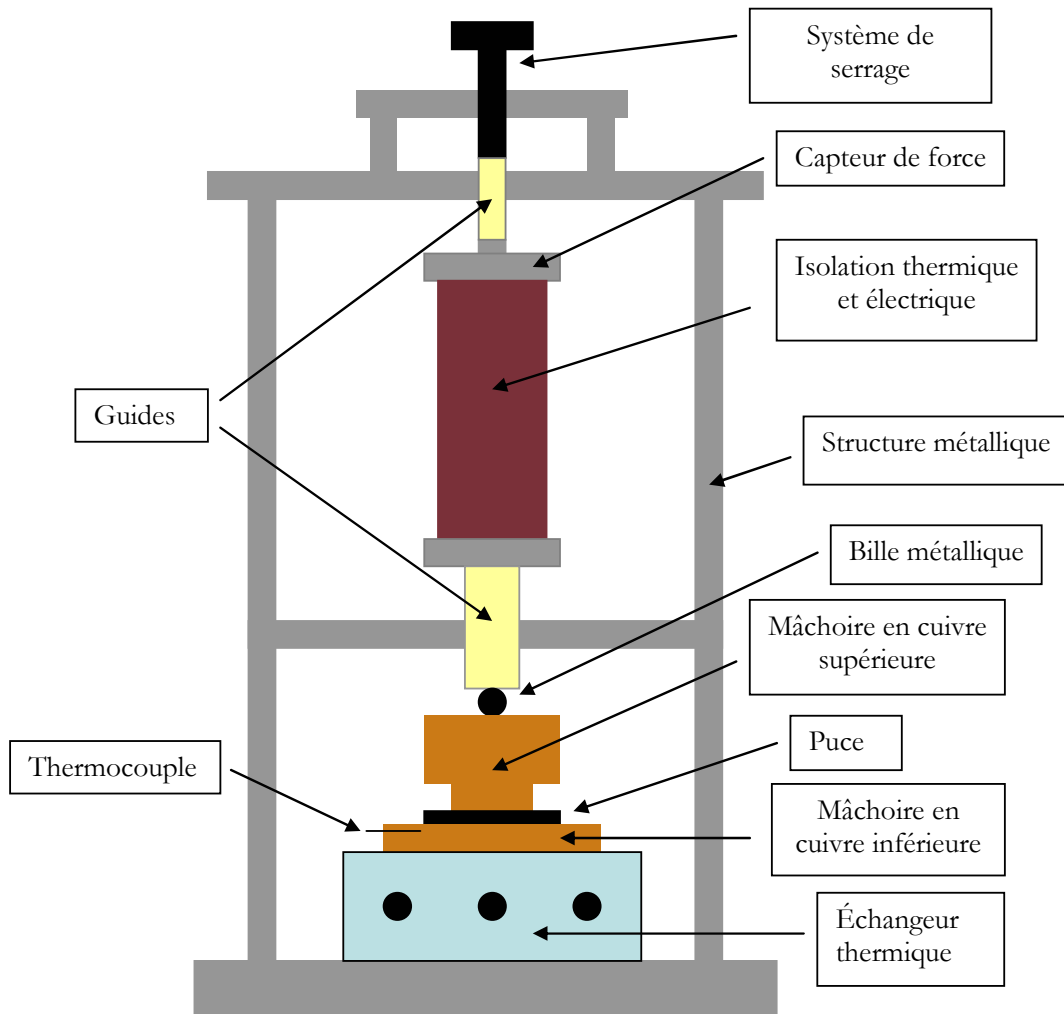


Fig. 3-1. Description du dispositif de mesure de la résistance électrique de contact en fonction de la température

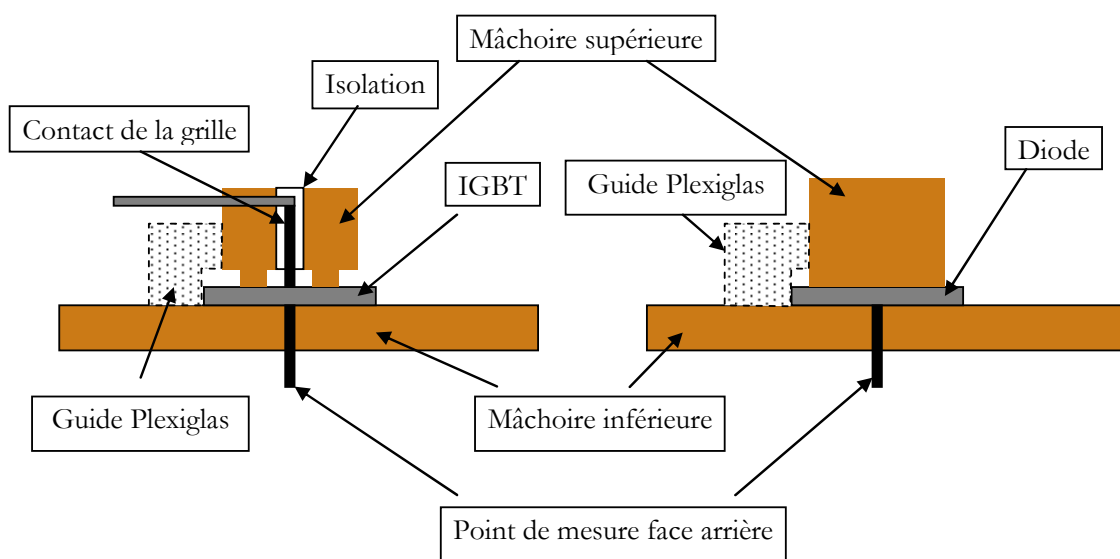


Fig. 3-2. Vue en coupe des mâchoires supérieures et inférieures

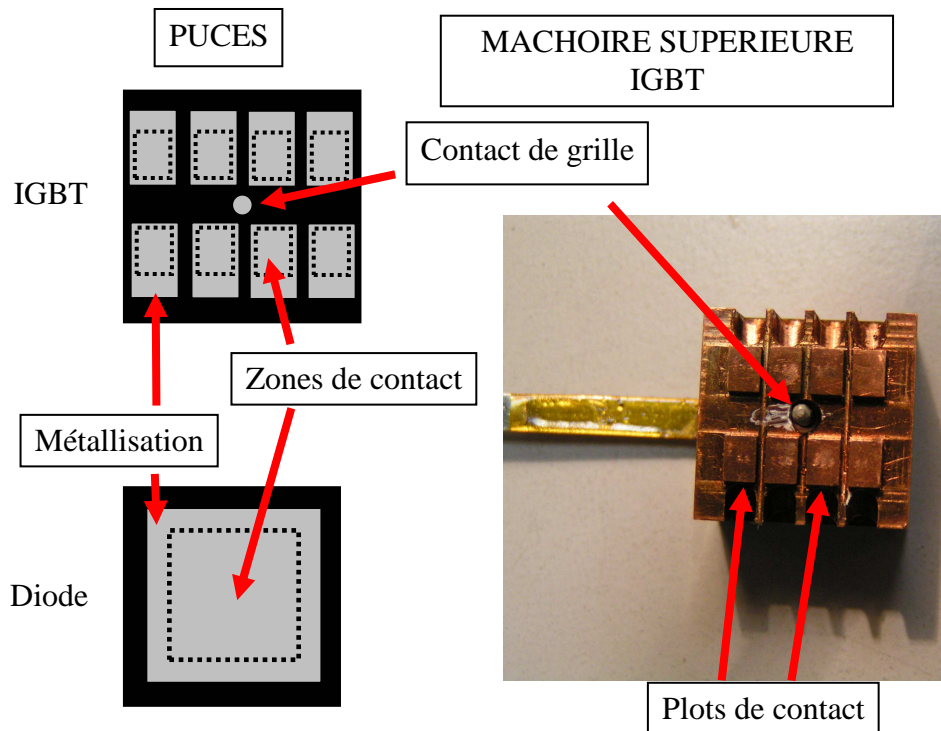


Fig. 3-3. Vue de dessus des puces et photo de la mâchoire supérieure adaptée à un IGBT

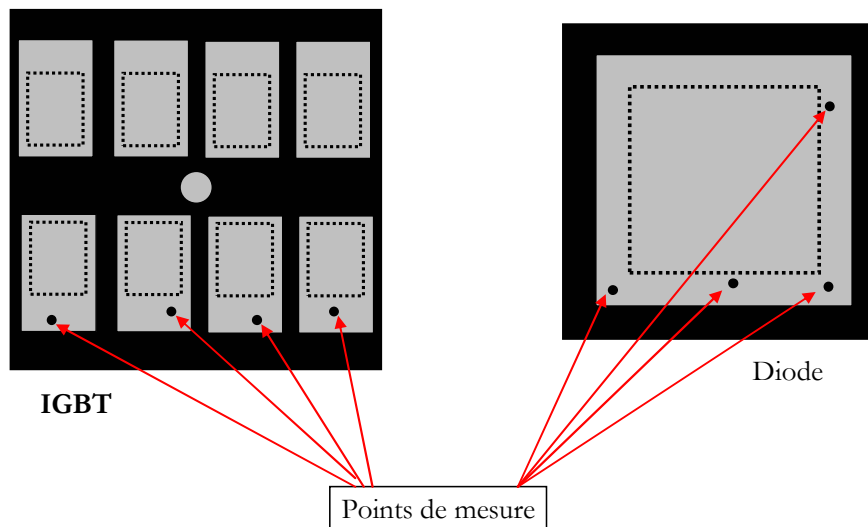


Fig. 3-4. Exemple de points de mesure possibles

### 3.2.2. Principe de la mesure

Toutes les mesures de résistance sont réalisées en utilisant le principe des mesures quatre points. A partir de l'injection d'un courant connu et de la mesure de la chute de tension au niveau de l'échantillon à caractériser, il est possible de calculer la résistance de l'échantillon. Les amenées de courant dans le dispositif ne pouvant présenter une résistance nulle, il s'agit en effet de dissocier les points d'injection du courant des points de mesures. Cette précaution sera prise pour toutes nos mesures.

Par ailleurs, les résistances de contact que nous nous attendons à mesurer sont faibles, de l'ordre du  $m\Omega$ . Ainsi le courant que nous devons injecter doit être suffisamment important pour obtenir une chute de tension significative. Or l'injection de ce courant ne doit pas perturber l'équilibre thermique du système puisque la caractérisation à effectuer doit se faire en fonction de la température.

Ainsi la solution consiste à injecter des créneaux de courant d'amplitude voulue mais d'une durée et d'une périodicité ne provoquant pas l'échauffement de l'échantillon.

Ces créneaux sont obtenus grâce à un traceur de caractéristiques Tektronix Sony High Power Curve Tracer (371A). Il génère des créneaux d'amplitude réglable et d'une durée de  $300\mu s$  toutes les  $80ms$  (Fig. 3-5).

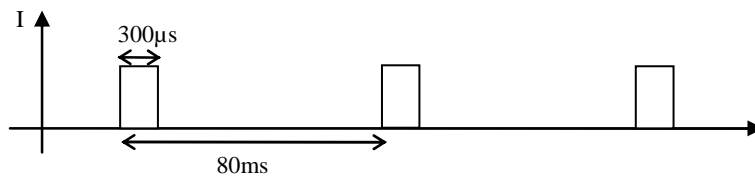


Fig. 3-5. Forme du courant délivré par le traceur

### 3.2.3. Types de mesures réalisées

A partir de ce principe d'injection du courant, il est possible de réaliser plusieurs types de mesures (Fig. 3-6).

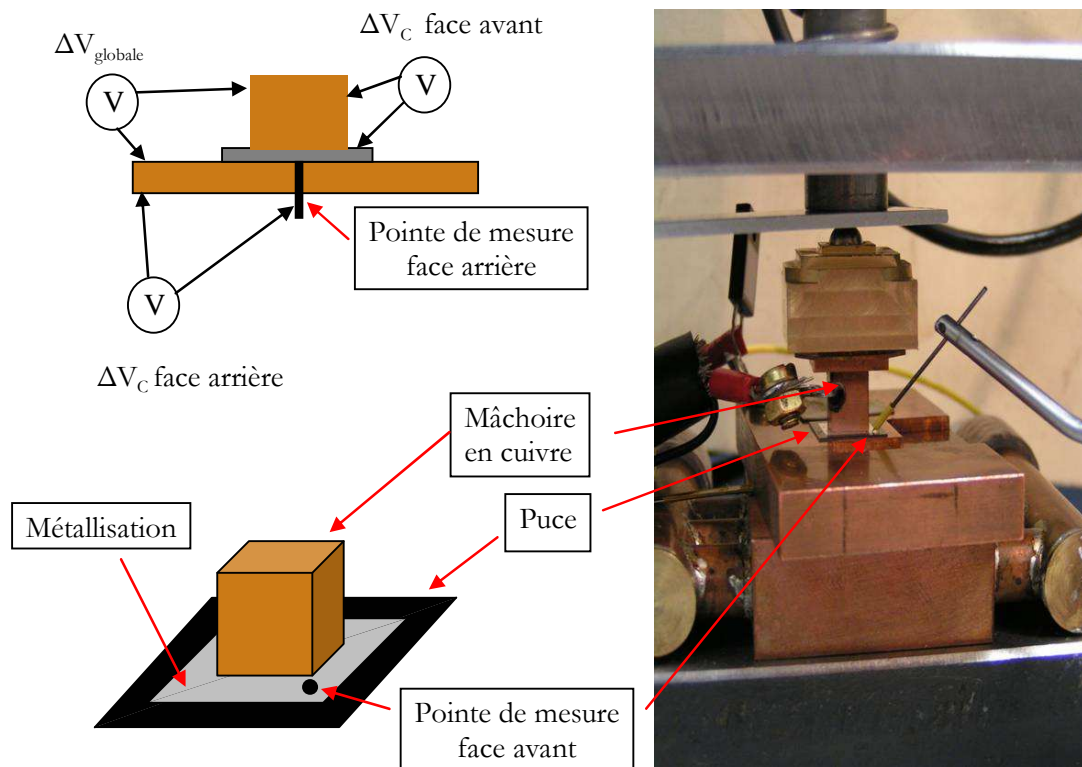


Fig. 3-6. Identification des mesures possibles



### ***Chute de tension globale***

Il est possible de faire la mesure de la chute de tension entre la mâchoire supérieure et la mâchoire inférieure lors de la conduction de la puce. La valeur obtenue tient compte de la chute de tension dans le composant, dans les contacts et dans les parties massives de cuivre soit :

$$\Delta V_{\text{globale}} = \Delta V_{R_{\text{contact}}} + \Delta V_{\text{puce}} + \Delta V_{\text{cuivre massif}} \quad \text{Eq. 6}$$

Cette mesure permet d'évaluer l'influence de la résistance de contact sur la chute de tension globale du composant.

### ***Chute de tension par face***

Il est possible également de faire la mesure de la chute de tension entre une partie en cuivre massif constituant les mâchoires et la métallisation de la puce, cela en face avant ou en face arrière du composant. On obtient :

$$\Delta V_{\text{C}} = \Delta V_{R_{\text{contact}}} + \Delta V_{\text{cuivre massif}} \quad \text{Eq. 7}$$

Cette mesure permet de calculer la résistance de contact entre le métal et la puce.

#### **3.2.4. Mise en œuvre de la mesure**

Le courant est injecté entre la mâchoire en cuivre supérieure et la mâchoire inférieure (Fig. 3-8). Les fils de branchement entre le dispositif et le traceur ont été tressés et gainés afin de minimiser les effets électromagnétiques. En effet, étant donné la dynamique des créneaux de courant, la mesure était considérablement perturbée par les amenées de courant.

Par ailleurs, ni les mâchoires en cuivre ni les métallisations ne sont à un potentiel nul, les chutes de tension dans les fils d'amenées de courant sont du même ordre de grandeur voire supérieures à celles que l'on désire mesurer. Ainsi les chutes de tension sont mesurées via un amplificateur différentiel (AD622AN) de gain x10 ou x100 permettant, en outre, une visualisation à l'oscilloscope.

Un shunt aselfique de 0.05 Ohms introduit dans les amenées de courant nous permet de visualiser les formes d'onde du courant et de synchroniser l'oscilloscope pour nos mesures. Cette mesure du courant nous a également permis de vérifier la concordance entre la valeur mesurée et la valeur affichée par le traceur de caractéristiques.

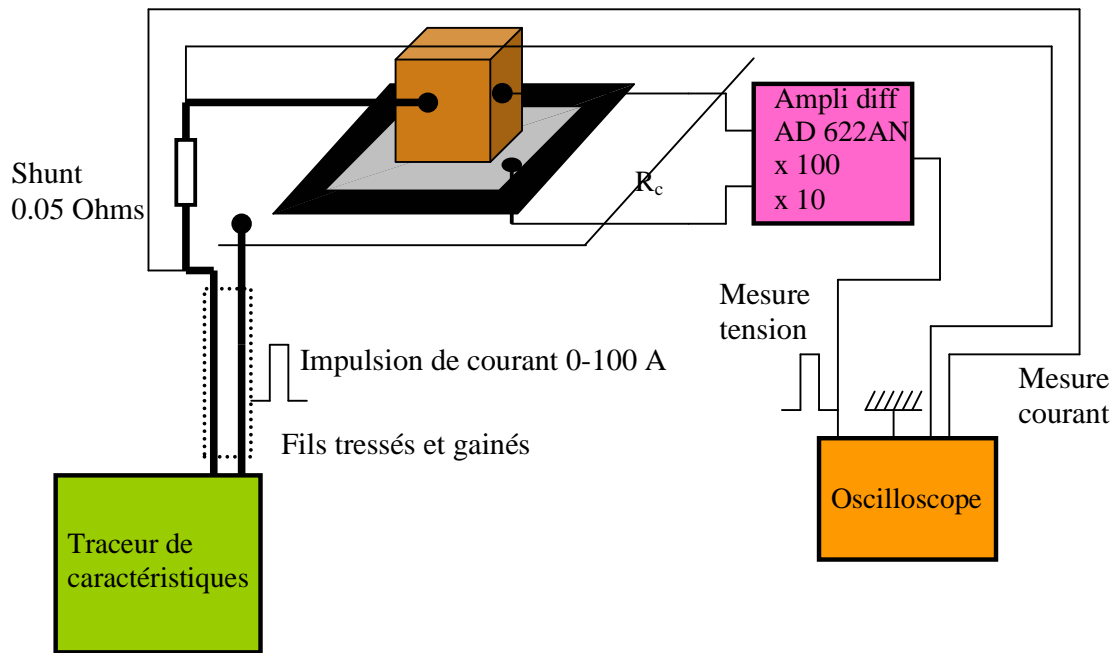


Fig. 3-7. Mise en œuvre de la mesure de résistance de contact

### 3.3. Résultats de caractérisation et analyses

#### 3.3.1. Évolution de la chute de tension globale en fonction de la force de serrage

Les premières mesures ont été réalisées sur des diodes Eupec  $3,3\text{kV} - 50\text{A}$  qui ont une métallisation en face avant du type Ti/Ni/Au. Ces diodes ont été fournies par les bons soins de E. Dutarde du laboratoire Pearl-Alstom dans le cadre d'un projet collaboratif.

Ce sont des mesures de chute de tension globale, c'est-à-dire entre la mâchoire supérieure et la mâchoire inférieure, avec le composant de puissance à l'état passant. Les créneaux de courant ont une amplitude de  $70\text{A}$ . La tension mesurée est  $\Delta V_{\text{globale}}$ . L'objectif de cette mesure est d'estimer la contribution de la résistance de contact dans un package pressé double face mettant en jeu un composant de puissance de type diode à l'état passant.

#### *Evaluation de $\Delta V_{\text{cuivre massif}}$*

Afin d'estimer la contribution de chaque terme de l'Eq.9, nous avons calculé la résistance du plot de cuivre en face avant de la diode. C'est un cube de  $5\text{mm}$  de côté de résistance  $3,4 \mu\Omega$ . Cette valeur conduit à une chute de tension de  $0,25\text{mV}$  lors du passage d'un courant de  $70\text{A}$ . Cette valeur est négligeable vis-à-vis de la chute de tension dans le composant.

La contribution du cuivre en face arrière peut être encore plus négligée étant donnée sa section nettement supérieure.

### Résultats

La Fig. 3-8 présente l'évolution de la chute de tension globale lors d'un créneau de courant pour deux valeurs de la force de serrage, 250N et 5000N.

Les échelles verticales étant les mêmes, nous constatons immédiatement que cette valeur ne varie pratiquement pas en fonction de la force de serrage. Contrairement à toute attente, la chute de tension globale augmente même quelque peu lorsque l'on augmente la force de serrage. Il paraît peu probable que la résistance de contact augmente lorsque l'on augmente la force de serrage. Par ailleurs il semblerait que la résistivité du silicium diminue sous l'effet de la pression [LAC64]. Nous n'avons pas trouvé à ce jour de justification à ce phénomène.

Par ailleurs, nous voyons que la tension n'est pas totalement stabilisée. Nous nous sommes alors efforcés de faire les mesures, toujours au même moment, à la fin de l'impulsion. Il aurait été intéressant de chercher la stabilisation de la tension mais cela aurait nécessité de pouvoir modifier le temps d'impulsion de courant du traceur ce qui n'est pas possible. Par ailleurs une augmentation du temps de passage de courant soulève alors d'autres problèmes d'ordre thermique dans le composant.

Finalement nous pouvons dire que la chute de tension provoquée par la résistance électrique de contact est totalement masquée par la chute de tension dans le composant à l'état passant.

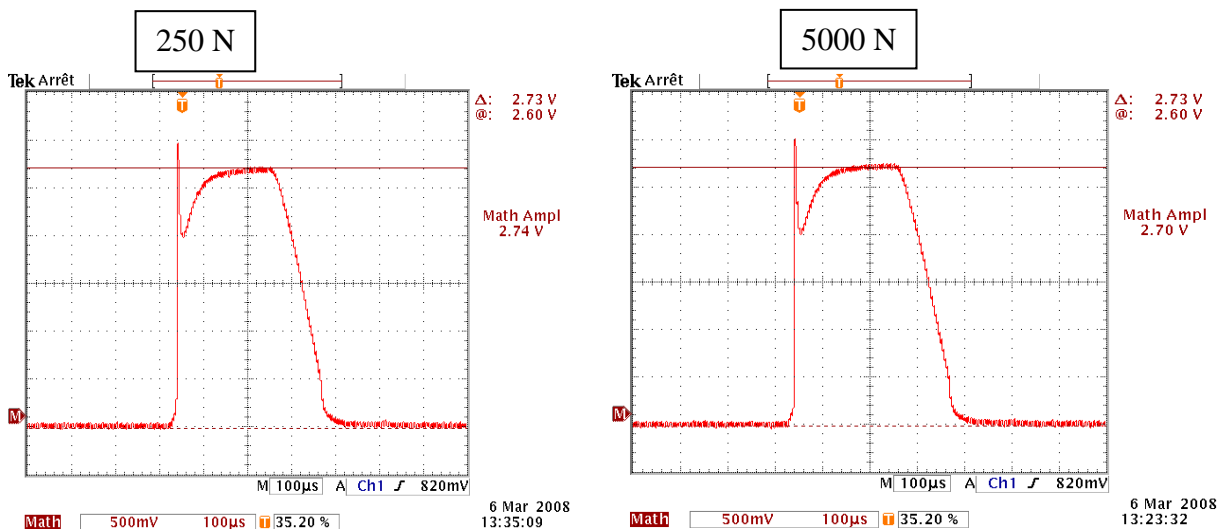


Fig. 3-8. Chute de tension globale pour deux forces de serrage

En conclusion, ce type de mesure ne permet pas d'évaluer la valeur de la résistance électrique de contact. Par contre, la transparence de la résistance de contact vis-à-vis des grandeurs électriques de ce type de composants de puissance nous laisse percevoir les très bonnes caractéristiques électriques du contact pressé. Cette mesure pourrait être suffisante pour démontrer la validité du contact pressé dans le cadre d'une mise en œuvre de composants de puissance. Cependant il semblerait intéressant de faire des mesures analogues sur des composants de puissance à très faible valeur de chute de tension à l'état passant de

type MOS. N'ayant pas à disposition ce type de composant nous n'avons pas pu faire ce comparatif.

Nous avons alors poursuivi notre étude de caractérisation du contact pressé et notamment la mesure précise de la résistance électrique de contact.

### 3.3.2. Résistance électrique de contact en fonction de la force de serrage

#### 3.3.2.1. Mesure sur un IGBT

La mesure s'appuie toujours sur le même principe mais elle se fait en face avant et en face arrière d'un IGBT. En ce qui concerne la face avant, cette première campagne de mesure n'a été faite qu'avec une seule pointe de mesure localisée arbitrairement sur un des plots d'émetteur de l'IGBT. La mesure en face arrière se fait par une pointe localisée au centre de la surface arrière. Pour chaque face la chute de tension mesurée est :

$$\Delta V_C = \Delta V_{R_{\text{contact}}} + \Delta V_{\text{cuivre massif}}$$

L'ordre de grandeur de la résistance mesurée étant le dixième de  $m\Omega$ , comme précédemment il sera possible de négliger les quelques  $\mu\Omega$  de la mâchoire en cuivre de la face avant.

A partir de la mesure de la chute de tension et de la valeur du courant nous obtenons directement la valeur de la résistance de contact. Cette première série de mesures est réalisée à  $30^\circ\text{C}$  et jusqu'à 7000N. L'évolution de la résistance électrique de contact en fonction de la force de serrage pour un cycle de serrage/desserrage de 200N à 7000N est donnée Fig. 3-9.

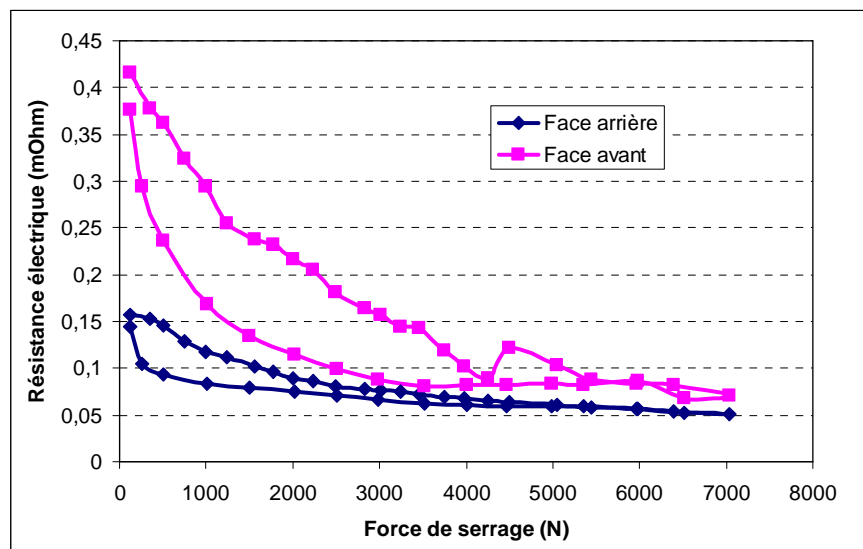


Fig. 3-9. Evolution de la résistance électrique de contact en fonction de la force de serrage pour un IGBT

**Observations**

- Il apparaît clairement que la résistance de contact diminue lorsque l'on augmente la force de serrage.
- L'évolution n'est pas la même suivant les faces. Cette différence peut provenir du fait que les électrodes supérieure et inférieure ne sont pas identiques, avec des surfaces de contact différentes ou encore que les métallisations sur les faces ne sont pas les mêmes. Cependant les mesures convergent vers des valeurs proches comprises entre  $0.05\text{m}\Omega$  et  $0.1\text{m}\Omega$ .
- Les valeurs des résistances de contact ne sont pas les mêmes au serrage et au desserrage. Il apparaît une sorte d'hystérésis. Cette propriété a déjà été observée sur les résistances thermiques de contact dans le cas d'un contact métal/métal, avec une diminution de leur valeur au fur et à mesure de l'augmentation du nombre de cycles de serrage/desserrage. La valeur se stabilisant à partir du 25ème cycle [WAH03]. Il est probable que ce genre de propriétés s'applique à la résistance électrique de contact mais cela reste à étudier.
- Il est possible de voir une forte discontinuité de la valeur de la résistance de contact en face avant lors du serrage vers 4000N. Après analyse, nous avons constaté que cette variation provenait d'un déplacement de la pointe de mesure en surface du composant. Il a semblé alors nécessaire de faire différentes mesures en différents points d'une même face. Cela n'a été possible qu'en face avant. Nous avons également vérifié préalablement qu'un déplacement de la zone de mesure sur la mâchoire en cuivre n'avait pas d'incidence sur la mesure. Cela confirme l'aspect négligeable de la partie cuivre massif sur notre mesure.

Nous avons donc procédé à une mesure sur 4 plots d'émetteur différents en positionnant les pointes de mesure sur des zones différentes (Fig. 3-4).

La Fig. 3-10 présente l'évolution des résistances de contact pour un cycle de serrage jusqu'à 3500N et à 55°C. La figure représente l'évolution des valeurs sur les 4 plots d'émetteur et de la valeur moyenne sur ces 4 plots.

Les distorsions observées sur les profils par rapport aux évolutions attendues, c'est-à-dire une diminution régulière de la résistance de contact au cours du serrage, provient toujours des déplacements des pointes de mesure à la surface du composant lors du serrage.

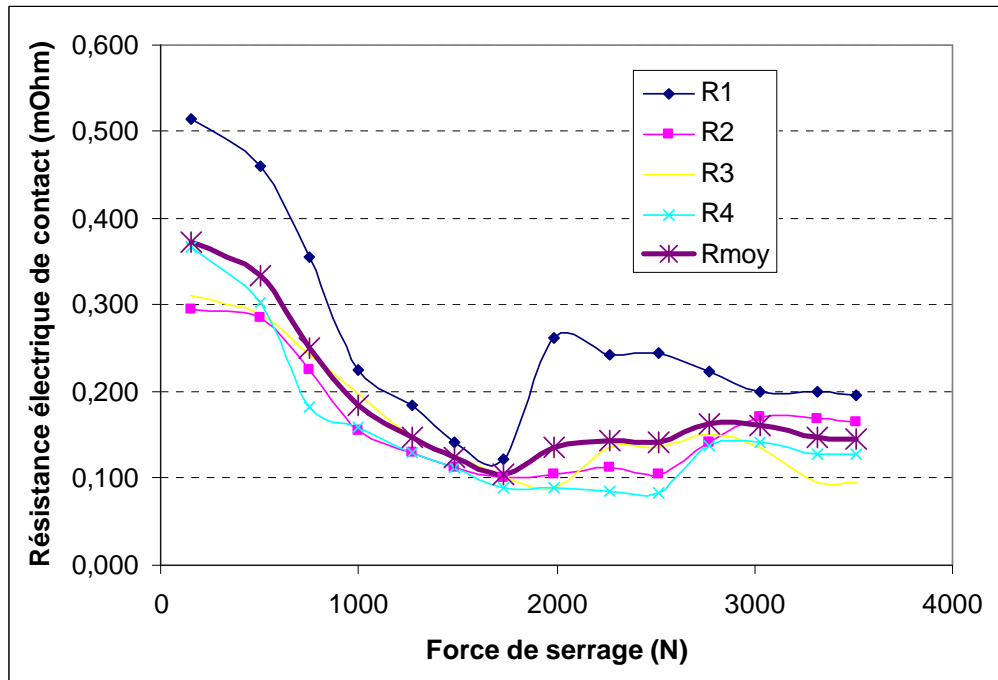


Fig. 3-10. Evolution de la résistance électrique de contact à 55°C – Mesure sur 4 plots différents et valeur moyenne.

La campagne de mesure en fonction de la température n'a pas pu être menée à bien sur les IGBT en raison de la destruction quasi systématique des composants lors des mesures. Une raison possible serait que les pointes de mesure détruisent les composants en surface. En effet, les pointes sont maintenues en position par des ressorts. Même si la force de rappel est faible, leurs extrémités micrométriques induisent des pressions colossales sur les surfaces en contact et provoquent un arrachement de la métallisation en surface. Cette dégradation de la métallisation de surface est peut-être à l'origine du claquage des composants.

Ainsi la caractérisation des résistances électriques de contact en fonction de la force de serrage et en fonction de la température s'est poursuivie sur des diodes.

### 3.3.2.2. Mesure sur des diodes

La mesure est réalisée en face avant des diodes avec 4 pointes de mesure réparties aléatoirement à la surface (Fig. 3-4).

Le plot de contact en cuivre recouvre une surface de 49mm<sup>2</sup> de la métallisation face avant de la diode. Les mesures ont été faites sur deux types de diodes ayant des métallisations différentes en face avant :

- diode Eupec 3.3kV – 50A Ti/Ni/Au
- diode Dynex 1.7kV – 50A Ti/Ni/Ag

### Résultats

La Fig. 3-11 présente l'évolution des résistances de contact au niveau des 4 points de mesure ainsi que la moyenne correspondante à 25°C pour la diode EUPEC et à 40°C pour la diode DYNEX.

La Fig. 3-12 présente l'évolution de la moyenne des mesures pour différentes températures.

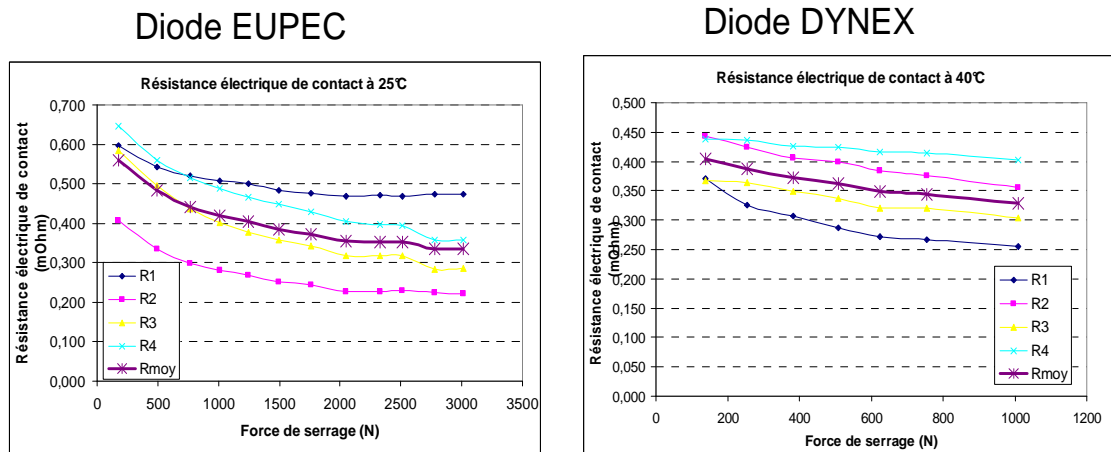


Fig. 3-11. Evolution de la résistance de contact sur 4 points pour une température donnée

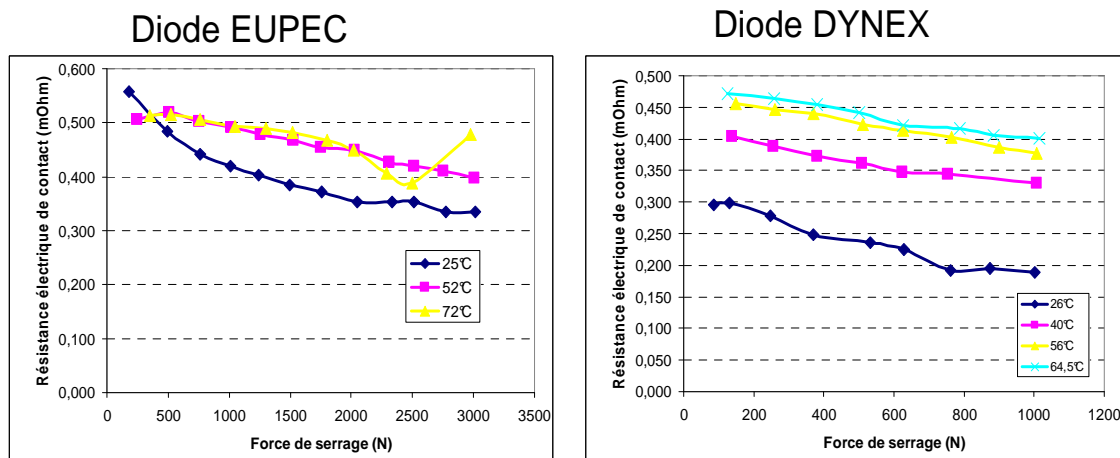


Fig. 3-12. Evolution de la valeur moyenne de la résistance de contact pour différentes températures

### Observations

A partir des relevés précédents il est possible de faire les observations suivantes :

- La résistance diminue lorsque l'on augmente la force de serrage.
- L'ordre de grandeur de la résistance de contact est de quelques 10èmes de mΩ.
- Le type de métallisation ne semble pas influencer beaucoup sur l'ordre de grandeur mesuré.

- L'écart de mesure peut atteindre 100% suivant le positionnement de la pointe de mesure sur la métallisation de la face avant.

Les relevés tendent à montrer que la résistance de contact augmente lorsque la température de la puce augmente. Cependant tous ces résultats sont extrêmement dépendants de la position des pointes de mesure à la surface de la métallisation et ce constat nécessite une analyse.

### 3.3.2.3. Analyse de la dépendance des résultats à la position des pointes de mesure

Afin d'approfondir notre analyse nous avons réalisé des mesures de résistance électrique en surface des composants.

La Fig. 3-13 illustre les deux types de mesure que nous avons réalisé :

- Une mesure de résistance sur une zone de la métallisation en face avant d'une diode,
- Une mesure de résistance entre deux plots d'émetteur côte à côte, l'injection du courant se faisant par les deux plots extrêmes.

Les valeurs mesurées sont  $3\text{m}\Omega$  pour la diode et  $20\text{m}\Omega$  pour l'IGBT.

Nous constatons alors que la résistance de la métallisation et que la résistance entre deux plots d'émetteurs peuvent être 10 ou 100 fois supérieures aux résistances de contact mesurées dans les paragraphes précédents.

Cela tendrait à montrer que les mesures faites dans les paragraphes précédents prennent surtout en compte la métallisation et non la vraie résistance de contact. Celle-ci étant tellement faible qu'elle est également transparente vis-à-vis de la résistance de la métallisation. Ceci expliquerait la très forte dépendance de nos mesures au positionnement des pointes de mesure.

Il faut cependant remarquer que le sens de parcours du courant n'est pas le même suivant le type de mesure. Dans le cas des résistances de contact, le parcours du courant au travers du composant était vertical alors que dans les dernières mesures, le sens du courant est transversal. Ainsi, la comparaison entre les différentes mesures reste délicate. Cependant, il faut en déduire que contrairement à notre hypothèse de mesure et à ce qui est considéré généralement, la métallisation d'une puce de puissance ne peut pas être prise comme une zone équipotentielle.



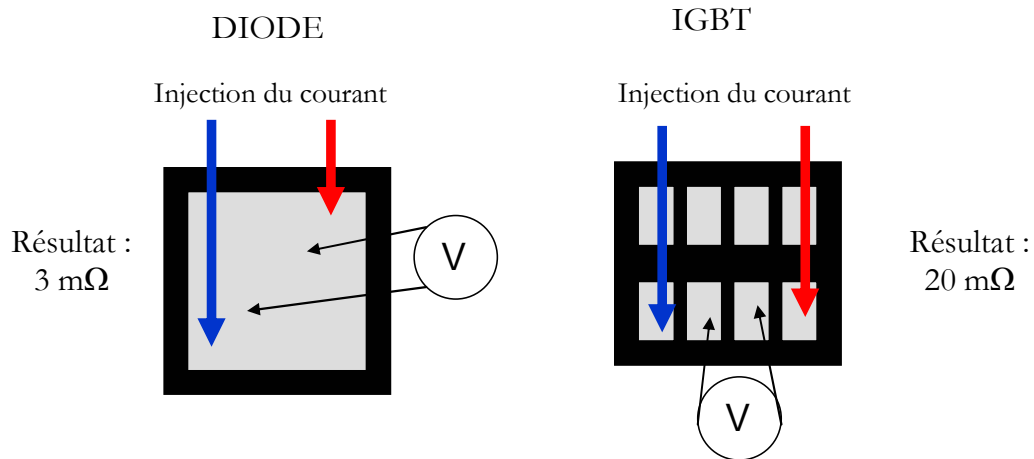


Fig. 3-13. Mesure de résistance en surface

Même si ces résultats tendent à montrer que la résistance électrique de contact dans le cas d'un contact pressé est extrêmement faible, voir négligeable par rapport à d'autres phénomènes électriques situés au niveau des composants, le fait que les potentiels mesurés en surface soient différents suivant l'emplacement de la mesure prouve que le contact n'est pas uniformément réparti. Il paraît alors nécessaire d'estimer les influences qu'exercent entre eux les différents paramètres que sont les zones de prise de contact et la nature de la métallisation (épaisseur et résistivité) sur la répartition du courant dans le composant.

## 4. Influence des zones de contact sur la répartition du courant dans une puce

### 4.1. Introduction

Dans la partie précédente nous avons constaté deux points importants :

- la valeur de la résistance électrique de contact est négligeable vis-à-vis de la valeur de la résistance surfacique de la métallisation d'une puce (Fig. 3-13).
- la métallisation ne peut être considérée comme une surface équipotentielle compte tenue de la valeur de sa résistance.

Il apparaît alors nécessaire d'étudier les interactions entre les zones de contact sur la métallisation et la répartition du courant dans la puce. En effet, une répartition non homogène du courant peut être à l'origine de la création de points chauds dans la puce pouvant provoquer, dans des cas extrêmes, sa destruction [CHE06][ISH06]. La Fig. 4-1 illustre comment une prise de contact inégale sur toute la surface de contact pourrait impacter sur la répartition du courant dans la puce. Dans cette approche qualitative, nous négligeons dans un premier temps les possibles effets positifs ou négatifs du composant situé en dessous du contact.

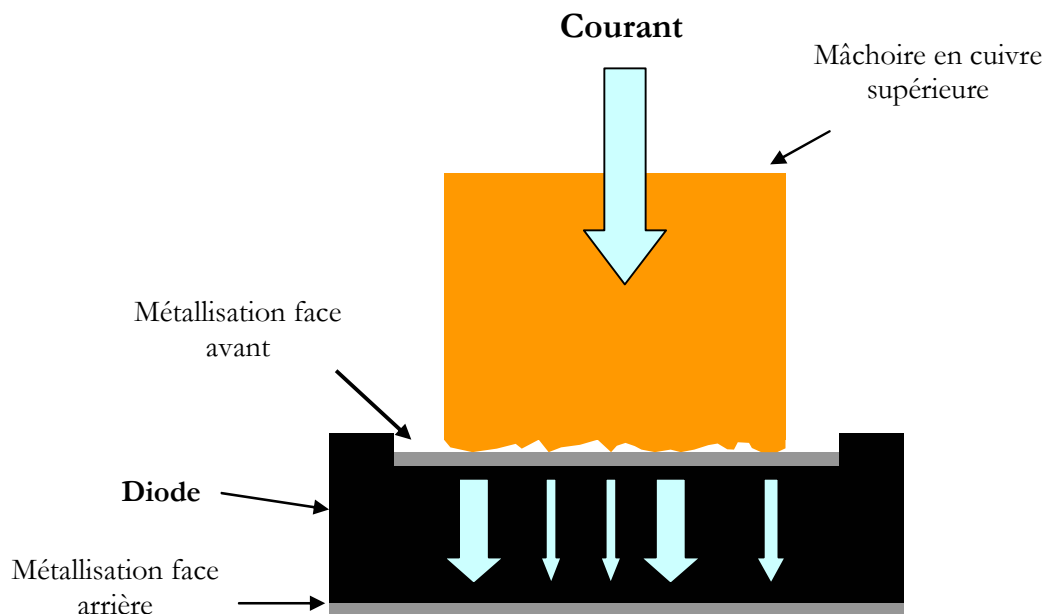


Fig. 4-1. Illustration d'une répartition non homogène du courant dans la puce due à un contact de qualité variable

La nécessité d'étudier l'influence des zones de contact sur la répartition du courant et donc l'état thermique de la puce a déjà été présentée dans [ISH06]. Mais le modèle de composant alors utilisé n'était qu'un modèle thermique, sans prise en compte du modèle électrique du composant.

Nous avons alors développé une méthode basée sur une modélisation de la métallisation et sur des mesures nous permettant de déterminer les paramètres physiques de la métallisation d'une puce : épaisseur et résistivité, grandeurs rarement fournies par les constructeurs. La connaissance de ces paramètres ainsi qu'une mesure de potentiel en surface va nous permettre ensuite de réaliser une cartographie du courant dans le composant. Ces mesures seront confrontées à des simulations mettant en jeu un modèle du semi-conducteur dans lequel nous avons pu faire varier les paramètres physiques ainsi que les zones de contact.

## 4.2. Définition d'un modèle du contact pressé et de la puce

Nous cherchons à définir un modèle discret de l'ensemble contact/métallisation/jonction. La Fig. 4-2 nous propose un modèle 1D dans lequel tous les éléments physiques intervenant dans les phénomènes mis en jeu sont présents. Nous reconnaissons  $R_{CU}$  la résistance de la mâchoire en cuivre supérieure,  $R_C$  la résistance de contact,  $R_{Mavant}$  la résistance de la métallisation en face avant,  $D_{elem}$  une diode élémentaire (dont le modèle prend en compte une partie de la physique du semi-conducteur et sera détaillé ultérieurement) et enfin  $R_{Marrière}$  la résistance de la métallisation en face arrière. Cependant ce modèle ne saurait être satisfaisant pour mener l'étude qui nous intéresse. Afin d'avoir accès à des points de potentiel différents en face avant, la résistance de métallisation doit être divisée en une composante verticale  $R_{MV}$  et une composante transversale  $R_{MT}$ , ces deux composantes nous permettant de définir un modèle 2D (Fig. 4-2) puis un modèle 3D.

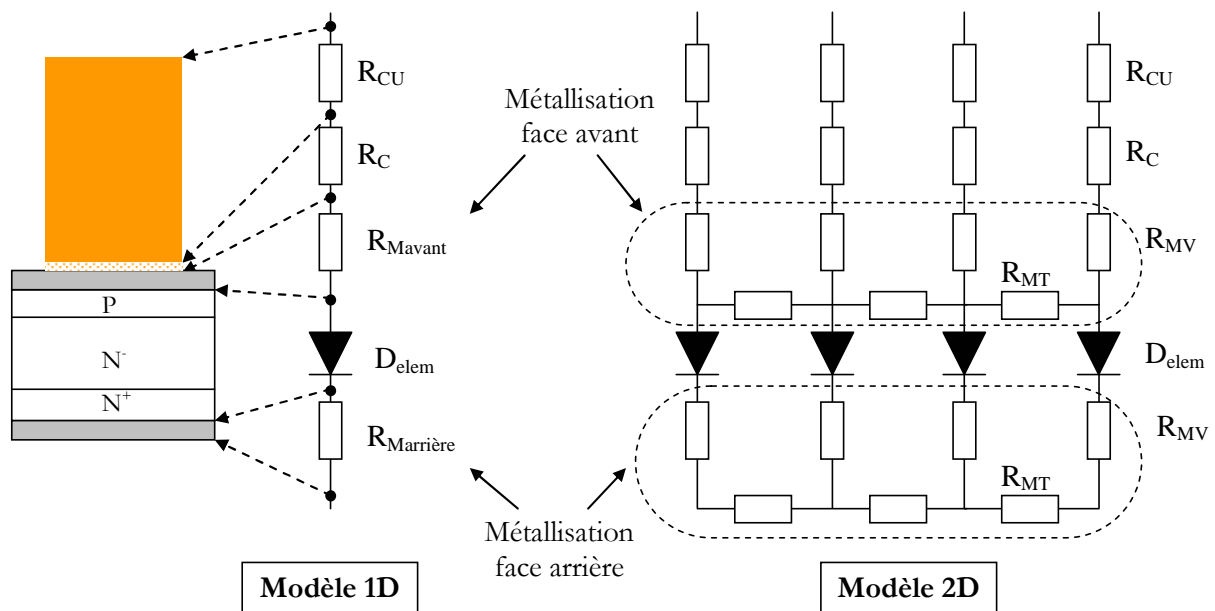


Fig. 4-2. Modélisation 1D et 2D du contact pressé et de la diode

### Remarques et hypothèses

A partir des études précédentes il est possible de procéder à quelques simplifications. Dans un premier temps, il est possible de négliger la partie massive en cuivre. Comme nous l'avons vu, celle-ci présente une valeur très faible par rapport aux autres grandeurs en présence. Nous négligerons donc  $R_{CU}$ .

Nous allons faire une hypothèse fortement simplificatrice. Nous considérons dans un premier temps que l'ensemble N+/métallisation en face arrière de la diode constitue une zone équipotentielle. Ainsi nous ne prenons pas en compte le contact en face arrière que l'on suppose parfait. Cette simplification va nous permettre de mettre en lumière les phénomènes de répartition du courant tout en ayant une parfaite maîtrise des paramètres introduits dans le modèle et en pouvant évaluer l'influence de chaque paramètre. Par ailleurs nous considérons qu'il n'y a pas de courants de diffusion ou de conduction entre les diodes élémentaires  $D_i$  et  $D_{i+1}$ . Ces courants ont été cependant évalués lors des simulations et le modèle de calcul est présenté en Annexe D. Les résultats obtenus semblent confirmer l'hypothèse.

Ensuite, étant donnée la très faible épaisseur de la métallisation, il sera possible de négliger la composante verticale de la métallisation, nous ne nous intéresserons qu'à la composante transversale  $R_{MT}$  que nous appellerons simplement  $R_m$ . Par ailleurs, la valeur de la résistance de contact étant très faible, nous considérerons les choses de façon binaire : soit il y a contact et alors nous connectons une source de courant ( $I_i$ ) sur le nœuds correspondant ( $V_i$ ), soit il n'y a pas de contact et alors rien n'est connecté sur ce nœuds ( $V_{i+1}$ ). Nous obtenons alors le modèle 3D représenté sur la Fig. 4-3.

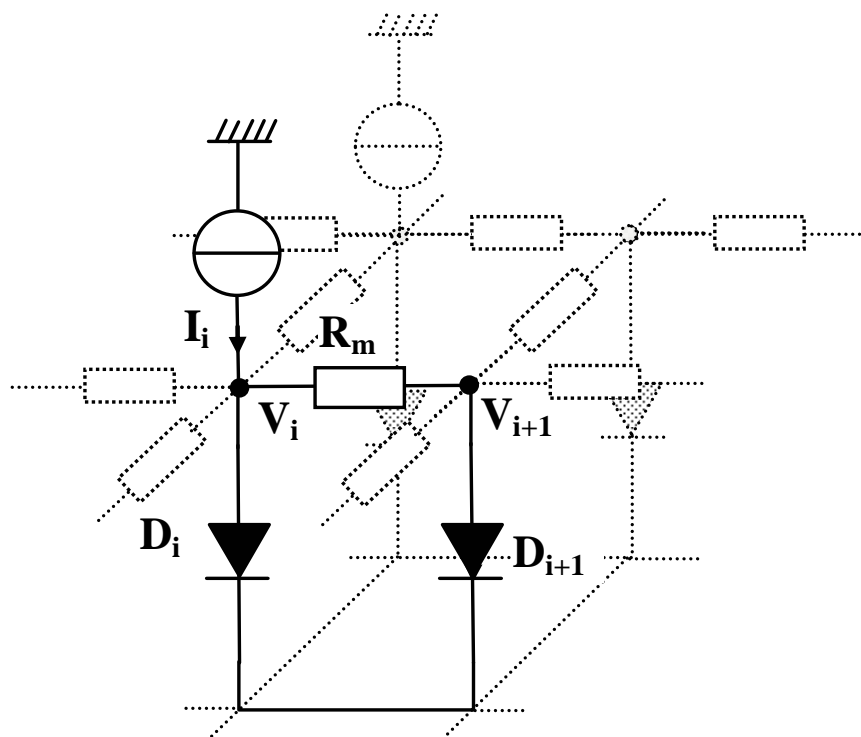


Fig. 4-3. Modèle 3D de la diode et de la prise de contact

### 4.3. Modèle et identification des paramètres physiques de la métallisation

#### 4.3.1. Modélisation de la métallisation d'une puce

Nous allons maintenant présenter la modélisation de la métallisation ainsi que la méthode expérimentale permettant d'identifier ses paramètres physiques, son épaisseur et sa résistivité.

La métallisation de la diode est modélisée par un réseau de résistances  $R$  conformément à la Fig. 4-4.

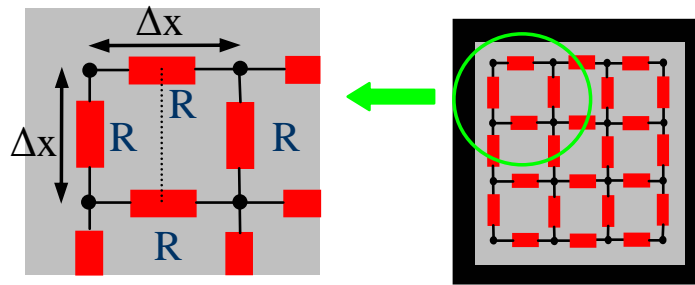


Fig. 4-4. Modélisation de la métallisation

La métallisation étant carrée, chaque élément du maillage est défini de façon à faire également un maillage carré. Une expression de  $R$  en fonction de la géométrie et du maillage est alors

$$R = \frac{\rho \cdot L}{S} = \rho \frac{\Delta x}{\Delta x \cdot e} = \frac{\rho}{e} \quad \text{Eq. 8}$$

Avec  $e$  l'épaisseur de la métallisation et  $\rho$  sa résistivité.

Il est particulièrement intéressant de noter que cette valeur ne dépend pas du maillage. Il est alors possible d'appliquer la loi d'Ohm à la métallisation qui s'exprime alors ainsi :

$$I = \frac{e}{\rho} \cdot G \cdot V \quad \text{Eq. 9}$$

Dans l'Eq.9 le terme  $I$  représente la matrice des courants dans chaque nœud,  $V$  la matrice de potentiel en chaque nœud et  $G$  la matrice conductance. Cette matrice de conductance est générée automatiquement en prenant en compte le nombre de résistances reliées au nœud. La méthode de remplissage de cette matrice est décrite dans l'Annexe B. On remarquera que ce n'est qu'une matrice de coefficients, les paramètres physiques se retrouvant dans le terme  $e/\rho$  mis en facteur.

#### 4.3.2. Identification des paramètres physiques de la métallisation

Nous avons réalisé un dispositif de mesure qui nous permet d'injecter un courant dans un angle de la métallisation de la puce (Fig. 4-5). A partir de la mesure des potentiels en surface

de la métallisation et de la comparaison avec la matrice théorique fournie par le modèle, il est possible de calculer le ratio  $\rho/e$  caractérisant la métallisation :

$$\frac{V_{Mesure}}{V_{Model}} = \frac{\frac{\rho}{e} \cdot G^{-1} \cdot I}{G^{-1} \cdot I} = \frac{\rho}{e} \quad \text{Eq. 10}$$

Pour assurer le positionnement des pointes de mesure et des pointes d'injection du courant nous avons réalisé une empreinte en Plexiglas qui se place au dessus de la puce. La surface de la puce est de  $9 \times 9 \text{mm}^2$ , nous avons alors placé des trous de 0.3mm de diamètre tous les millimètres formant ainsi un réseau de 64 trous. Les principes de mesure et d'injection du courant sont les mêmes que ceux utilisés précédemment pour la mesure de résistance de contact (Fig. 3-7).

Ce dispositif autorise deux types de mesures :

- Les électrodes d'entrée et de sortie du courant sont toutes les deux en face avant de la puce (cas n°1 de la Fig. 4-5). Cette mesure permet de déterminer les paramètres physiques de la métallisation.
- L'électrode d'entrée est en face avant alors que la sortie du courant se fait par la face arrière grâce à une connexion sur la plaque de cuivre (cas n°2 de la Fig. 4-5). Cette mesure nous permet de faire une estimation de la répartition du courant dans la puce.

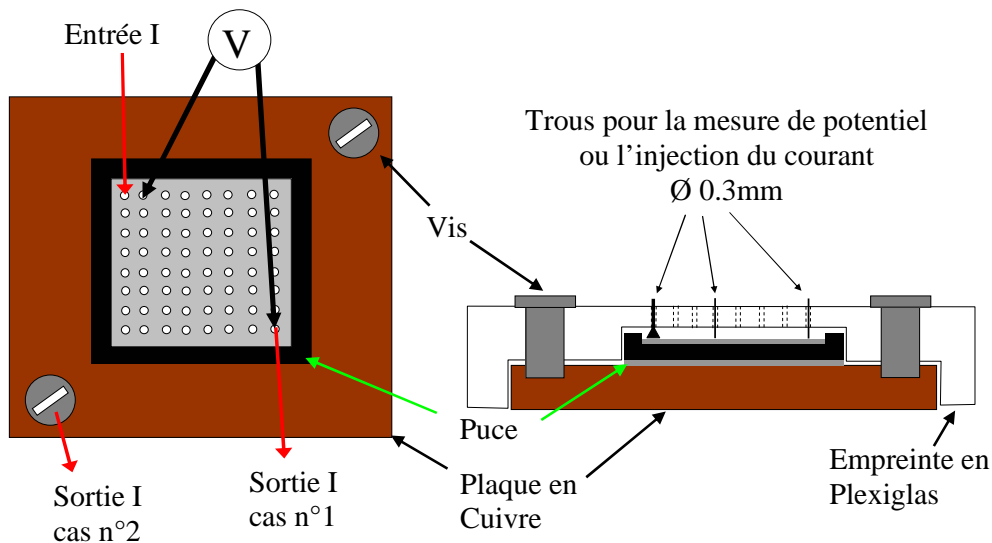


Fig. 4-5. Dispositif de mesure de potentiel en surface

Cette procédure de modélisation et d'identification des paramètres physiques de la métallisation d'une puce a fait l'objet d'une étude spécifique [ALB08] et a été validée par un essai sur un échantillon dont nous maîtrisons tous les paramètres : un échantillon de PCB de 5cm de côté entièrement recouvert d'une piste de cuivre de  $35 \mu\text{m}$  d'épaisseur.

Nous avons pu alors appliquer cette méthode à la métallisation d'une diode et nous avons obtenue une valeur  $\rho/e = 3 \text{m}\Omega$  avec une diode Dynex 1.7kV-50A.

#### 4.4. Détermination expérimentale de la répartition du courant dans une puce

La connaissance des paramètres physiques de la métallisation nous permet d'exploiter la deuxième configuration de mesure de la Fig. 4-5. Nous avons mesuré les potentiels en surface lors de l'injection d'un courant de 11A dans un angle de la puce et sa sortie par la face arrière. La puce est alors polarisée en direct. Pour cette mesure de potentiels, le coin situé à l'opposé du point d'injection du courant est pris comme référence de tension. Nous obtenons alors la cartographie de potentiels de la Fig. 4-6. La différence de potentiel maximale est de 0.045V, cela nous montre clairement que, lorsque la puce est à l'état passant, la métallisation en face avant n'est pas une surface équipotentielle.

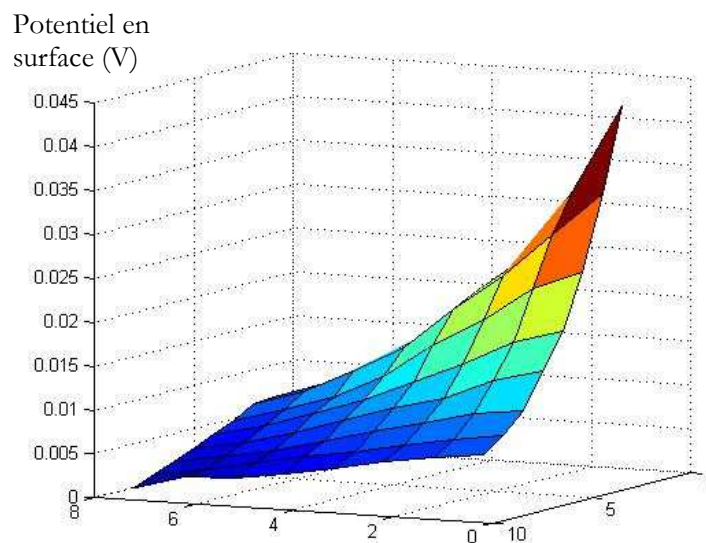


Fig. 4-6. Répartition des potentiels en surface pour courant de 11A injecté dans un angle.

A partir de ces mesures de potentiels et de l'Eq.9 il est possible de connaître la matrice I et donc la répartition du courant dans la puce. La Fig. 4-7 présente la répartition du courant pour un courant de 11A injecté dans un coin de la métallisation de la puce. Nous pouvons remarquer que l'essentiel du courant passe à la verticale du point d'injection avec une valeur de 7A sur ce noeud. Les valeurs de courant calculées sur les autres nœuds sont comprises entre -1A et 1A. Il faut remarquer ici que ces valeurs traduisent les problèmes de précision de notre méthode de mesure. En effet le calcul des courants dans les nœuds repose sur le calcul des différences de potentiels entre deux nœuds. Cette différence étant très petite, la moindre imprécision sur la mesure du potentiel influence énormément le calcul du courant. Afin d'augmenter les différences de potentiel il aurait été souhaitable d'augmenter le courant injecté, mais cette solution est difficile à mettre en œuvre en raison de l'injection ponctuelle du courant. Malgré ces limites, ces mesures démontrent la très forte dépendance de la répartition du courant dans la puce aux zones de contact réalisées en face avant du composant.

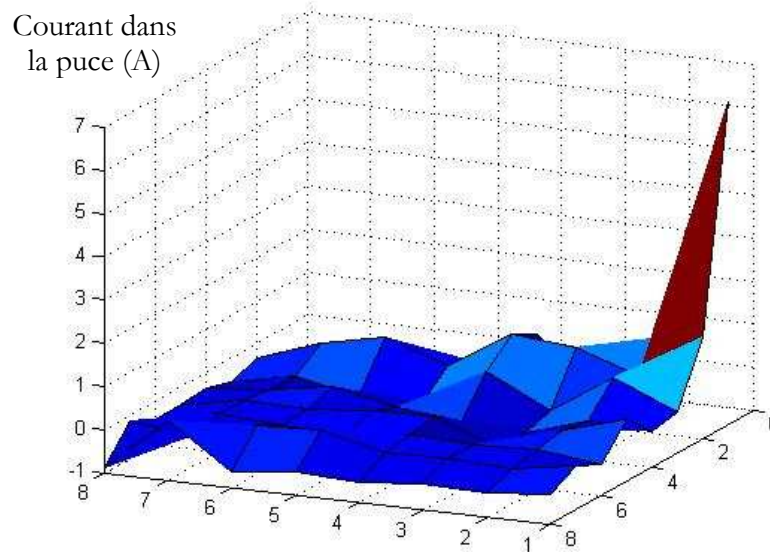


Fig. 4-7. Répartition du courant dans la puce pour une injection de 11A dans un coin

Afin d'étudier plus en détail les interactions entre les zones de contact et la répartition du courant dans la puce, il aurait fallu multiplier les points de mesures pour augmenter la précision et pouvoir réaliser l'injection par plusieurs points. Mais les dimensions du dispositif (environ  $1\text{cm}^2$ ) ne le permettant pas, il nous a semblé nécessaire d'avoir recours à la simulation numérique pour affiner notre étude.

#### 4.5. Détermination par simulation de la répartition du courant dans une puce

Par un recours à la simulation, nous allons déterminer l'influence des différents paramètres de notre modèle sur la répartition du courant dans le composant. Le modèle simulé s'inspire de celui de la Fig. 4-3 que nous avons complété pour nous rapprocher de la réalité physique. Nous obtenons alors le modèle 3D de la Fig. 4-8.

##### 4.5.1. Commentaires sur le modèle 3D

Dans ce modèle nous avons rajouté la résistance  $R_c$  en série avec le modèle semi-conducteur de la diode. Cette résistance correspond à la résistance qu'introduit l'accrochage entre le silicium et la métallisation en face avant, sa valeur ( $10^{-4} > R_c > 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$  [MEN06][LIU00]) ne peut être négligée vis-à-vis des grandeurs mises en jeu dans notre application.

Le modèle de diode est un modèle VHDL-AMS prenant en compte la physique du semi-conducteur. Les paramètres physiques pris en compte sont ceux rencontrés classiquement pour un composant 600V-100A. L'ensemble du modèle de diode avec les valeurs numériques et les équations traduisant la physique se trouvent dans l'Annexe C de ce document. Dans le modèle utilisé la température n'est pas prise en compte or celle-ci agira forcément de façon importante sur la répartition du courant. Nous essayerons d'estimer qualitativement les effets



de la température sur la répartition du courant pour voir si elle va amplifier les phénomènes de déséquilibres ou au contraire tendre à gommer ces déséquilibres.

Il faut remarquer que la surface à prendre en compte pour chaque diode élémentaire  $D_i$  dépend du nombre de nœuds choisi pour la simulation. Par ailleurs le modèle de diode est un modèle 1D dans lequel on ne prend pas en compte les phénomènes latéraux éventuels, c'est-à-dire que les courants de diffusion ou de conduction qui peuvent apparaître entre deux diodes côte à côte ne sont pas pris en compte. Nous avons alors tout de même vérifié que cette approximation était correcte en faisant à chaque simulation et pour chaque diode élémentaire le calcul de ces courants pouvant apparaître avec la diode voisine et nous les avons comparé au courant principal. Le détail de ce calcul est fourni dans l'Annexe D.

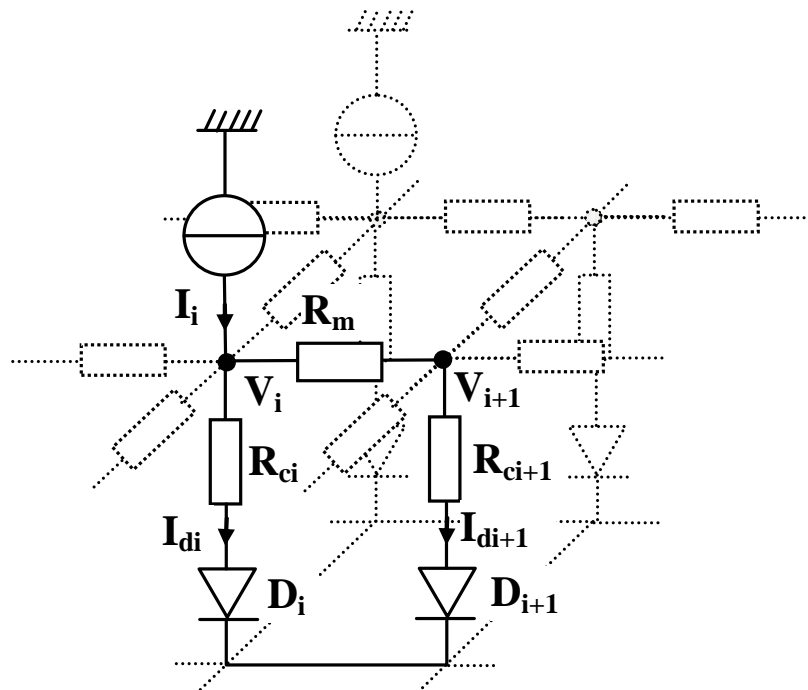


Fig. 4-8. Modèle 3D de la structure simulée

#### 4.5.2. Remarques sur les conditions de simulation

Comme nous l'avons déjà évoqué, les zones de contact sont représentées par des sources de courant connectées à des nœuds. Le nombre de nœuds et leur positionnement sur la métallisation dépend de la géométrie de l'électrode en face avant que l'on veut simuler. Afin de rendre les comparaisons entre les différentes simulations plus aisées nous avons injecté toujours le même courant de façon à toujours avoir  $\sum I_i = 100A$ .

Par ailleurs nous avons considéré que la zone active de la diode faisait  $1cm^2$ , cette zone a été discrétisée en  $20 \times 20$  nœuds soit 400 modèles élémentaires de diodes, nombre qui correspond à une limite logicielle.

Enfin, par soucis de simplification du modèle de la diode, seul le régime permanent en polarisation directe sans la prise en compte de la température a été simulé grâce au logiciel Simplorer.

### 4.5.3. Résultats de simulation

La Fig. 4-9 donne les valeurs des courants dans les diodes élémentaires ( $I_{di}$ ) et des potentiels en surface ( $V_i$ ) pour l'injection de 100A sur une surface de 4mm<sup>2</sup> située proche d'un coin de la métallisation pour trois valeurs de la résistance de métallisation  $R_m$  (30m $\Omega$ , 3m $\Omega$  et 0.3m $\Omega$ ). Comme pour la mesure expérimentale, le coin opposé à l'injection de courant est pris comme point référence de tension.

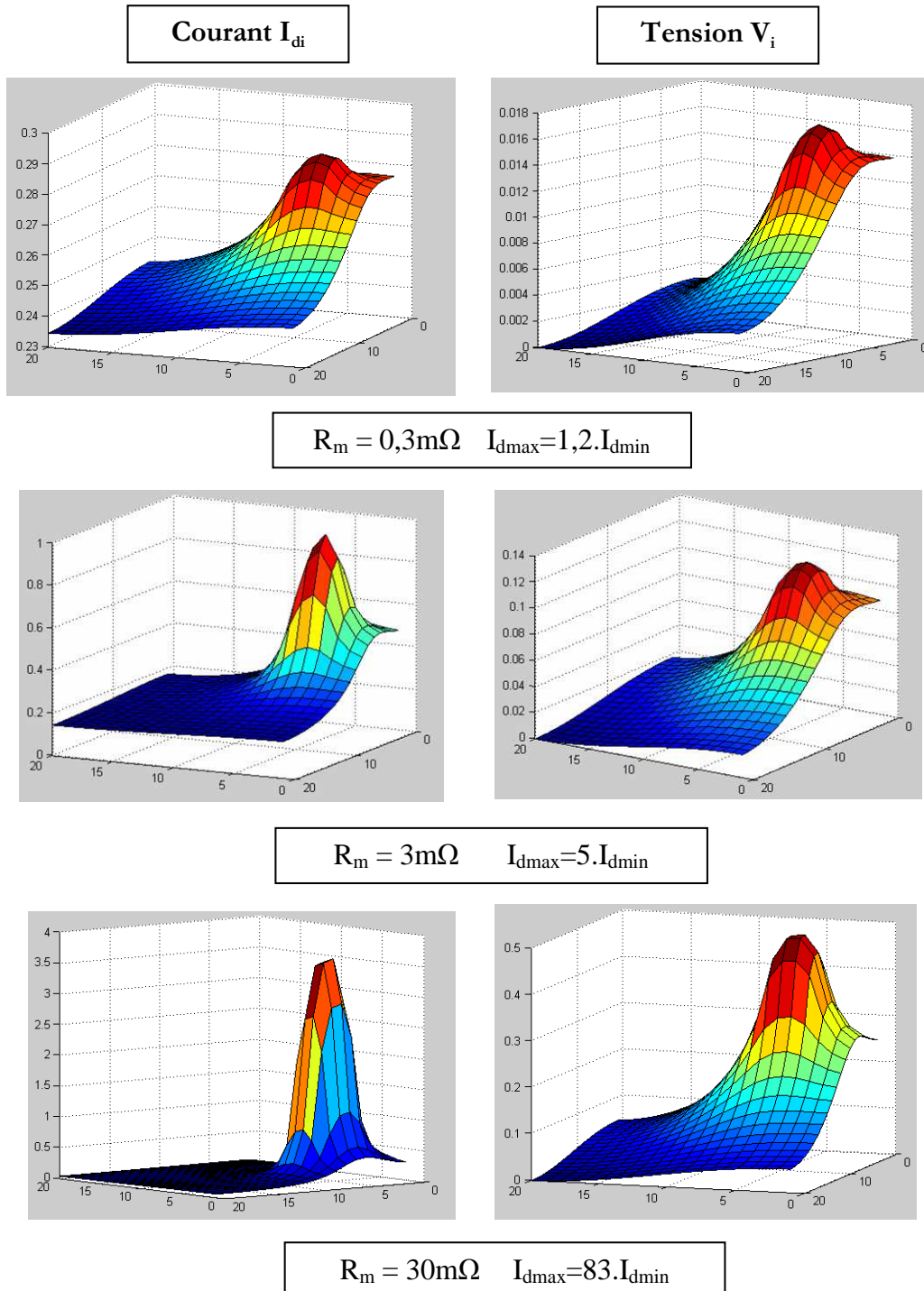


Fig. 4-9. Courant dans les diodes ( $I_{di}$ ) et potentiels en surface ( $V_i$ ) pour trois valeurs de la résistance de métallisation : 30m $\Omega$ , 3m $\Omega$  et 0.3m $\Omega$

Remarquons dans un premier temps que la vérification des phénomènes latéraux entre deux diodes adjacentes a montré que les courants de diffusion et de conduction entre deux diodes élémentaires ne dépassait jamais 0.3% du courant principal  $I_{di}$ . Notre hypothèse de simulation dans laquelle nous néglignons les phénomènes latéraux entre deux diodes élémentaires se trouve ainsi complètement vérifiée.

Comme lors des essais expérimentaux, les simulations nous montrent la non-equipotentialité de la métallisation en face avant lors d'une polarisation directe de la diode et d'une injection locale de courant. Elles nous montrent également l'incidence de la métallisation sur la répartition du courant dans la diode, nous vérifions que le courant dans la diode est maximal en dessous des points d'injection du courant. Remarquons le facteur 5 entre la valeur maximum et la valeur minimum du courant pour une valeur de la résistance de métallisation de  $3m\Omega$ , valeur qui correspond à notre configuration expérimentale. Les résultats de la Fig. 4-9 ont été obtenus avec des résistances série  $R_c$  maximales ( $10^{-4} \Omega.cm^2$ ). L'écart augmente lorsque  $R_c$  est minimale ( $10^{-6} \Omega.cm^2$ ). Nous obtenons alors  $I_{dmax} = 6.6 I_{dmin}$ . Nous voyons donc que plus la résistance série est faible plus les écarts sont importants. Nous avons également remarqué que la sensibilité à la valeur de la résistance série  $R_c$  augmentait lorsque la valeur de la résistance de la métallisation augmentait.

Nous constatons par ailleurs que plus la valeur de la résistance de métallisation est élevée, plus les écarts sont importants entre les valeurs minimales et les valeurs maximales de courant. Ces tendances sont synthétisées dans le Tab. 4-1.

	Résistance série $R_{ci}$		Résistance métallisation	
	↗	↘	↗	↘
$I_{dmax}/I_{dmin}$	↘	↗	↗	↘

Tab. 4-1. Récapitulatif des tendances du rapport  $I_{dmax}/I_{dmin}$  en fonction des variations des paramètres de simulation

#### ***Estimation qualitative des effets de la température***

Dans le cas de composants semiconducteurs bipolaires, l'augmentation de la température aura pour effet une diminution de la tension de jonction et une augmentation de la résistance dynamique. Cette augmentation de la résistance à l'état passant est également constatée dans les composants à grille isolée. Ainsi l'augmentation de la température va augmenter ce que nous avons appelé la résistance série dans notre modélisation, et cela devrait avoir tendance à diminuer les écarts entre les valeurs maximum et minimum du courant.

#### **4.5.4. Conclusion**

Ces simulations ont clairement illustré l'effet de la localisation de la zone de contact sur la non-homogénéité du courant dans la puce.

Cependant il serait possible de critiquer la configuration extrême des simulations effectuées :  $4mm^2$  de zone de contact ne représente que 4% de la surface totale de la

métallisation. Mais rappelons que l'objectif était de vérifier l'influence de la zone de contact sur la répartition du courant, notre étude le démontre. Par contre il a été montré par ailleurs que, lors d'un contact entre deux métaux, étant données les rugosités respectives, seulement 1% de la surface totale constitue un contact effectif entre les deux métaux [BOU98]. Nos simulations auraient alors tendance à majorer la surface de contact effective mais présentent une contrainte forte de localisation de la zone de contact.

Finalement, cela souligne toute la complexité de la prise de contact par pression et nous pousse à quelques réflexions. Si la valeur de la résistance de contact ne constitue pas un point clé, celle-ci étant négligeable à partir du moment où il y a contact, tout le challenge sera d'arriver à créer une distribution régulière des zones réelles de contact à la surface de la puce. Nous rejoignons alors les réflexions sur la résistance thermique de contact où l'insertion d'une feuille métallique améliore le comportement thermique de l'interface [MAD96]. Cet aspect de la mise en œuvre d'un contact pressé sera développé dans le chapitre 3. Il est possible d'imaginer que cette même feuille d'interface joue le rôle de répartiteur de contacts électriques et thermiques entre l'électrode métallique et la surface de la métallisation de la puce.

Par ailleurs nous pouvons souligner l'influence de l'épaisseur de la métallisation. En augmentant son épaisseur, nous réduisons la valeur de sa résistance électrique transversale et donc nous tendons à nous rapprocher d'une couche équipotentielle. Cela souligne tout l'intérêt d'une conception couplée de la puce et de son package prenant en compte la technologie de prise de contact.

Enfin cela laisse entrevoir que la meilleure géométrie pour une prise de contact pressée n'est pas forcément un plot massif mais plutôt une électrode qui, sous l'effet d'une contrainte mécanique, forcerait la répartition des zones de contact. Cela pourrait être obtenu par une terminaison de l'électrode sous forme de trois ou quatre plots Fig. 4-10.

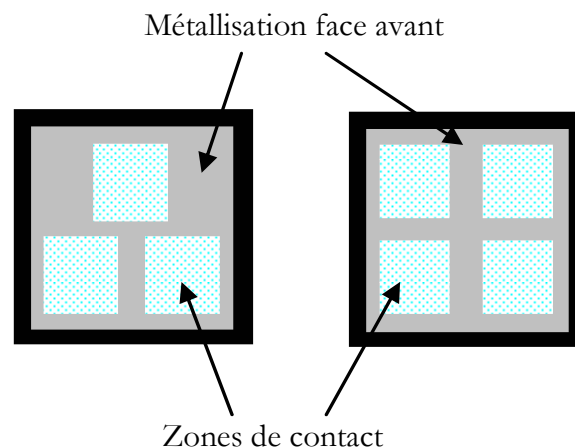


Fig. 4-10. Répartition forcée des zones de contact

A titre d'exemple, nous avons fait une simulation avec une injection de courant réalisée sur quatre zones couvrant le quart de la surface totale et sur trois zones couvrant un huitième de la surface totale mais réparties conformément à la Fig. 4-10. La répartition du courant est

donnée Fig. 4-11. Pour 4 plots nous obtenons  $I_{dmax}=1,3.I_{dmin}$  et pour 3 plots nous obtenons  $I_{dmax}=1,5.I_{dmin}$ . Nous voyons que malgré la division par deux de la surface de contact, un bon positionnement des plots évite une trop grande disparité des valeurs du courant. Il semble alors nécessaire de concevoir des électrodes qui garantissent des lieux de contact correctement réparties à la surface de la puce.

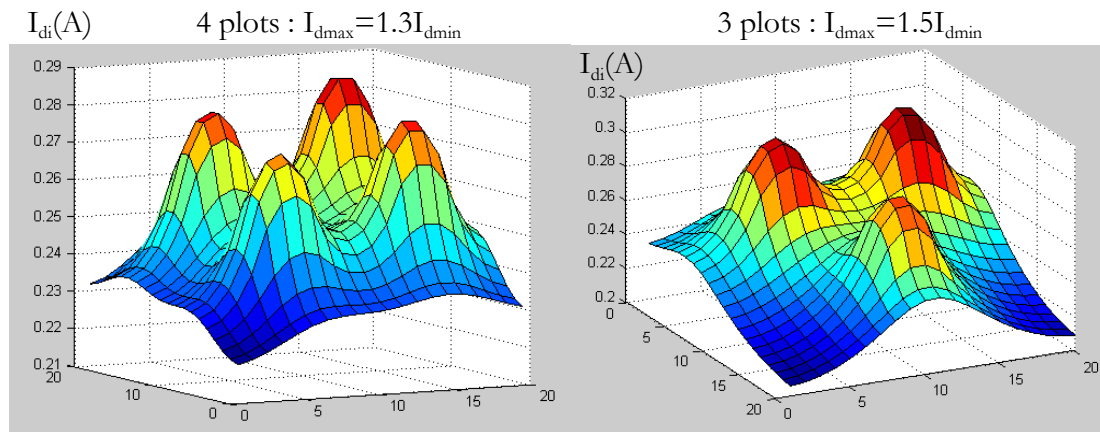


Fig. 4-11. Courant  $I_{di}$  dans les diodes élémentaires pour 4 plots de contact sur  $\frac{1}{4}$  de la surface totale et pour 3 plots sur  $\frac{1}{8}$  de la surface totale avec  $R_m = 3m\Omega$

Nous avons réalisé cette étude dans le cadre d'une mise en œuvre par contact pressé, mais ces résultats sont généralisables. En effet lors d'une mise en œuvre grâce à des fils de bonding en face avant de la puce, l'attache du fil constitue une prise de contact ponctuelle et aura de fait une forte incidence sur la répartition du courant dans la puce. Ainsi il semble important de répartir les fils de bonding régulièrement sur toute la surface de la puce. Mais surtout cela souligne les conséquences qu'aura le détachement de la métallisation d'un des fils. Indépendamment de l'augmentation de la densité de courant que cela induit dans les autres fils de bonding, cela aura pour conséquence de déstabiliser l'homogénéité du courant dans la puce avec les conséquences thermiques que cela induit. Il en va de même pour les autres modes de connexion en face avant comme les Bumps [HAS04] ou l'approche micro-poteaux [MEN08], méthodes pour lesquelles la répartition des contacts devra être étudiée pour fiabiliser mais aussi optimiser la répartition du courant dans le composant de puissance.

Pour aller plus loin dans cette étude il serait intéressant d'analyser l'influence de la température sur les phénomènes que nous avons mis en évidence. En effet, suivant la tendance de la puce de puissance à augmenter ou à diminuer sa densité de courant suivant la température, il faudrait voir si, pour une même topologie de contact, les problèmes de répartition du courant sont amplifiés ou au contraire réduits lorsque la température augmente. Le rajout de cette variable d'évolution, avec l'alourdissement du modèle que cela implique, n'a pas pu être réalisé à l'échelle de cette thèse mais constitue une perspective intéressante pour compléter ce travail de caractérisation.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mené à bien une étude de caractérisation électro-thermique d'une interface pressée. Dans le cas d'un contact Al-Cu dans un premier temps puis dans le cas d'un contact entre une électrode en cuivre et la métallisation d'une puce dans un second temps. Ces premières mesures nous ont permis d'obtenir les ordres de grandeurs rappelés dans Tab. 5-1 et de nous confronter à la mise en œuvre d'un contact pressé.

1000N	RTC	REC
Contact Al-Cu	0.15 °C.cm <sup>2</sup> /W	0.13 < Relec < 0.18 mΩ.cm <sup>2</sup>
Contact Cu-puce	0.12 °C.cm <sup>2</sup> /W	Relec = 0.9 mΩ.cm <sup>2</sup> ou Relec = 0.2 mΩ.cm <sup>2</sup>

Tab. 5-1. Récapitulatif des REC et RTC mesurées

Ces premiers travaux de caractérisation ont mis en évidence certaines limites dont la destruction des puces lors des cycles de serrage-desserage ou encore l'impossibilité de séparer les deux faces des composants de puissance pour la mesure de résistance thermique de contact. Il est apparu alors nécessaire de concevoir des dispositifs expérimentaux spécifiques à la nature du contact à caractériser.

La conception et l'utilisation d'un banc spécifique à la mesure de la résistance électrique de contact en fonction de la force de serrage et de la température ont mis en lumière deux aspects importants. D'abord que la résistance électrique de contact est très faible, voire masquée par les autres résistances et grandeurs électriques présentes. Ensuite, nous avons mis en évidence la non-équipotentialité de la métallisation en face avant d'une puce. Puis, par un travail à la fois de mesure et de simulation, nous avons montré et évalué la grande dépendance entre les lieux de la prise de contact sur la métallisation et la répartition du courant dans le composant. L'homogénéisation du courant doit alors passer soit par une augmentation de l'épaisseur de la métallisation, soit par une organisation régulière de la prise de contact à la surface de la métallisation de la puce.



## Chapitre III

---

# Réalisation de modules de puissance Chip-on-Chip

### SOMMAIRE

---

1. INTRODUCTION .....	112
2. STRATEGIES D'ASSEMBLAGE DES MODULES CHIP-ON-CHIP.....	113
2.1. Adaptation au layout en surface des puces.....	113
2.2. Première stratégie d'assemblage : les puces dans une empreinte .....	116
2.3. Deuxième stratégie d'assemblage.....	118
3. METAUX DE REALISATION ET D'INTERFACE.....	119
3.1. Analyse de l'existant.....	119
3.2. Choix technologiques .....	121
4. MISE EN ŒUVRE DE MODULES CoC .....	121
4.1. Schémas électriques et topologies CoC correspondantes .....	121
4.2. Hacheur série CoC première version .....	123
4.3. Redresseur CoC.....	128
4.4. Hacheur série CoC deuxième version.....	129
4.5. Conclusions et perspectives.....	137

---



## 1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de se confronter à la réalisation d'un module de puissance de type 3D suivant le concept Chip-on-Chip (CoC) présenté au Chapitre I. Il s'agit de démontrer la potentialité de ce concept et de chercher des solutions aux contraintes multiples introduites par la réalisation d'un tel package.

Les solutions à trouver doivent répondre notamment aux exigences suivantes : garantir le positionnement des puces les unes par rapport aux autres, permettre la commande des interrupteurs commandables, mettre en œuvre une prise de contact garantissant l'intégrité des composants ou encore permettre la connectique avec le circuit électrique extérieur.

Les choix au niveau de la prise de contact entre la puce de puissance et de son boîtier peuvent être multiples. Nous pouvons avoir recours à la brasure pour les deux faces, c'est dans ce sens que se sont orienté certains travaux sur la réalisation de modules 3D [SCH08][CAL05]. Des solutions alternatives comme les micro-poteaux [MEN08] les bumps [HAS04] ou les nano-scratch [NGU09][LUA08] sont par ailleurs à l'étude pour la réalisation d'interconnexions 3D. Ou enfin nous pouvons faire le choix d'une mise en œuvre de type contact pressé comme dans les boîtiers Press-Pack classiques. Chaque option a ses propres contraintes tant au niveau de la mise en œuvre que de l'exploitation pour atteindre des niveaux de fiabilité satisfaisants. Enfin il est possible de mélanger les deux avec par exemple une face brasée et une face pressée.

Notre choix s'est porté pour une réalisation de type tout pressé. Il nous semblait préférable d'avoir recours à une seule technique de prise de contact dans un premier temps pour ne pas multiplier les compétences à acquérir pour pouvoir assembler le module et multiplier par là même les sources de défaillance. La solution entièrement pressée semble attractive pour sa facilité de mise en œuvre « a priori » ne nécessitant pas de process industriel particulier. Par ailleurs, elle semble pouvoir offrir une solution de prise de contact assez fiable dans notre cas compte tenu de l'empilement de nombreuses couches. Le domaine d'application du module est la faible ou la moyenne puissance avec des puces d'une surface de l'ordre du  $\text{cm}^2$ , étant donné que nous ne placerons pas un nombre important de puces en parallèle, le serrage à assurer s'en trouve minimisé et la mise en œuvre ainsi simplifiée.

Dans ce chapitre nous présenterons différentes stratégies d'assemblage de modules CoC pressés que nous appliquerons à la mise en œuvre de deux types de convertisseurs : un redresseur monophasé et un hacheur série. Cela nous permettra d'aborder le choix des métaux de réalisation et de souligner à nouveau le rôle prépondérant des métallisations des puces.

## 2. Stratégies d'assemblage des modules Chip-on-Chip

Comme nous l'avons exposé dans le chapitre I, une des particularités des modules Chip-on-Chip (CoC) est d'organiser les puces les unes au-dessus des autres. Le souci majeur dans la mise en œuvre du module pressé est alors de s'assurer du bon positionnement des puces les unes par rapport aux autres. Les centres des puces doivent être alignés suivant l'axe de serrage. Le décentrage d'une pièce par rapport à une autre nuit à l'application d'une pression homogène sur toute la surface des composants. Par ailleurs chaque puce diode ou IGBT a son propre layout en surface qu'il faut respecter pour assurer une bonne surface de contact. Pour assurer cet alignement et le bon positionnement des pièces nous avons exploité deux principes d'assemblage que nous allons exposer maintenant.

### 2.1. Adaptation au layout en surface des puces

Pour réaliser le montage d'un module de puissance suivant le concept CoC il faut assurer la prise de contact sur les deux faces du composant de puissance, la face arrière et la face avant. D'un point de vue géométrique la prise de contact en face arrière ne constitue pas une difficulté majeure. En effet la métallisation en face arrière recouvre l'intégralité de la surface du composant. Par contre, les singularités des faces avant suivant le type de composant nous obligent à concevoir des électrodes de face avant spécifiques à chaque composant. Nous allons maintenant présenter ces spécificités.

#### 2.1.1. IGBT

L'interrupteur commandable que nous avons utilisé pour la conception des modules est un IGBT de marque Infineon technologies. Référence SIGC121T60NR2C 600V/150A ; Dimensions : 11\*11mm<sup>2</sup>, 100µm d'épaisseur. Les caractéristiques techniques sont fournies dans l'Annexe F.

La géométrie en surface de l'IGBT a été présentée dans le paragraphe 3.2.2. du Chapitre I mais nous reprenons l'image descriptive (Fig. 2-1) pour bien comprendre la problématique de la réalisation de la prise de contact sur la face émetteur de l'IGBT. En effet les bordures d'isolant étant surélevées par rapport aux surfaces de métallisation d'émetteur, l'électrode métallique qui va contacter l'émetteur doit être constituée de 8 plots respectant parfaitement la géométrie de l'IGBT. Par ailleurs, les composants de puissance sélectionnés ayant une terminaison en tension de type planar, il est important de ne pas "chevaucher" celle-ci avec un plot, ni même de rapprocher un potentiel trop près de sa surface (100µm min de distance). En conséquence, la Fig. 2-2 présente une vue 3D d'une des versions d'électrode d'émetteur que nous avons réalisée en cuivre massif. Les côtes des plots tiennent compte de la géométrie de l'IGBT, de la précision de l'usinage et de la précision que nous pensons garantir dans le positionnement des différentes pièces du module grâce aux guides d'assemblage. Ces précautions seront d'ailleurs prises pour toutes les réalisations. La conception du doigt de contact de grille est développé dans ce qui suit.

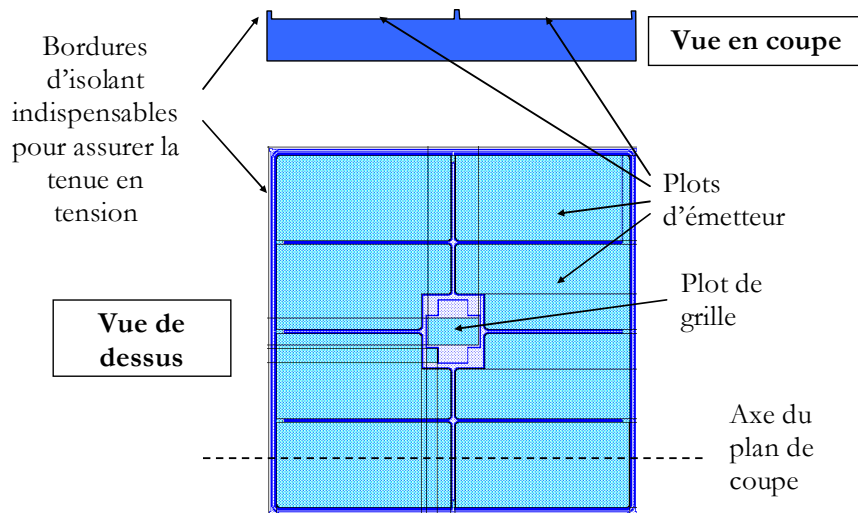


Fig. 2-1. Vue de dessus et vue en coupe d'un IGBT

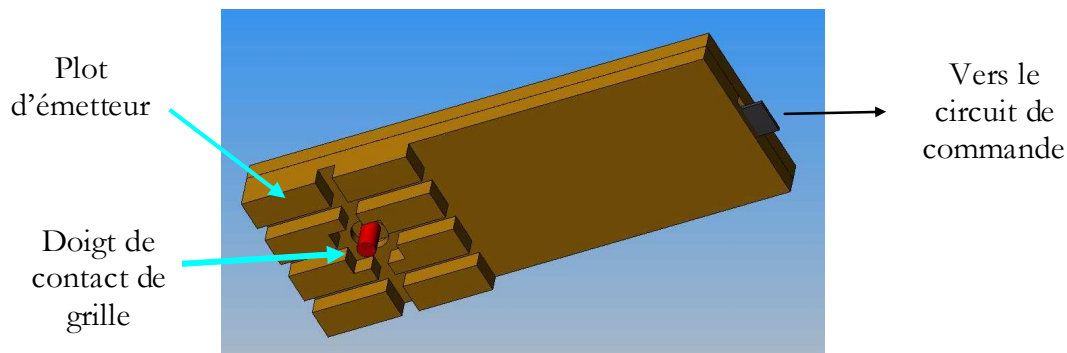


Fig. 2-2. Vue 3D de l'électrode d'émetteur de l'IGBT

### 2.1.2. Diode

Les diodes que nous avons utilisées pour réaliser nos différents modules CoC sont des diodes de marque Infineon technologies. Référence SIDC81D60E6 600V / 200A ; Dimensions : 9\*9 mm<sup>2</sup>, 70µm d'épaisseur. Les caractéristiques sont données dans l'Annexe E. Nous noterons que la métallisation ne recouvre pas l'intégralité de la surface de la puce, la périphérie étant en effet constituée de l'isolant recouvrant les anneaux de garde assurant la tenue en tension du composant. La problématique est alors la même que pour l'IGBT, l'électrode assurant le contact avec la face avant doit respecter la géométrie de la puce. La contrainte est cependant plus faible dans ce cas étant donnée la simplicité de la géométrie de la face avant. Le contact pourra être assuré par un simple plot métallique carré de surface inférieure à celle de la métallisation (Fig. 2-3).

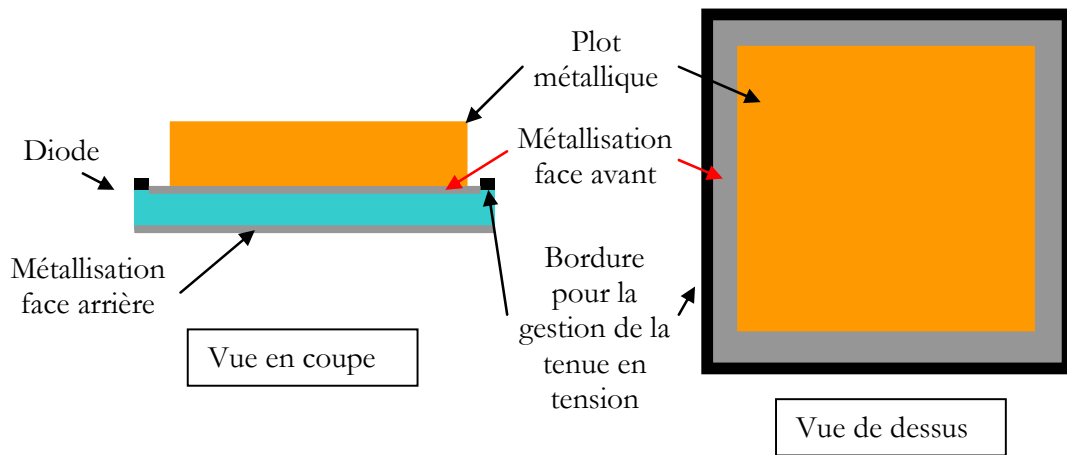


Fig. 2-3. Principe de la prise de contact en face avant d'une diode

### 2.1.3. Le contact de grille

Nous allons maintenant présenter les contraintes et les stratégies de mise en œuvre pour assurer la commande de l'IGBT. Pour permettre un contact avec la grille de l'IGBT, celui-ci dispose d'un plot métallique de dimension  $1.51 * 0.8 \text{ mm}^2$  positionné au centre du composant (Fig. 2-1). L'objectif est alors de garantir le positionnement d'un doigt de contact en vis-à-vis de cette zone de contact de grille. La commande de l'IGBT ne nécessitant pas un fort courant ni l'évacuation de chaleur, nous pouvons nous satisfaire d'un contact ponctuel sous pression réduite. La stratégie que nous avons adoptée est basée sur l'insertion d'un doigt de contact dans l'électrode d'émetteur de l'IGBT. Ce doigt métallique est isolé grâce à une gaine usinée dans du Téflon (Fig. 2-4). L'usinage est réalisé de façon à ce que le doigt puisse glisser aisément dans la gaine sans que celle-ci ne bouge dans l'électrode métallique. Le clinquant en acier assure deux fonctions, la première est d'agir comme ressort pour maintenir le doigt en contact avec la surface de grille. La deuxième est de relier électriquement le doigt de contact au circuit de commande à l'extérieur du module. Le clinquant est entièrement recouvert de Kapton afin de l'isoler du cuivre massif sauf à ses extrémités pour assurer d'un côté le contact avec le doigt métallique et de l'autre côté avec le reste du circuit de commande. Le potentiel d'émetteur pour la commande est directement pris sur le cuivre massif de l'électrode. Toutefois, il est utile de mentionner que cette reprise d'émetteur n'est pas faite au hasard comme nous le verrons plus loin.

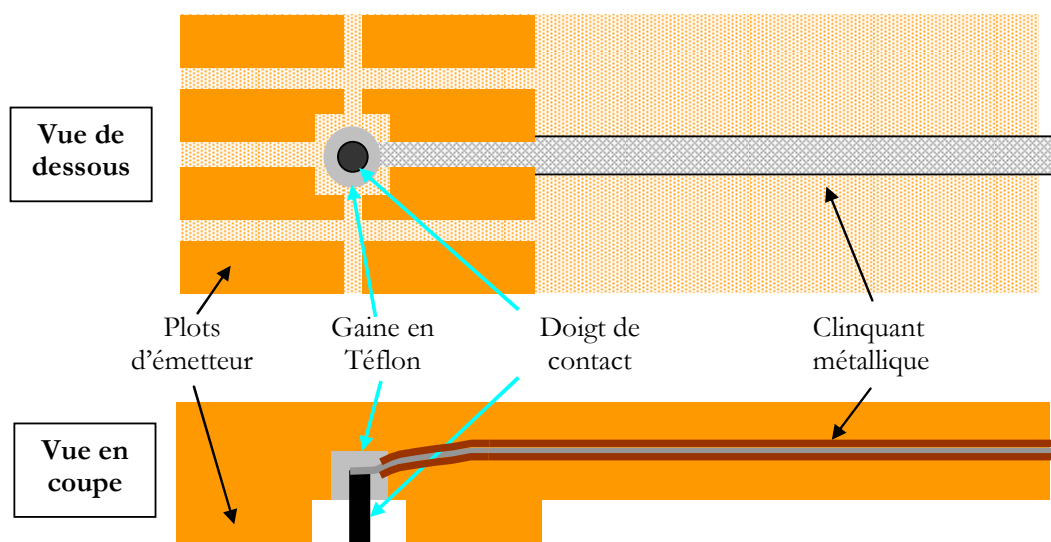


Fig. 2-4. Vue en coupe et vue de dessous de la plaque électrode d'émetteur de l'IGBT – Principe du contact de grille

### Remarques

Nous avons utilisé ce principe de prise de contact dans tous les dispositifs dans lesquels nous avons à contacter la face d'un composant au travers d'une électrode massive, c'est-à-dire aussi bien pour les modules 3D que dans les dispositifs de mesure de résistance électrique de contact (Chapitre II partie 3). Cette technique nécessite un usinage précis du guide en Téflon et du doigt de contact, la mise en œuvre est par ailleurs assez délicate. Cependant cette technique c'est révélée tout à fait fiable une fois fait le montage global du module.

La difficulté de cette prise de contact au centre de la puce souligne pleinement la nécessité d'adapter le layout en surface de la puce à ce type de montage. Un contact de grille dans un coin de la puce ou sur un bord serait nettement plus adapté. Le constructeur ABB Semiconductors propose d'ailleurs toute une gamme d'IGBTs avec une prise de contact de grille dans un coin [ABB10].

## 2.2. Première stratégie d'assemblage : les puces dans une empreinte

Dans cette stratégie d'assemblage le positionnement des puces est assuré par une des électrodes. Il s'agit de réaliser une empreinte pour la puce sur les pièces métalliques. Lorsque la puce vient se loger dans son empreinte, son positionnement est garanti. Une des contraintes au niveau des empreintes est d'assurer un bon état de surface du fond de l'empreinte pour respecter l'intégrité mécanique de la puce lors du serrage. Nous discuterons d'ailleurs dans ce qui suit du choix des métaux de réalisation. Un guide en plexiglas positionne correctement les pièces métalliques (les électrodes) les unes par rapport aux autres et assure ainsi l'alignement et la bonne superposition des puces. Ce guide en plexiglas est retiré une fois

la force de serrage appliquée et la tenue mécanique de l'empilement assurée. La Fig. 2-5 montre comment la puce vient se loger dans son empreinte de 50 $\mu$ m de profondeur située sur une électrode métallique. Une première version de module CoC a été réalisée en suivant cette technique d'assemblage dont nous détaillerons plus tard la procédure de montage.

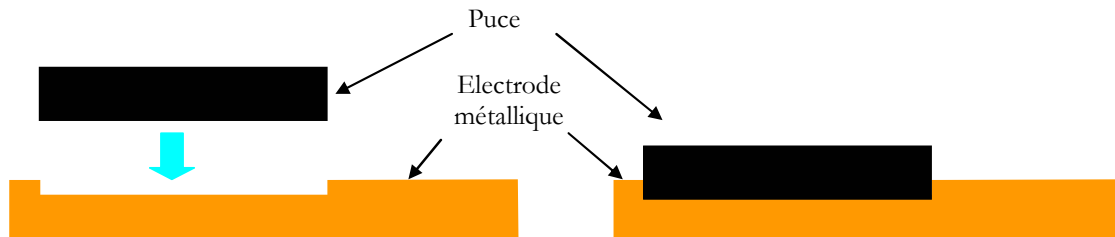


Fig. 2-5. Positionnement de la puce dans son empreinte

### Remarques

Nous nous étions fixés une contrainte assez lourde au niveau du guide en plexiglas puisqu'il nous paraissait indispensable de pouvoir le retirer lors du fonctionnement du module. Une première raison intuitive mais pas forcément fondée était que celui-ci risquait de modifier le comportement électrodynamique de l'empilement. Une vérification nous a rassuré par la suite sur le sujet, la présence du plexiglas n'avait aucune incidence sur la bonne tenue en tension du dispositif. La deuxième contrainte, plus fondée celle-là, concernait la tenue à la température du Plexiglas (Polyméthylméthacrylate). Celui-ci ayant en effet une température maximale de fonctionnement de 90°C, il n'était pas envisageable de laisser le guide lors du fonctionnement du module. Par ailleurs, l'utilisation d'un matériau plus résistant à la température comme le Teflon (T max 180-260°C) n'était pas approprié en raison de son manque de rigidité. Cela le rend difficile à usiner pour faire des pièces fines et du coup ne garanti pas le bon positionnement des pièces métalliques. L'utilisation d'un matériau assez rigide est donc indispensable pour réaliser le guide. Nous avons par la suite trouvé le Makrolon (Polycarbonate) qui ressemble énormément au Plexiglas d'un point de vue rigidité mais qui a une température maximale d'exploitation plus élevée (130°C).

Par ailleurs si la fiabilité d'un tel assemblage était atteinte, cette première stratégie de montage pourrait être intéressante. Dans notre cas, où la destruction des puces lors du fonctionnement était malheureusement assez fréquente, cette stratégie s'est avérée rapidement problématique. En effet lors du claquage des composants, pour des raisons électriques ou thermiques, de la matière venait se loger au fond des empreintes ou sur les plots de contact nous obligeant à ré-usiner les empreintes et plus généralement les pièces métalliques pour refaire l'état de surface initial. La Fig. 2-6 montre l'empreinte de la diode après une dégradation ainsi que l'électrode supérieure où nous pouvons voir que la diode est restée « collée » au plot de contact. Nous voyons qu'un des coins de la diode a été pulvérisé provoquant une assez importante dégradation du plot de contact. Cela rend l'expérimentation assez lourde. Un tel inconvénient et la perspective de pouvoir laisser le guide en place même lors du fonctionnement du module nous ont incité à envisager une autre stratégie d'assemblage que nous allons exposer dans ce qui suit.

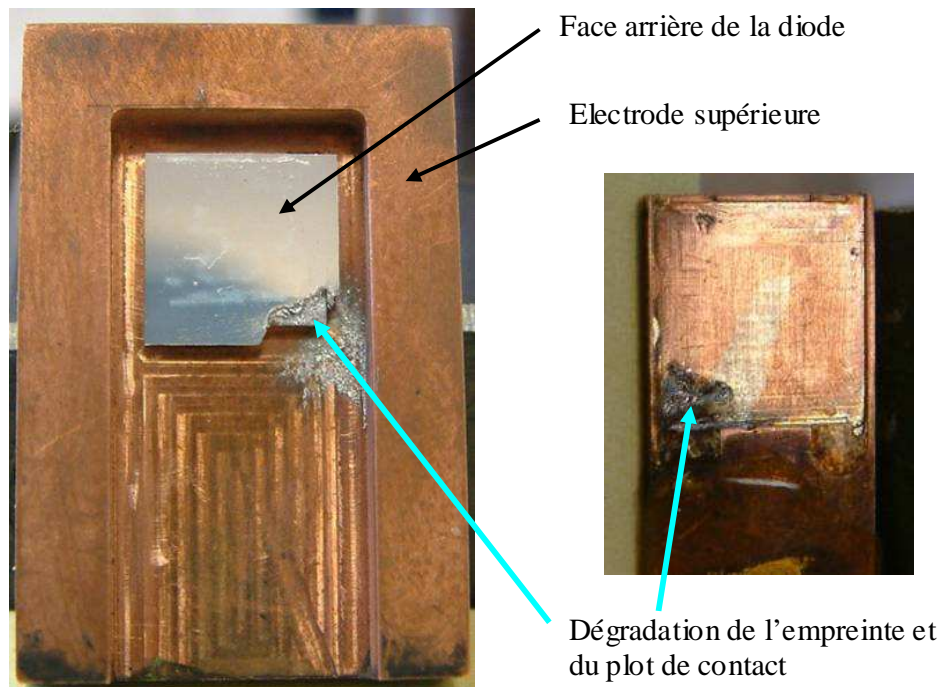


Fig. 2-6. Dégradation des pièces métalliques lors de la destruction de la diode

### 2.3. Deuxième stratégie d'assemblage

Cette deuxième stratégie d'assemblage a été motivée par l'envie de trouver une solution de positionnement des puces qui n'utiliserait pas les empreintes dans les électrodes métalliques. Il fallait alors pouvoir faire reposer les puces sur des plaques lisses sans usinage afin de pouvoir les toiler facilement en cas de dégradation de leur état de surface. A partir du moment où le guide en matière plastique pouvait rester en place lors du fonctionnement du module, nous avons exploité cela en basant tous les positionnements sur le guide. Comme le montre la Fig. 2-7.A, le guide en polycarbonate assure à la fois le positionnement de la puce par rapport à la semelle métallique inférieure, par rapport au plot métallique directement en contact avec la puce et de la semelle métallique supérieure. Il faut noter que le fait de séparer la plaque métallique supérieure du plot de contact rajoute une interface électro-thermique dans l'empilement mais apporte deux avantages. Le premier est que toutes les pièces métalliques ont des géométries simples : ce sont des plaques obtenues par des usinages aisés. Une fois les surfaces rectifiées, ce sont des pièces faciles à réaliser. Le deuxième avantage qui découle de la simplicité des pièces est que cela rend aisé le changement de matériaux utilisés pour la prise de contact. Ainsi nous avons pu faire des plots en cuivre, en aluminium, en molybdène ou encore introduire des feuilles métalliques minces à l'interface entre la puce et le plot de contact. La Fig. 2-7.B montre comment cette stratégie d'assemblage permet aisément de monter des puces les unes au dessus des autres tout en assurant le bon positionnement des pièces les unes par rapport aux autres. Comme nous le détaillerons ultérieurement nous avons utilisé ce principe d'assemblage pour réaliser un redresseur CoC et un hacheur série CoC.

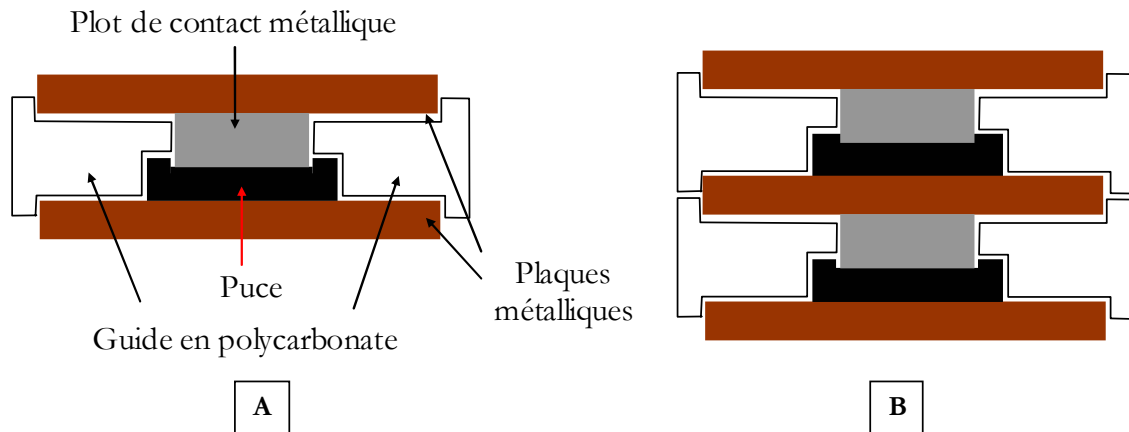


Fig. 2-7. Principe d'assemblage (2<sup>ème</sup> stratégie)

### 3. Métaux de réalisation et d'interface

Autant le cuivre s'impose comme métal de base pour la réalisation des pièces métalliques massives composant le module (faible coût, bonne conductivité électro-thermique), autant la problématique du choix des métaux d'interface entre les électrodes métalliques et la puce est un vaste sujet. Ce sont en effet ces métaux qui vont conditionner la qualité électro-thermique et certainement la fiabilité de l'interface pressée. Après une rapide présentation de l'état de l'art sur les composants pressés, nous aborderons nos choix pour la mise en œuvre des modules CoC.

#### 3.1. Analyse de l'existant

La recherche bibliographique sur la mise en œuvre des composants pressés nous a permis de constater que tous les ouvrages présentaient des schémas de principe dans lesquels la puce en silicium était serrée de part et d'autre par des disques en molybdène [LEC94][TAY87]. Ce matériau, au coefficient d'expansion thermique (CTE) proche de celui du silicium semble être en effet le plus approprié pour être en contact avec la puce en minimisant les contraintes mécaniques lors des cyclages thermiques. Nous avons aussi lu que le tungstène et certains alliages dérivés pouvaient remplir ce rôle [TAY87]. Le Tab. 3-1 présente les CTE des principaux matériaux que nous avons utilisés. Cependant dans notre recherche bibliographique nous avons eu du mal à trouver des descriptions précises de modules pressés nous donnant notamment les épaisseurs des différentes couches constituant les empilements pressés. Il est fait mention dans quelques ouvrages d'une feuille d'argent insérée dans l'empilement sans plus de détails et sans expliquer pleinement son rôle. Cette opacité dans les informations provient sûrement d'une part du fait que cette technologie a été développée voilà déjà plusieurs dizaines d'années (fin des années 70) et d'autre part que ces dispositifs ont été développés à des fins commerciales par des entreprises qui ne cherchent pas forcément à rendre public un savoir faire de réalisation.

Ainsi, s'il semblait acquis que pour atteindre un stade de fiabilité satisfaisant de nos modules il fallait avoir recourt à des interfaces en molybdène, il nous a semblé nécessaire



d'approfondir et d'affiner notre connaissance technologique. Nous avons pour cela démonté puis analysé au microscope électronique à balayage deux modules pressés du commerce. Le descriptif détaillé des résultats se trouve dans l'Annexe G mais la Fig. 3-1 synthétise les résultats. Nous constatons bien la présence de disques en molybdène de part et d'autre de la puce. Par ailleurs nous avons pu mesurer l'épaisseur de la métallisation en face avant de la puce qui est de  $10\mu\text{m}$ .

Aluminium	Or	Cuivre	Argent	Molybdène	Tungstène	Silicium
23.5	14.1	17	19.1	5.1	4.5	4.7 – 7.6

Tab. 3-1. Coefficient d'expansion thermique ( $10^{-6} \cdot \text{K}^{-1}$ ) de différents matériaux utilisés

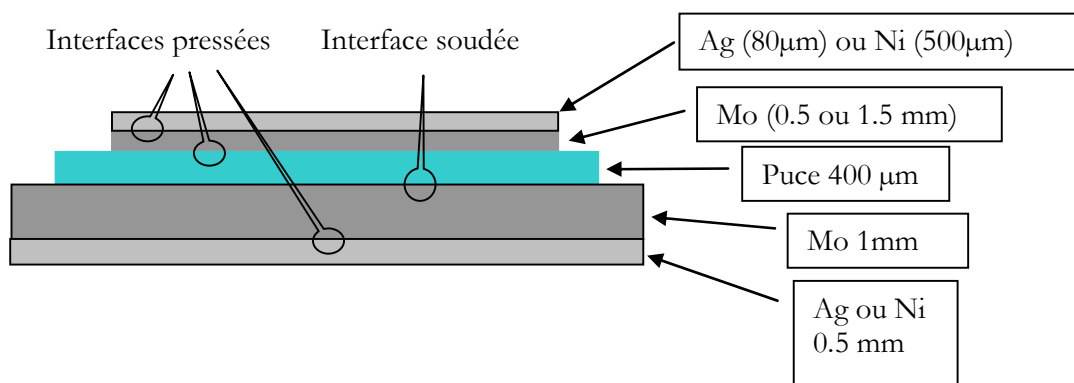


Fig. 3-1. Constitution de l'empilement présent dans un boîtier pressé

Ces observations nous ont permis de constater que les interfaces en Mo à insérer dans l'empilement devaient avoir une épaisseur de l'ordre du millimètre. Cependant nous avons un peu de mal à justifier la présence des disques en Ag ou Ni situés aux extrémités.

#### **Remarques sur la zone interstitielle de contact**

Lors de la conception d'un package de composant de puissance il faut notamment chercher à minimiser la résistance thermique de contact (RTC) et la résistance électrique de contact (REC) des différentes interfaces présentes dans l'empilement pressé. Comme nous l'avons démontré dans le chapitre II, la valeur de REC ne constitue pas un problème mais c'est l'homogénéité du contact sur toute la surface de contact qui est à viser. Par ailleurs la RTC peut être minimisée par une augmentation de la pression et par l'insertion d'une feuille de métal dans la zone interstitielle. La littérature fait état de cette technique [MAD96][SAV03]. Il a été montré que l'on peut diminuer d'un facteur 7 la valeur de la RTC par l'insertion d'une feuille de métal [PET88]. Les métaux privilégiés sont l'aluminium, le plomb ou l'étain sous forme de feuilles de quelques dizaines de  $\mu\text{m}$ . Il faut remarquer que cela demande un gros effort d'optimisation, l'épaisseur de la feuille devra être choisie en fonction de la rugosité des surfaces en regard, de la pression exercée et du matériau choisi. Par ailleurs la manipulation de ces feuilles est particulièrement délicate sous peine de faire des plis ou des rides qui causeraient l'effet inverse de celui désiré, c'est-à-dire une augmentation de la RTC.

Bien que nous n'ayons pas vu de telles feuilles d'interface dans les composants que nous avons observés, cette technique de remplissage de la zone interstitielle semblerait tout à fait pertinente à la fois pour réduire la valeur de la RTC et pour atteindre l'homogénéité de la prise de contact nécessaire à une bonne répartition du courant dans le composant. Nous n'avons pas pu explorer plus en avant ces potentialités à l'échelle de cette thèse mais cela semble une perspective intéressante pour l'amélioration de la qualité d'une interface pressée.

### 3.2. Choix technologiques

Nous allons maintenant présenter les choix technologiques de mise en œuvre que nous avons adoptés. Cette présentation est chronologique puisque ces choix ont été fortement conditionnés par les résultats que nous obtenions.

Pour le premier module pressé que nous avons réalisé, basé sur la première stratégie d'assemblage, nous avons fait le choix d'une fabrication entièrement en cuivre (Fig. 2-6). Sur ce module les plots en cuivre viennent directement en contact avec les métallisations des puces. Ce choix était motivé par le fait que nous ne cherchions pas à atteindre une grande fiabilité dans le temps de nos modules mais juste à démontrer la faisabilité d'un module suivant le concept CoC. Les modules n'étant pas destinés à subir un nombre important de cyclages thermiques nous pensions qu'il n'était pas nécessaire de mettre des métaux d'interfaces du type du molybdène dans un premier temps. Cette hypothèse a été quelque peu balayée par les résultats expérimentaux pour lesquels la durée de vie du module était trop faible pour obtenir des résultats significatifs et démontrer pleinement la validité du concept CoC.

En nous basant sur la deuxième technique d'assemblage nous avons pu construire des plots de contact avec des matériaux différents (Fig. 2-7). Nous avons ainsi utilisé du molybdène, de l'aluminium et du cuivre. Les résultats expérimentaux seront développés dans ce qui suit.

## 4. Mise en œuvre de modules CoC

Afin de tester les différentes stratégies d'assemblage nous avons réalisé deux types de convertisseurs statiques, un hacheur série et un redresseur à diodes monophasé. Nous allons rapidement donner les schémas électriques de ces convertisseurs avec leur structure CoC correspondante puis nous présenterons les procédures de montage.

### 4.1. Schémas électriques et topologies CoC correspondantes

#### 4.1.1. Hacheur série

La Fig. 4-1 représente le schéma électrique de la première structure de conversion que nous avons mise en œuvre. Il s'agit d'une structure de type hacheur série dans laquelle le potentiel d'émetteur de l'IGBT est référencé au potentiel du point milieu, c'est-à-dire

référéncée à un potentiel variable (idem chapitre 1). Cela rajoute une contrainte vis-à-vis du circuit de commande mais le choix d'une telle structure s'est imposé lors des réflexions sur les techniques d'assemblage et de guidage des pièces métalliques. En effet il paraissait dans un premier temps plus aisé de prendre comme référence de positionnement la face arrière de la puce IGBT (et son empreinte dans la plaque en cuivre). Nous avons donc procédé comme sur la Fig. 2-1, le schéma électrique donne naturellement la topologie CoC correspondante « A » puis un retournement suivant l'axe du point milieu électrique donne la topologie « B ». Cette topologie nous semblait plus aisée pour réaliser le centrage des pièces et garantir le bon contact sur le plot de grille de l'IGBT. Nous avons alors gardé cette topologie pour toutes les stratégies d'assemblage.

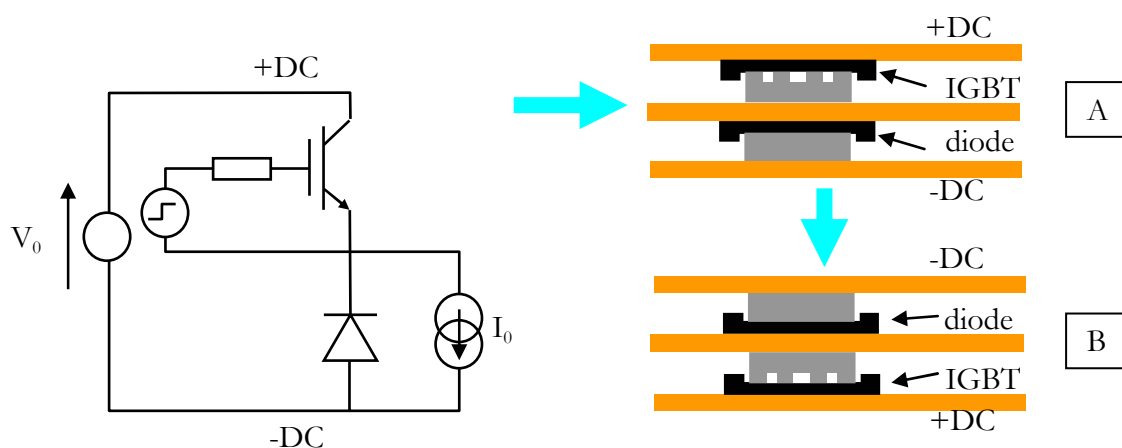


Fig. 4-1. Schéma électrique d'un hacheur série et topologies CoC correspondantes

#### 4.1.2. Redresseur monophasé

La deuxième structure de conversion que nous avons mise en œuvre est un redresseur monophasé. La Fig. 4-2 en présente le schéma électrique et la structure CoC correspondante.

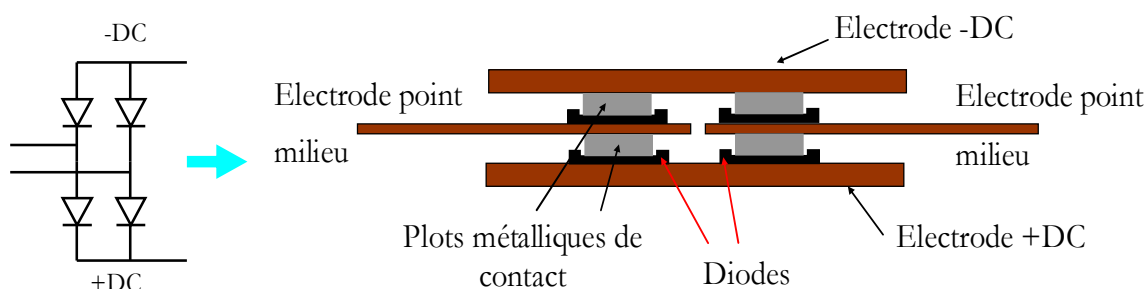


Fig. 4-2. Schéma électrique du redresseur et topologie CoC correspondante

## 4.2. Hacheur série CoC première version

### 4.2.1. Assemblage du module

Le premier hacheur série CoC que nous avons réalisé est basé sur la première stratégie d'assemblage. Les différentes étapes de montage sont présentées sur les Fig. 4-3 et Fig. 4-4, les guides en Plexiglas ne sont pas représentés dans les vues en coupe. La Fig. 4-5 montre le module complet dans lequel nous avons retiré le guide d'assemblage.

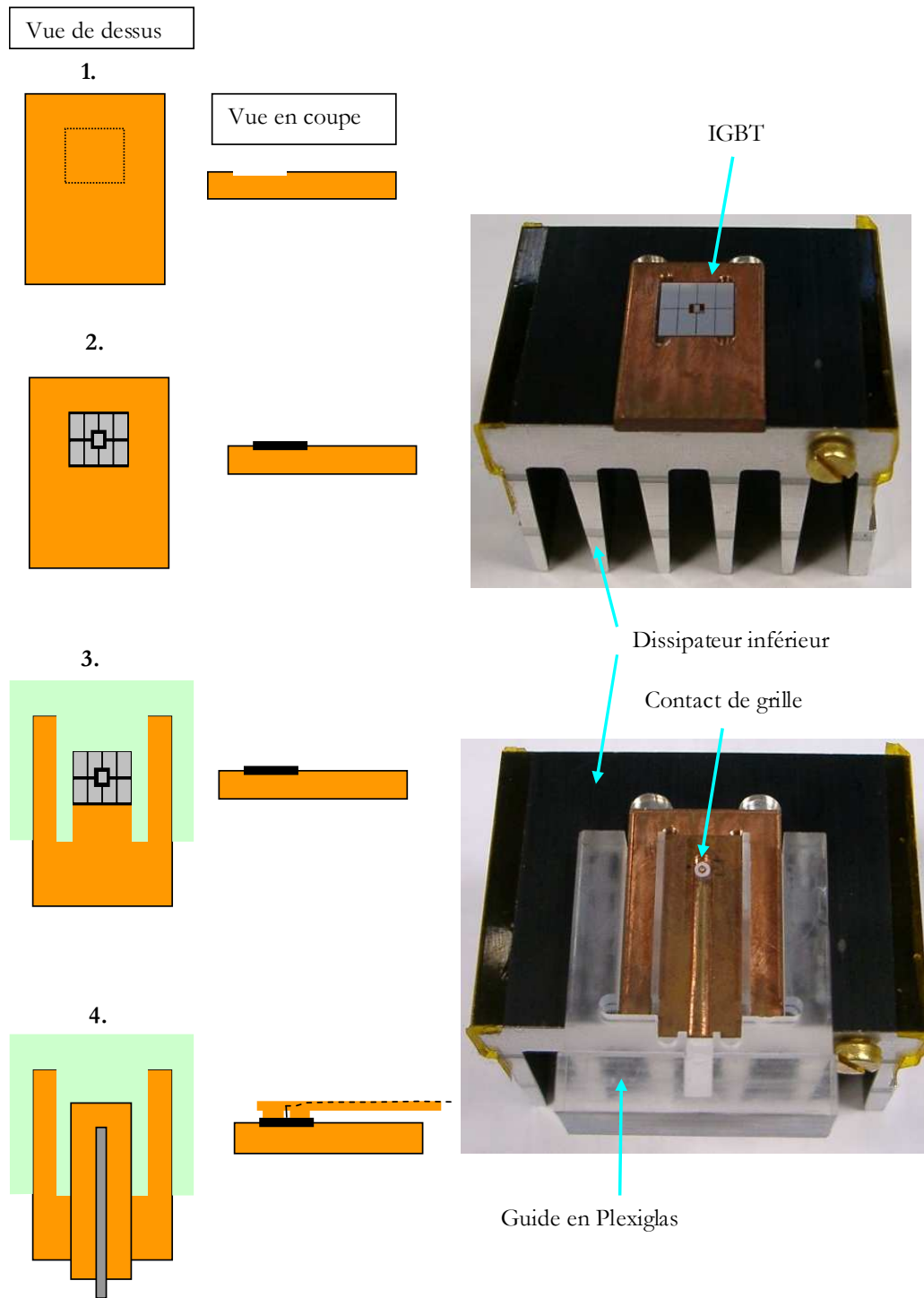


Fig. 4-3. Etapes 1 à 4 de l'assemblage du hacheur CoC première version

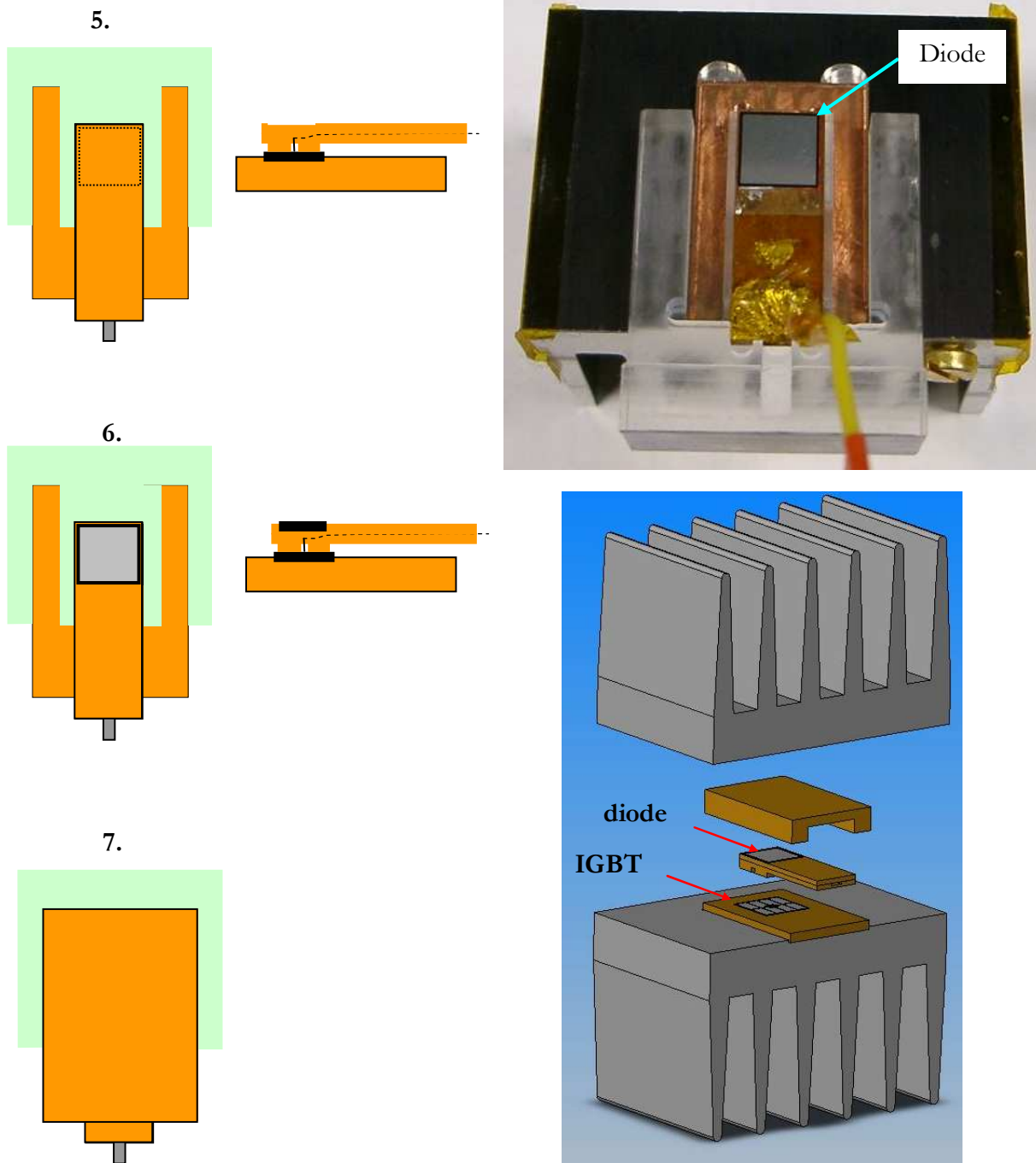


Fig. 4-4. Etapes 5 à 7 de l'assemblage et vue 3D du hacheur CoC première version

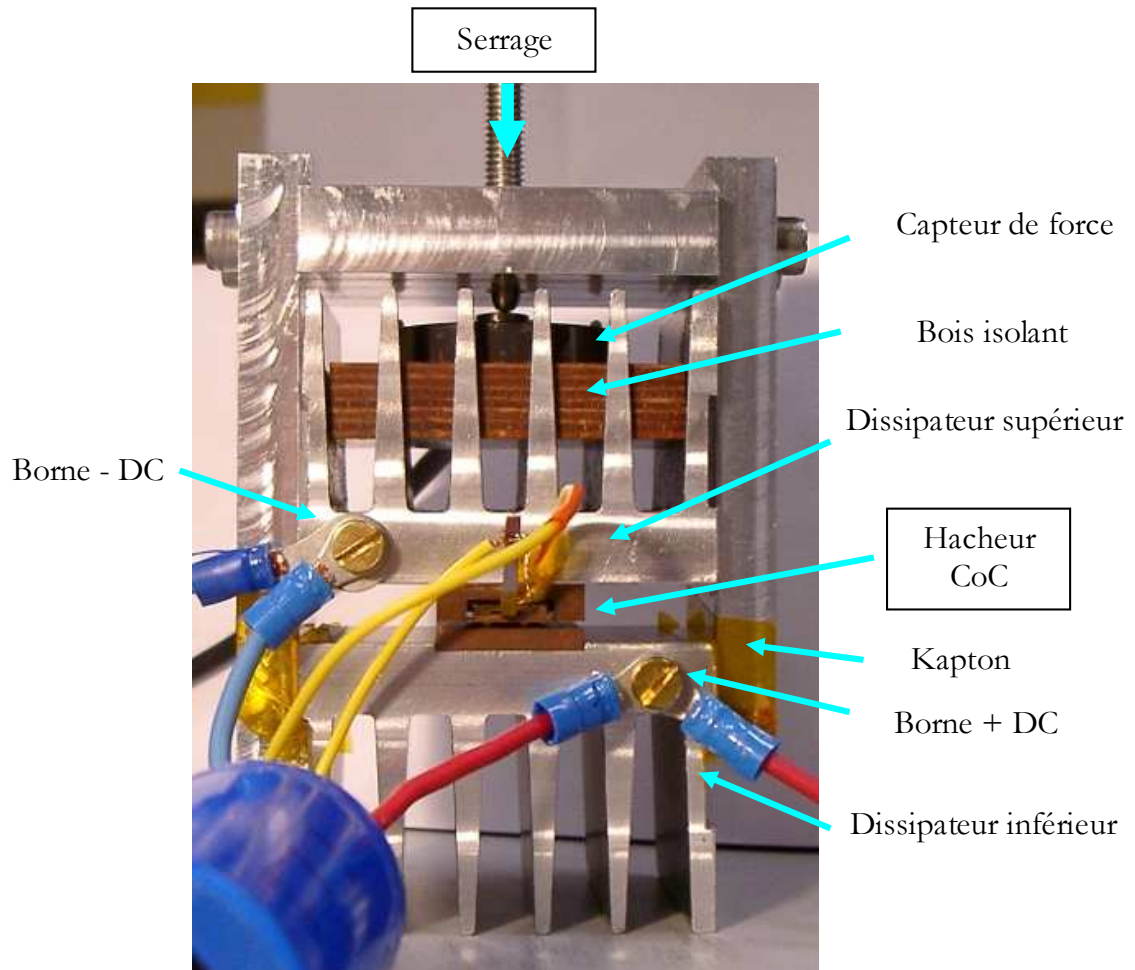


Fig. 4-5. Hacheur série CoC avec son dispositif de serrage première version

Le hacheur CoC est logé entre deux dissipateurs thermiques maintenus par un dispositif de serrage. Le choix de tels dissipateurs a plus été motivé par leur bonne rigidité mécanique et donc par leur aptitude à participer à la stratégie de serrage plutôt que pour leur efficacité thermique. Un capteur de force nous renseigne sur la force de serrage exercée que nous avons fixée à 500N, une telle force de serrage correspond aux forces exercées classiquement dans les montages press-pack. Le capteur de force est logé dans une cale en bois isolant qui a pour fonction de l'isoler thermiquement du dissipateur supérieur. Du Kapton est collé sur les mâchoires de serrage pour isoler électriquement les dissipateurs supérieur et inférieur qui ne sont pas aux mêmes potentiels. Nous aurions pu positionner du Kapton entre la semelle en cuivre de l'IGBT et le dissipateur inférieur afin que toutes les structures métalliques soient au potentiel -DC mais une telle option dégraderait fortement le pouvoir de refroidissement du dissipateur inférieur. Nous avons donc favorisé le refroidissement au détriment de la sécurité des personnes en ayant conscience que l'exploitation d'un module sous cette forme n'est pas possible et nécessiterait un carénage.

#### 4.2.2. Résultats expérimentaux

Lors des essais expérimentaux nous avons en permanence observé le module avec une caméra infra rouge. Pour réduire l'incertitude de la mesure et maîtriser l'émissivité des matériaux, chaque zone d'observation est peinte en noir mat. Cette mesure ne nous renseigne pas sur la température des composants mais nous permet d'avoir une idée de la température et du lieu du point le plus chaud observable de l'extérieur du module et de contrôler pour un point de fonctionnement donné si nous avons atteint la stabilité thermique. Le point le plus chaud observable est l'électrode en cuivre constituant le point milieu électrique.

Les conditions maximales de fonctionnement atteintes avec ce module sont : fréquence de découpage 20kHz, tension d'alimentation 400V continu, courant dans la charge 20A, soit une puissance de charge de 4kW. Rappelons les calibres tension/courant des composants utilisés : 600V/200A pour la diode et 600V/150A pour l'IGBT. La température du point milieu juste avant la défaillance était de 70°C.

Le module n'a supporté ces conditions de fonctionnement que quelques minutes (voire moins) avant la destruction totale des composants. Il est assez difficile d'estimer l'origine de la défaillance, par contre dans la mesure où ce sont les deux puces qui ont été détruites, il est possible d'affirmer que c'est d'abord la diode qui a claqué, ce qui a provoqué une surtension aux bornes de l'IGBT lors de son ouverture au cycle suivant entraînant sa destruction. En effet la destruction de l'IGBT avec sa mise en court-circuit ne provoque pas la destruction de la diode mais la mise en limitation de courant de la source de tension du montage.

La Fig. 2-6 précédemment décrite montre la diode utilisée pour cet essai et la Fig. 4-6 montre l'IGBT et les plots d'émetteur après le démontage du module défaillant. L'IGBT est resté «collé» sur son support sous l'effet des contraintes subies lors de la défaillance.

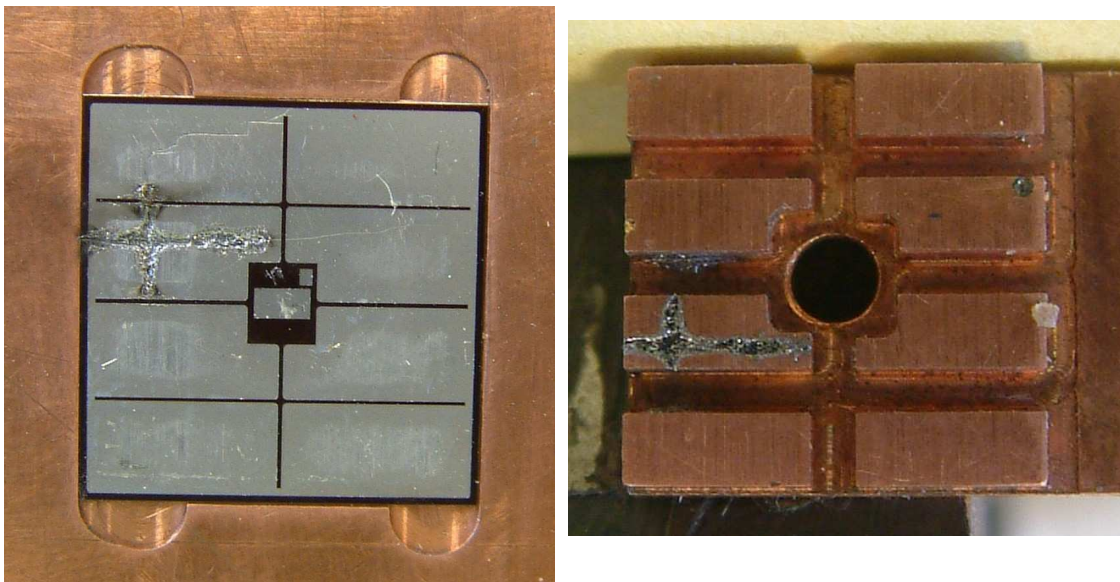


Fig. 4-6. IGBT et plots d'émetteur après défaillance

Une observation au microscope de l'IGBT laisse apparaître de larges fêlures provenant du point d'impact et se propageant sur le composant. Mais la tenue en tension ayant été assurée pendant plusieurs essais, nous pouvons supposer que cette rupture mécanique ne provient pas de l'assemblage du module et de sa mise sous pression (comme cela a sûrement dû être le cas certaines fois) mais bien du choc électro-thermique. De même pour la diode, celle-ci est littéralement pulvérisée dans un coin mais ne semble pas avoir d'autres séquelles mécaniques.

La dégradation des puces consécutivement à l'assemblage du module et à sa mise sous pression est problématique dans cette mise en œuvre pressée, la procédure de montage étant toujours assez délicate. Ce n'est que pour la deuxième version de hacheur CoC que nous avons vérifié l'état des puces avant chaque mise sous tension par une vérification de leur tenue en tension à l'aide d'un traceur de caractéristiques.

L'hypothèse d'une défaillance d'origine thermique nous a semblé a priori peu probable étant donnée la température de la pièce métallique intermédiaire (70°C). La température de jonction de la diode admissible étant de 150°C et en supposant la température de la pièce métallique à peu près uniforme, cela signifierait la présence d'un  $\Delta T$  d'au moins 80°C due à l'interface pressée. Cela semble peu réaliste à la vue des valeurs de résistance thermique que nous avons estimées dans le chapitre précédent. Cependant les constats que nous avons faits lors de l'exploitation du deuxième hacheur CoC nous ont forcé à revoir cette analyse. Cela sera développé dans ce qui suit.

Nous avons alors émis une hypothèse pour expliquer les défaillances assez systématiques du module malgré des conditions d'exploitation qui ne semblaient pas particulièrement exigeantes. Lors de la conception du module nous avons fait le choix d'une réalisation entièrement en cuivre, le métal en contact avec la métallisation des puces étant donc du cuivre. Il est vrai que tout ce que l'on trouve dans la bibliographie fait mention de la nécessité de réaliser le contact avec du molybdène. Or nous avons fait l'hypothèse que cette nécessité ne s'imposait que pour atteindre une fiabilité importante des modules et que dans notre cas, où seule une démonstration de la validité du concept CoC était recherchée, nous pouvions nous satisfaire d'une durée de vie limitée. Cependant cette durée de vie s'est trouvée être vraiment courte pour permettre d'obtenir des résultats démonstratifs. Nous avons alors imputé ces défaillances au fait que le contact cuivre/puce était trop exigeant pour le composant et ce, même à court terme avec peu de cycles de fonctionnement.

A partir de l'observation au microscope des faces avant et arrière des puces après défaillance il nous a semblé que c'étaient surtout les métallisations des faces avant qui subissaient les plus fortes dégradations. De ce constat est née l'intuition que si nous voulions améliorer la durée de vie des modules il fallait réaliser des contacts Mo/puces au moins en face avant, les faces arrière pouvant se satisfaire d'un contact avec du cuivre. C'est ce que nous avons respecté dans l'exploitation de la deuxième stratégie de montage de modules CoC.

Remarquons enfin que dans ce premier module CoC nous n'avons pas séparé pleinement le circuit de commande du circuit de puissance pour la commande de l'IGBT (voir chapitre 1 pour l'interaction puissance/commande). En effet, dans cette version la reprise d'émetteur se fait du même côté que la connexion de puissance. Une telle mise en œuvre ne tire pas tout le



bénéfice d'une structure CoC et cela a été modifié pour le deuxième hacheur CoC que nous avons réalisé.

### 4.3. Redresseur CoC

#### 4.3.1. Description du module

La conception d'un redresseur CoC a été l'occasion pour nous de tester la deuxième stratégie d'assemblage. La Fig. 4-7 montre les détails des pièces constituant le module. La première électrode en cuivre (+DC), est positionnée grâce à une empreinte sur le dissipateur inférieur. Ce sont ensuite les guides en Makrolon qui assurent, à chaque étage, le positionnement des diodes, des plots de contact et des plaques de cuivre supérieures. Le tout est serré entre deux dissipateurs comme pour le hacheur CoC précédent mais les guides restent en place lors de la mise sous tension du module.

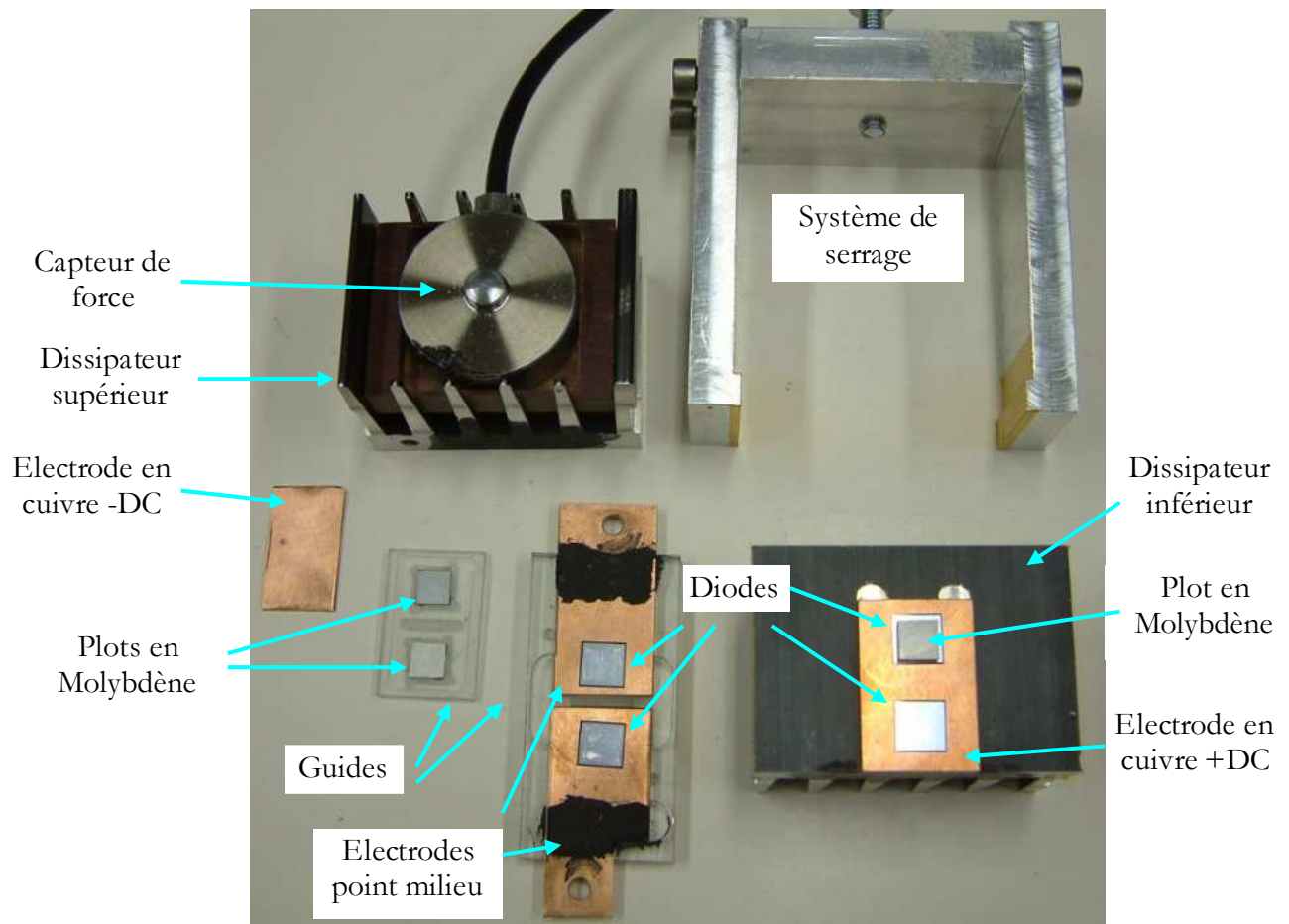


Fig. 4-7. Vue des détails du redresseur CoC

#### 4.3.2. Résultats expérimentaux

Le point de fonctionnement obtenu sans défaillance avec le redresseur CoC est : courant moyen dans la charge 10.8A, valeur moyenne de la tension redressée 102V, fréquence de la tension d'alimentation 2.4kHz. La Fig. 4-8 montre l'oscillogramme de fonctionnement du

redresseur. Le fort empiètement présent sur les formes d'ondes provient de la longueur des câbles d'alimentation du redresseur.

Le point de fonctionnement que nous avons atteint correspond au maximum de la puissance que pouvait délivrer la source de tension alternative dont nous disposions au laboratoire. Les valeurs de courant et de tension obtenues sont loin du calibre des diodes mais nous n'avons pas cherché à pousser la caractérisation des performances du redresseur dans la mesure où l'objectif de ce montage était de valider la stratégie d'assemblage. L'objectif était alors atteint puisque nous avons réalisé les pièces et l'assemblage en quelques jours. Les seules pièces demandant un usinage précis sont les guides mais le matériau utilisé rend cette phase aisée. Les pièces métalliques (en dehors du dispositif de serrage) ne sont que des plaques faciles à réaliser et polies à la main avec du papier à grains fins.

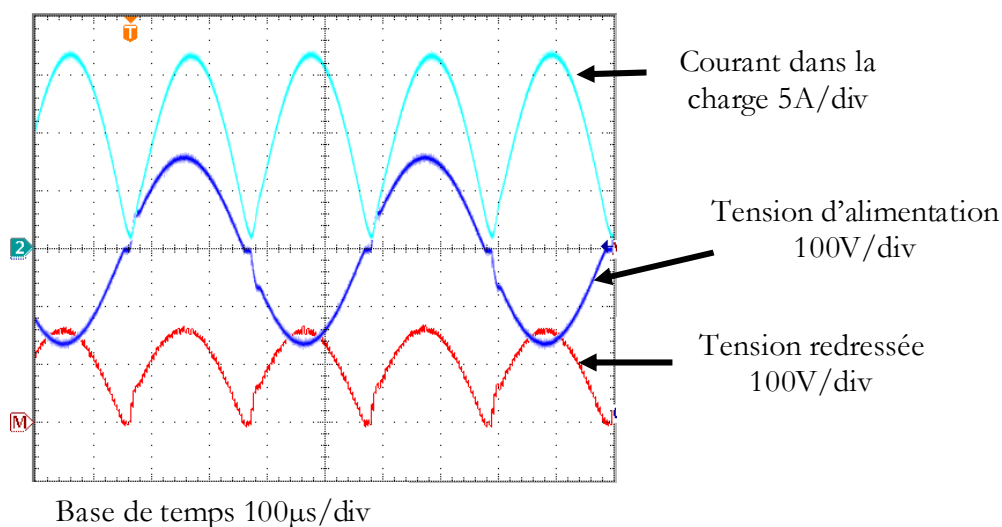


Fig. 4-8. Oscillogramme de fonctionnement du redresseur CoC

Ce redresseur CoC a constitué une réalisation intermédiaire pour valider cette technique d'assemblage. Mais au-delà de cette validation, la simplicité et la rapidité de réalisation a montré toute la potentialité d'un assemblage multi potentiels. Cela laisse percevoir comment le concept CoC peut s'adapter à la conversion polyphasée par l'exploitation des trois dimensions pour réaliser l'assemblage du module.

## 4.4. Hacheur série CoC deuxième version

### 4.4.1. Description de l'assemblage

Nous avons appliqué le deuxième principe d'assemblage à la réalisation d'un deuxième hacheur série CoC. Un schéma de principe de la structure à réaliser est donné Fig. 4-9. La Fig. 4-10 montre le détail des pièces constituant le module et la Fig. 4-11 montre le hacheur CoC serré entre les deux dissipateurs. En tenant compte des remarques faites pour le premier module et de l'analyse du concept CoC, nous avons séparé le plus possible les circuits de puissance et les circuits de commande de l'IGBT. Par ailleurs nous avons gardé du cuivre pour le contact en face arrière mais des plots constitués de métaux différents ont pu être

utilisés pour le contact avec la face avant des puces. Les premiers essais ont été réalisés avec des plots en molybdène.

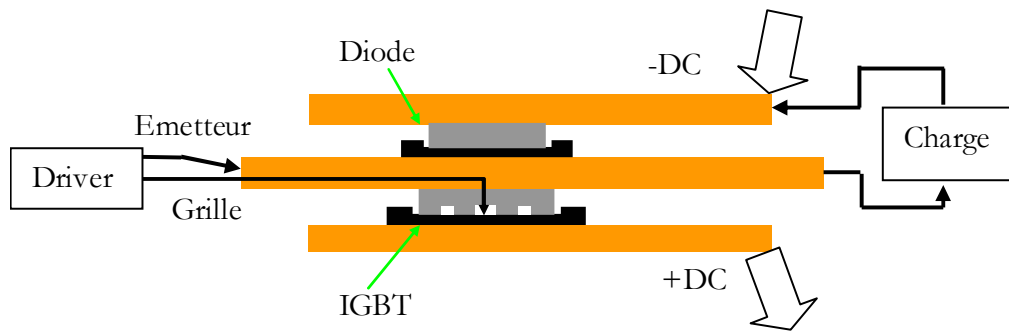


Fig. 4-9. Schéma de principe du hacheur CoC

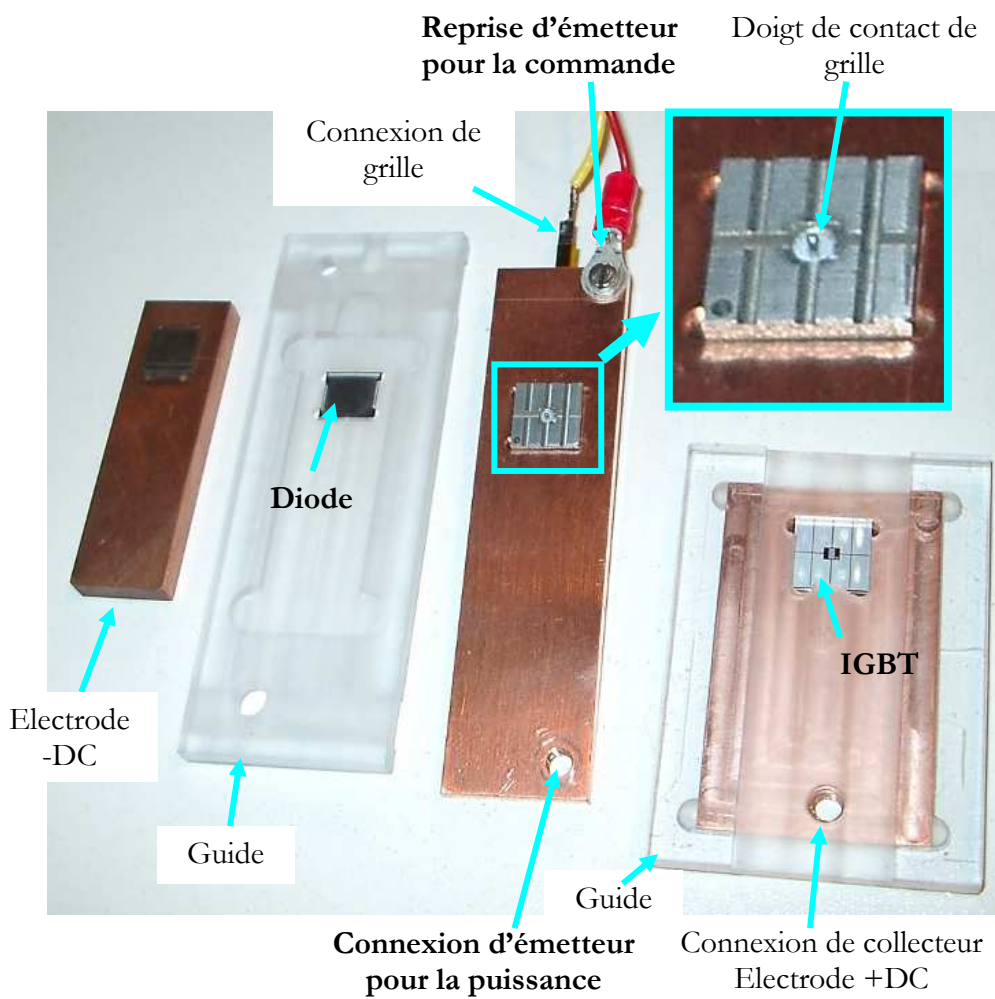


Fig. 4-10. Détails des pièces du module CoC

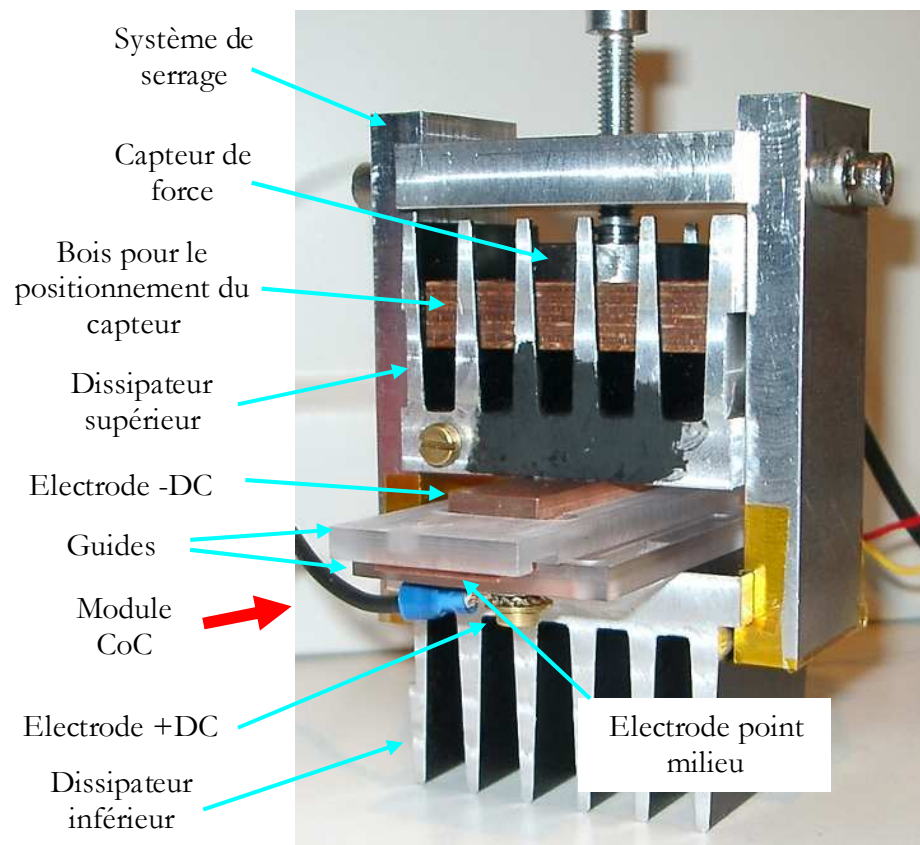


Fig. 4-11. Deuxième version du hacheur CoC

Forts de l'expérience du premier module et de tous les dispositifs mettant sous pression des composants de puissance que nous avons réalisés, cette deuxième version de hacheur CoC permet une phase d'assemblage sans la destruction mécanique des puces. Ce prérequis, tout en étant un objectif élémentaire pour pouvoir tester un module, n'en est pas moins pour nous une certaine avancée « technologique » qui a nécessité de nombreuses réflexions. Lors de la phase de mise au point nous avons vérifié, grâce à des films Pressurex, que la répartition de la pression se faisait correctement sur tout le composant pour la diode et sur tous les plots d'émetteur pour l'IGBT. La force de serrage choisie pour les essais de ce module est de 1000N, valeur qui garantit toujours une pression dans les ordres de grandeur des montages press-pack classiques.

Pour avoir le plus possible de paramètres observables et essayer d'analyser au mieux les sources de défaillance nous avons placé un thermocouple sous la plaque de cuivre constituant l'électrode +DC. De la même façon que la caméra infra rouge cela nous renseigne sur la stabilisation thermique d'un point de fonctionnement.

#### ***Remarque sur la mesure des grandeurs électriques***

Les grandeurs mesurées lors des essais sont la tension aux bornes de l'IGBT, le courant dans l'IGBT et le courant dans la charge. Comme nous le voyons sur la Fig. 4-12, le fait de

vouloir mesurer le courant dans l'IGBT nous oblige à éloigner du module la capacité de découplage et les points de connexion du bus DC. Cela a pour conséquence d'introduire des inductances parasites dans la maille de commutation mais c'est le seul moyen de pouvoir visualiser le courant dans l'IGBT. Nous nous sommes alors efforcés de minimiser la longueur de ces fils tout en autorisant une mesure de courant avec une sonde ou avec un tore. Par ailleurs la tension d'IGBT mesurée n'est pas la tension vraie aux bornes du composant étant donné que ce qui est mesuré comprend les électrodes massives en cuivre de part et d'autre de l'IGBT. Cela met en lumière la difficulté de mesurer la tension réelle aux bornes d'un composant alors que seule cette mesure pourrait démontrer expérimentalement la possible réduction des surtensions aux bornes du composant et donc la faiblesse des inductances parasites de la maille de commutation dans ce type d'assemblage. Nous avons prévu d'instrumenter le module pour pouvoir faire des mesures de tension directement sur les faces du composant, au moyen de doigts de contact similaires au doigt de contact de grille, mais les difficultés que nous avons rencontrées et que nous allons exposer ci-dessous nous ont empêchés de mener cela à son terme. Nous pouvons cependant estimer dans un premier temps, et au vu des très faibles valeurs d'inductances parasites introduites par la structure CoC (voir Chapitre I), que la mesure de tension que nous effectuons est assez proche de la tension aux bornes de l'IGBT.

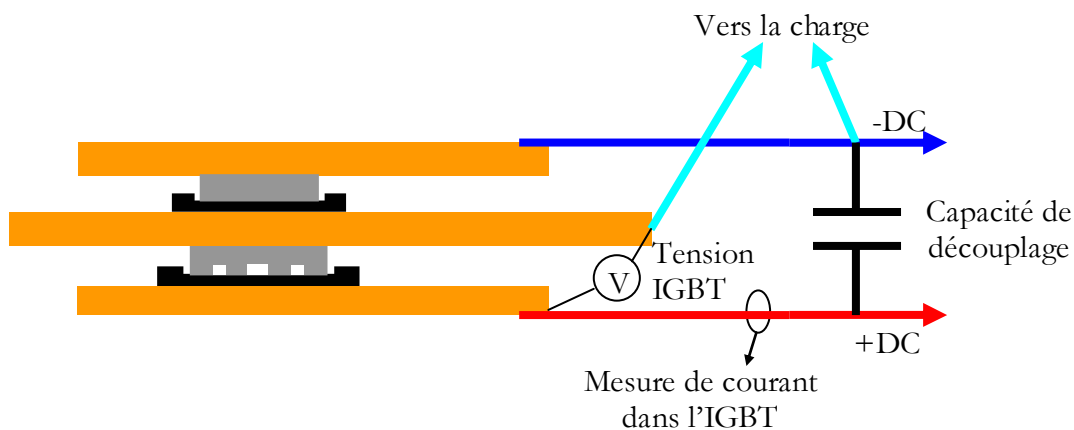


Fig. 4-12. Localisation des points de mesure sur le module CoC

#### 4.4.2. Tests préliminaires et problématique associée

##### 4.4.2.1. Constat d'une défaillance

A chaque mise en œuvre du module nous avons vérifié l'intégrité des puces pressées. Pour se faire nous avons tracé les caractéristiques en polarisation inverse de la diode et de l'IGBT grâce au traceur de caractéristiques utilisé précédemment dans le chapitre II. Cela nous permet de vérifier la tenue en tension du composant et de vérifier la valeur du courant de fuite lors d'une polarisation inverse et ainsi éviter de lancer des tests électriques avec des composants déjà défectueux.

Ces mesures préliminaires ont mis en évidence une problématique à ce jour non résolue. Lors de la mise sous pression des composants nous avons remarqué une perte quasi systématique de leur tenue en tension alors que les composants ne subissent pas de dégradation visible même au microscope. Il nous a alors fallu décomposer tous les stades de l'assemblage du module et vérifier à chaque étape, la tenue en tension du composant. Nous avons testé la diode seule, posée sur une semelle en cuivre. Dans un cas (Fig. 4-13) le contact en face avant se fait directement sur la métallisation à l'aide d'une pointe de mesure de type pointe Metrix positionnée à la main. Pour toutes les diodes nous constatons une très bonne tenue en tension. Dans un deuxième cas nous avons posé un plot métallique entre la métallisation et la pointe de mesure (Fig. 4-14), la pointe exerçant une légère pression sur le plot à la main. Nous avons remarqué la perte quasi systématique de la tenue en tension du composant et cela de façon irréversible. La modification des caractéristiques des composants est assez variable d'un composant à un autre, cela va de la perte de tenue en tension totale à tous les stades de dégradation avec une forte augmentation du courant de fuite. Le même constat a été fait avec des plots réalisés avec des métaux différents (Al, Cu, Mo) et de tailles différentes. En effet, nous voulions voir s'il n'y avait pas des effets dus à la trop grande proximité entre les périphéries en tension et les bords des plots. Mais les mêmes phénomènes ont été observés avec des plots plus petits. Enfin, des essais avec des plots dont les angles et les bords avaient été chanfreinés pour « adoucir » la géométrie en contact avec la métallisation n'ont pas donné de meilleurs résultats.

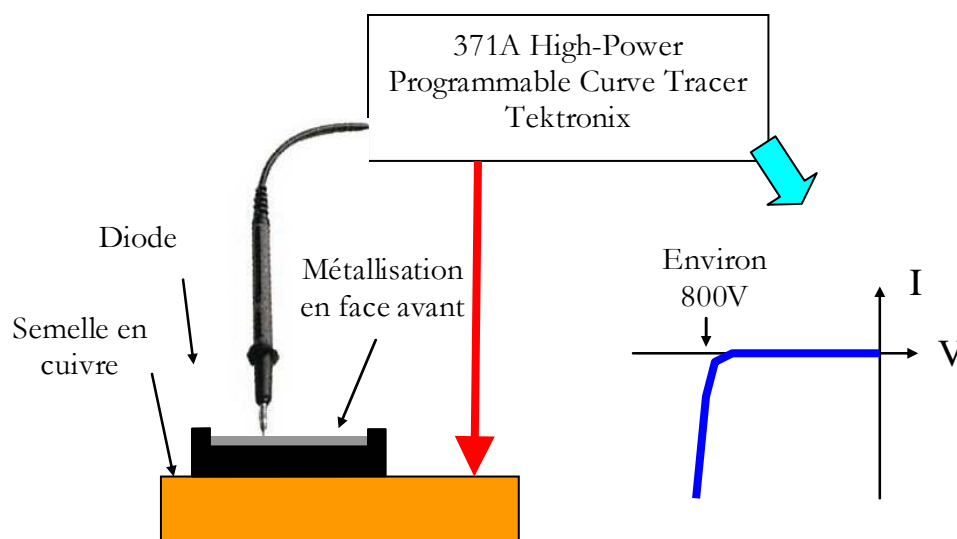


Fig. 4-13. Test de la diode posée sur une semelle en cuivre, mesure directe en face avant

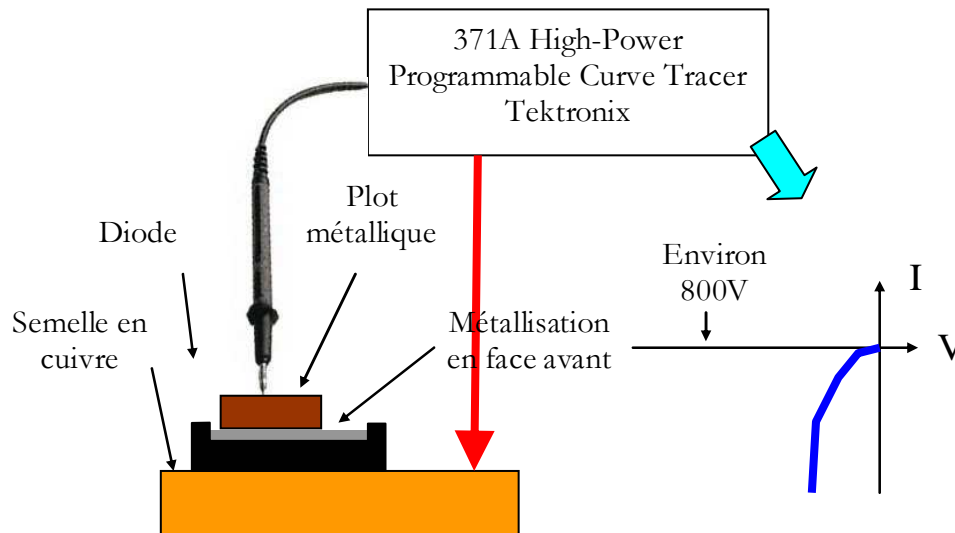


Fig. 4-14. Test de la diode posée sur une semelle en cuivre, mesure à travers un plot métallique posé sur la face avant

#### 4.4.2.2. Remarque concernant le premier module CoC

Ces observations sur la modification de la tenue en tension nous permettent de revoir les causes de la défaillance du premier module. Nous avons exclu la cause thermique alors qu'il est possible qu'une dégradation du comportement de la diode sous polarisation inverse avec une forte augmentation du courant de fuite ait provoqué l'augmentation des pertes dans le composant et donc un échauffement anormal entraînant sa destruction.

#### 4.4.2.3. Analyse des causes de la perte de tenue en tension

L'hypothèse la plus probable pour expliquer la modification du comportement des puces est que la métallisation en face avant de la diode est trop fine pour supporter une mise sous pression. Ces diodes ont en effet une épaisseur de métallisation de  $3.2\mu\text{m}$  alors que les composants en boîtier press-pack que nous avons analysés ont une métallisation d'épaisseur  $10\mu\text{m}$ . Nous avons alors supposé que la moindre impureté ou copeau métallique localisé entre le plot métallique et la métallisation venait dégrader l'état de surface de la diode lors de la mise sous pression et venait modifier l'état de la jonction. Rappelons que la jonction ne se trouve qu'à quelques  $\mu\text{m}$  de profondeur en partant de la face avant. C'est cette explication que nous trouvons la plus plausible même si cette hypothèse est mise à mal par quelques constats :

- les essais avec des métaux plus mous (Al) n'ont pas amélioré les choses.
- lors de l'essai avec la pointe posée directement sur la métallisation la pression exercée localement est colossale par rapport à la pression répartie en dessous du plot métallique. Et c'est pourtant le seul essai qui ne modifie pas la tenue en tension. Lors de l'observation de la métallisation au microscope nous voyons d'ailleurs nettement les rayures occasionnées par la pointe alors que le plot métallique ne laisse aucune trace visible. C'est sûrement le phénomène qui retient le plus notre attention et que nous avons beaucoup de mal à expliquer.

#### 4.4.2.4. Solutions envisagées

En supposant que le problème vienne effectivement de l'épaisseur de la métallisation, nous avons testé des mises en œuvre en introduisant des feuilles d'aluminium de 10 $\mu$ m entre la métallisation et le plot métallique. Cette solution nous a permis de presser quelques composants sans les dégrader mais n'a pas constitué la solution miracle.

Dans notre recherche de solution nous avons alors essayé d'augmenter l'épaisseur de la métallisation en réalisant une électrodéposition de cuivre sur des métallisations préalablement préparées par un dépôt d'or. Cette préparation préalable est indispensable pour permettre l'accroche du cuivre sur la métallisation. La réalisation de ces dépôts ayant occasionné la destruction de certaines puces, il nous restait un IGBT et trois diodes ayant une couche de cuivre de 30 $\mu$ m en face avant. Sur les trois diodes restantes une seule présentait une tenue en tension conforme mais lors de la première mise sous pression dans le montage la puce a perdu totalement sa tenue en tension. Par contre l'IGBT a pu être assemblé et présente une très bonne tenue en tension.

Finalement le dernier assemblage qui nous a permis d'obtenir les meilleurs résultats a la configuration suivante :

- un IGBT avec un dépôt de cuivre en face avant de 30 $\mu$ m. Les plots de l'électrode d'émetteur sont en aluminium. La face arrière est en contact direct avec du cuivre,
- une diode normale, le plot métallique de l'électrode en face avant est en molybdène avec une feuille d'aluminium de 10 $\mu$ m insérée entre la puce et le plot. La feuille d'aluminium ne recouvre pas toute la surface du plot pour éviter les problèmes à la périphérie du plot (présence de plis ou autre singularité qui pourrait agir sur la tenue en tension).

La tenue en tension des deux composants a été vérifiée avec le traceur avant fonctionnement et elle est la même qu'avant montage.

Comme nous le voyons, pour essayer de contourner le problème de la dégradation des performances des composants lors du montage nous avons testé beaucoup de combinaisons. La solution reposant sur l'électrodéposition semble prometteuse même si le nombre de composants testé est particulièrement faible. Sans avoir vraiment trouvé de solution nous avons pu nourrir une intuition qui est que la solution se trouve du côté de l'augmentation de l'épaisseur de la métallisation. Intuition appuyée pas l'analyse des composants existants. Une épaisseur importante de métallisation pourrait augmenter les valeurs de résistances thermiques et électriques de l'empilement total pressé. Cependant il est à prévoir qu'une telle augmentation est négligeable au regard des autres grandeurs de l'empilement. Elle pourrait également modifier le comportement thermomécanique en surface de la puce. Par ailleurs nous voyons apparaître ici pleinement tous les bénéfices que nous pouvons obtenir d'une conception couplée puce/package dans laquelle la puce est optimisée pour un certain type de prise de contact. Le champ d'exploration et les possibilités sont alors vastes pour trouver et optimiser le couple « géométrie d'électrode » / « métallisation de la puce » pour garantir à la fois la fiabilité, la qualité de l'interface et de la répartition du courant dans la puce comme cela a été évoqué dans le chapitre II.



### 4.4.3. Résultats expérimentaux

Les résultats qui suivent ont été obtenus avec le module décrit précédemment.

Nous avons fait deux séries de mesures. Une première série au cours de laquelle le courant dans la charge est augmenté sans attendre la stabilité thermique de module. Une deuxième série au cours de laquelle le courant a été augmenté progressivement en attendant la stabilité thermique à chaque étape.

#### 4.4.3.1. Augmentation progressive du courant sans stabilisation thermique

Cette série de mesure a pour objectif de tester la potentialité du module. Nous avons augmenté le courant par paliers, en procédant à une mise hors tension pour chaque changement de la valeur de la charge, et ce jusqu'à une valeur de courant qui nous a semblé raisonnable dans un premier temps. Nous avons alors atteint les conditions de fonctionnement suivantes : tension d'alimentation 400V, courant dans la charge 30A, fréquence de découpage 10kHz. Cela correspond à une puissance dissipée dans la charge d'environ 6kW. La Fig. 4-15 montre l'oscillogramme au blocage de l'IGBT. La carte de commande de l'IGBT à double résistance de grille (une pour l'amorçage et une pour le blocage) nous a permis de ralentir l'amorçage pour diminuer le pic de courant dans l'IGBT dû au courant de recouvrement de la diode. La croissance du courant à l'amorçage était alors d'environ  $750\text{A}/\mu\text{s}$ , valeur assez faible mais qui nous permettait de ne pas trop solliciter l'IGBT. La valeur de la résistance de grille pour le blocage a été laissée à sa valeur minimale, la vitesse de croissance de la tension au blocage est d'environ  $4\text{kV}/\mu\text{s}$ . Nous pouvons remarquer une surtension au blocage aux bornes de l'IGBT d'une trentaine de volts, soit environ 8% de la tension commutée. La mesure du courant dans l'IGBT a été réalisée avec un tore, c'est la raison pour laquelle elle est à valeur moyenne nulle.

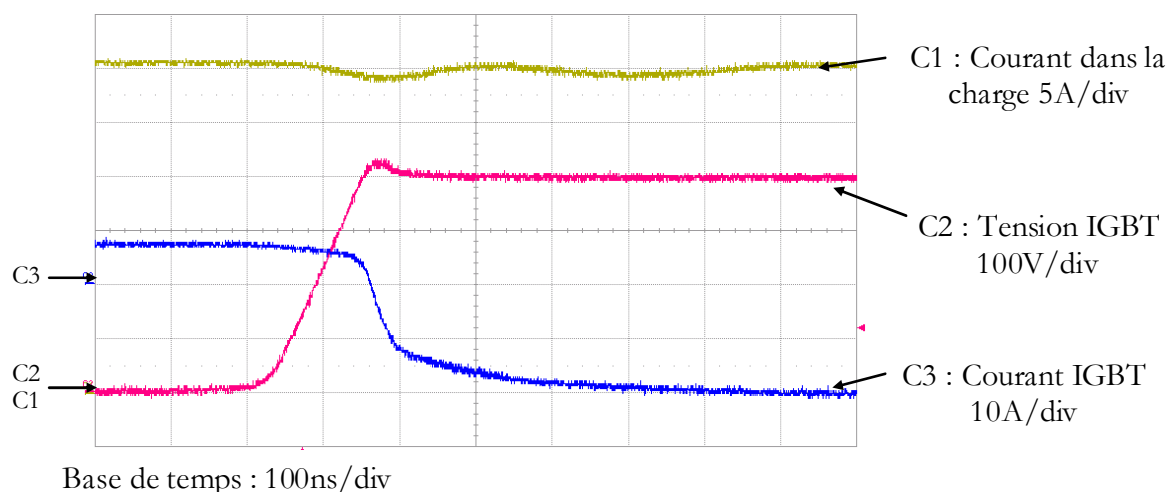


Fig. 4-15. Oscillogramme au blocage de l'IGBT

Nous avons réalisé deux fois cette croissance du courant à un jour d'intervalle, soit avec un vrai refroidissement du module entre deux séries sans dégradation des puces ni du module. Cela constitue un résultat tout à fait satisfaisant et c'était la première fois que nous atteignons ces performances deux fois de suite avec le même module.

#### 4.4.3.2. Augmentation progressive du courant avec stabilisation thermique

Cette deuxième série de mesure visait à observer le comportement du module lors de longues phases de fonctionnement. Nous avons augmenté le courant dans la charge par paliers mais en attendant la stabilité thermique du module entre chaque changement. La tension d'alimentation du hacheur était quand à elle fixée à 400V et la fréquence de découpage à 12,5kHz. La Fig. 4-16 montre l'évolution de la température de l'électrode inférieure de l'IGBT en fonction du courant.

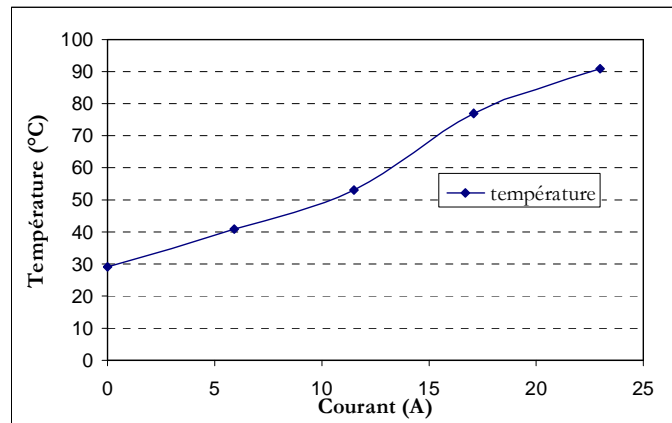


Fig. 4-16. Evolution de la température sur l'électrode inférieure de l'IGBT en fonction du courant

L'essai a été stoppé au bout de 20 minutes de fonctionnement dans les conditions suivantes : 23A 12,5kHz, 400V. La température était alors de 91°C mais la stabilité thermique non atteinte. Nous avons volontairement arrêté l'essai pour préserver le module.

### 4.5. Conclusions et perspectives

Plutôt que de retenir l'aspect quelque peu empirique qui nous a permis d'arriver à une certaine fiabilité du module, nous soulignerons à nouveau la nécessité d'explorer les interactions entre la métallisation de la puce et la prise de contact. Si le chapitre II a mis en lumière l'effet du contact sur la répartition du courant dans la puce, ce chapitre met en évidence la nécessité d'adapter la métallisation de la puce au contact pressé avant même de parler de fiabilité, mais déjà pour garantir la tenue en tension des composants. D'ailleurs, c'est avec une certaine frustration sur l'absence de justification de la perte de tenue en tension des composants lors de leur mise sous pression que nous refermerons ce chapitre.

Lors des différents essais de la deuxième version du hacheur CoC, il ne nous a pas semblé nécessaire de poursuivre au-delà des valeurs atteintes de niveaux de courant et de température, d'une part pour préserver les nerfs de l'expérimentateur mais surtout parce qu'il ne semblait pas utile de chercher à tout prix la destruction du module. Il est apparu que nous manquions de paramètres observables ou mesurables pour estimer le bon comportement du module et pouvoir estimer si nous nous approchions d'une zone de défaillance probable. La nécessité d'instrumenter le module pour pouvoir observer la température des puces lors du

fonctionnement du convertisseur semble une étape indispensable pour poursuivre l'analyse de ce type de package. Nous avons initié des réflexions dans ce sens, mais la tâche s'est révélée trop étendue à l'échelle de cette thèse. Par contre, les performances atteintes sans destruction, 30A dans la charge pour une puissance de 6kW, nous ont semblé entièrement satisfaisantes pour démontrer la validité et la potentialité du concept CoC.

---

## CONCLUSION GENERALE

Après avoir cherché à cerner toutes les contraintes qui conditionnent la réalisation d'un package de composants de puissance, ce travail de thèse nous a permis de faire émerger un nouveau concept que nous nous sommes efforcé de caractériser pour en définir, au mieux, les caractéristiques électrostatiques et électromagnétiques. La présentation et l'analyse du concept Chip-on-Chip, structure reposant sur l'empilement de puces de puissance, ont fait apparaître plusieurs bénéfices dont la suppression des capacités parasites de mode commun ou encore une réduction du rayonnement électromagnétique par rapport à une structure planaire traditionnelle. Nous avons alors montré comment un travail sur le composant de puissance lui-même, avec une remise en cause de la gestion planar de la terminaison en tension, permettrait de tirer tous les bénéfices de la structure CoC. Une telle évolution permet d'apercevoir des perspectives conceptuelles que nous avons évoquées, aussi bien au niveau de la cellule de commutation prise comme brique élémentaire de la conception de modules de puissance, qu'au niveau de la conversion polyphasée. Au cours de cette analyse nous avons montré tout l'intérêt qu'il y a à se rapprocher le plus possible d'une structure de type busbarre, et à terme, l'utilisation de composants de puissance à terminaison en tension verticale devrait permettre de loger les puces et finalement toute la partie active du convertisseur dans le busbarre. La réduction des inductances parasites et donc de la susceptibilité électromagnétique du module est alors maximale.

Au-delà du concept, ce travail de thèse s'est penché sur la mise en œuvre des modules de puissance avec les questions technologiques que cela implique. Notre choix d'une mise en œuvre par contact pressé nous a poussé à mener une caractérisation électrothermique des interfaces pressées. A partir de la mesure de la résistance électrique de contact, nous avons mis en évidence l'importance de la métallisation à la surface de la puce et des conséquences de la localisation des lieux de contact sur la répartition du courant dans la puce. Il est apparu que ce n'était pas la valeur en elle-même de la résistance électrique de contact qui constituait un point important mais qu'une répartition homogène du courant dans la puce passait soit par une augmentation de l'épaisseur de la métallisation soit par l'assurance de la bonne localisation des zones de contact.

Nos travaux de caractérisation thermique de l'interface pressée nous ont permis d'obtenir des résultats proches des données constructeurs, validant ainsi notre méthode expérimentale mais ne permettant pas une analyse fine des phénomènes en présence. L'impossibilité expérimentale de dissocier les deux faces d'une puce lors des mesures ne nous a pas permis d'atteindre l'objectif préalablement défini qui était de pouvoir trouver des matériaux

d'interface favorisant les échanges thermiques. Quelques réflexions et quelques tentatives nous ont permis de mettre en lumière la complexité d'une caractérisation thermique fine d'une interface pressée, balisant ainsi le chemin d'une perspective majeure de ce travail de thèse. Cette étude de caractérisation thermique de l'interface pressée est à poursuivre, notamment par le développement de méthodes de mesure adaptées à notre application. L'interface pressée entre une électrode métallique et la métallisation d'une puce semi-conductrice constitue en effet un cas très particulier de contact sous pression qui nécessite une mise en œuvre expérimentale et une analyse spécifique.

Enfin, la confrontation avec la réalité de la mise en œuvre de modules de puissance suivant le concept CoC a été riche en apprentissages et féconde en interrogations. Les caractéristiques électriques de fonctionnement que nous avons atteint (30A dans la charge pour une puissance de 6kW) lors de l'exploitation d'un module de puissance de type hacheur série ont démontré la solidité du concept CoC. Cependant, les difficultés de mise en œuvre garantissant la tenue en tension des composants soulignent la nécessité de procéder à une analyse des phénomènes mis en jeu dans le silicium et autour de la métallisation lors d'une prise de contact par pression. L'optimisation et l'adaptation des composants de puissances à ce type de mise en œuvre semblent indispensables. Cette problématique constitue une deuxième perspective majeure de ces travaux de thèse.

Ce travail de thèse s'est efforcé de démontrer la forte potentialité du concept Chip-on-Chip. La recherche de solutions innovantes pour le packaging de convertisseurs statiques nous a contraint à balayer un large spectre de problèmes technologiques. Quelques réponses ont été apportées, quelques points ont été approfondis, mais surtout cela a permis de baliser précisément le contour de cette problématique en faisant apparaître quelques points bloquants majeurs à résoudre maintenant pour tirer pleinement profit d'une telle approche.

Tentons maintenant de laisser libre court à notre imagination pour essayer de définir quelques unes de ces balises qui jalonnent le chemin qui reste à parcourir. Comme nous venons de l'évoquer et comme nous l'avons développé dans le chapitre 3, il s'agira dans un premier de temps de comprendre au mieux ce qui se joue à l'interface entre le silicium et la métallisation. Si la zone de tenue en tension à la périphérie du composant nécessite un soin particulier, l'interface Si/métal est apparemment un lieu clé de la tenue en tension du composant. Effectivement, ce travail de thèse laisse sentir la nécessité d'augmenter l'épaisseur de la métallisation, à la fois pour assurer la tenue en tension et pour garantir en épanouissement optimum du courant dans la puce. Alors, un travail empirique et expérimental, à l'image de ce que nous avons tenté, pourrait nous amener à trouver l'épaisseur minimum qui permettrait de satisfaire le cahier des charges d'un certain niveau de tension à bloquer. Cependant, cela ne ferait que masquer un phénomène non expliqué et incompris qui constitue un point réellement bloquant pour trouver des structures innovantes. L'analyse et le travail sur le composant semblent alors plus que jamais d'actualité et la conception couplée du composant lié à son package une démarche indispensable, même si cela doit passer par une remise à plat des principes de conception des puces de puissance. Une démarche de recherche

en rupture avec l'existant est peut-être nécessaire pour s'affranchir des points bloquants mis en évidence.

Nous pourrions évidemment contourner le problème en ayant recourt systématiquement à une autre méthode d'interconnexion en face avant des puces, comme les brasures à base de poudre d'argent ou à base de liaisons intermétalliques par exemple qui ne semblent pas poser de tels problèmes et qui présentent de bonnes caractéristiques électro-thermiques. Outre le fait que cela constituerait un échec intellectuel pour le chercheur, ce serait se priver d'une solution d'assemblage qui reste attrayante par sa simplicité. Une fois résolus ces quelques obstacles, et après avoir défini les métaux d'interface optimums d'un point de vue électro-thermique (à l'image du travail en cours dans le cadre de l'ANR Eclipse) le contact pressé est particulièrement séduisant pour permettre l'insertion des puces dans un busbarre, avec tous les bénéfices que cela peut comporter en terme de comportement électromagnétique. Le module pourrait être constitué d'un ensemble de plaques métalliques entre lesquelles seraient insérées les puces, l'ensemble étant maintenu en place par une résine ou un gel assurant à la fois la tenue mécanique de l'ensemble et la passivation entre les électrodes portées à des potentiels différents. Un système de commande sans contact, de type fibre optique ou couplage électromagnétique assurerait la commande des interrupteurs commandables intégrant commande rapprochée et récepteur optique, libérant ainsi d'énormes contraintes en terme de positionnement dans leur package des composants de puissance. La distance inter-électrode serait réduite à l'épaisseur de la puce minimisant ainsi l'épaisseur totale du module.

Au delà de ces perspectives, nous pouvons aussi entrevoir l'opportunité d'appliquer les résultats de ce travail de recherche aux nouveaux composants de puissance en SiC ou GaN dont les possibilités de montée en température et les besoins d'évacuation de la chaleur sont tout à fait nouveaux pour le domaine du package en électronique de puissance. L'échange double face, sur des zones présentant de forts niveaux d'épanouissement de la chaleur serait le bienvenu, tout comme un contact thermo-électrique fiable dans le temps même avec des températures de fonctionnement pouvant atteindre 400°C et plus.



---

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ABB02] ABB : *Recommendations regarding mechanical clamping of Press-pack High Power Semiconductors*. 2002. <http://search.abb.com/library/>
- [ABB10] <http://www.abb.com/semiconductors>
- [AKH98] M. Akhbari, N. Piette, J-L. Schanen. *Optimisation of Gate Circuit Layout to Suppress Power/Drive Interaction*. IEEE IAS 1998.
- [ALB08] I. Al Batta. *Etude et modélisation des prises de contact a la surface des composants de puissance*. Rapport de stage M2R G2Elab. 2008.
- [AMR05] R.Amro, J.Lutz, J.Rudzki, and al. : *Double-sided low-temperature joining technique for power cycling capability at high temperature*. IEEE European Conference on Power Electronics and Applications, September 2005.
- [ARN92] J. Arnould, P. Merle. *Dispositifs de l'électronique de puissance*. Vol. 1. Edition Hermès.
- [BAL87] B. Jayant Baliga. *Modern Power Devices*. Ed. Wiley&Sons.
- [BOS00] E.G.T. Bosch, C.J.M. Lasance. *Accurate Measurement of Interface Thermal Resistance by Means of a Transient Method*. SEMITHERM XVI, 2000, San Jose, pp. 167-173.
- [BOU98] A.S. Boutonnet. *Etude de la résistance thermique de contact à l'interface de solides déformables en frottement : application aux procédés de forgeage*. Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. 1998.
- [CAL05] J.N.Calata, J.G.Bai, X.Liu, S.Wen, G.Q.Lu. *Three-Dimensional Packaging for power semiconductor Devices and modules*. IEEE Transactions on Advanced Packaging. 2005. vol. 28, no. 3, pp. 404-413, August.
- [CHE05] Rengang Chen, F.Canales, Bo Yang, J.D.Van Wyk. *Volumetric optimal design of passive integrated power electronics module (IPEM) for distributed power system (DPS) front-end DC/DC converter*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Vol.41, Jan.-Feb. 2005 Page(s):9 – 17.



- [CHE06] Y. Chen, X. Cheng, Y. Liu, Y. Fu, T. X. Wu, and Z. J. Shen. *Modeling and Analysis of Metal Interconnect Resistance of Power MOSFETs with Ultra Low On-Resistance*. Proceedings of The 18th ISPSD 2006, p81-84.
- [CIA02] M.Ciappa. *Selected failure mechanisms of modern power modules*. Microelectronics Reliability, vol. 42, no. 4, pp. 653–667, April 2002.
- [CUL02] J.R. Culham, P. Teertstra, I. Savijaf and M.M. Yovanovich: *Design, assembly and commissioning of a test apparatus for characterizing thermal interface materials*. 2002 Inter Society Conference on Thermal Phenomenal.
- [DEM06] R. De Maglie, G. Lourdel, P. Austin, J.-M. Dienot, J.-L. Schanen, J.-L. Sanchez. *Use of Accurate Chip Level Modeling and Analysis of a Power Module to establish Reliability Rules*. IEEE ISIE 2006.
- [FEC94] L. Féchant. *Le contact électrique : l'appareillage de connexion*. Coll. SEE. 1994.
- [FEC96] L. Féchant. *Le contact électrique: Phénomènes physiques et matériaux*. Vol 2. Coll. SEE. 1996.
- [FER05] H. Feral. *Modélisation des couplages électrothermo-fluidiques des composants en boîtier press-pack. Application à l'Integrated Gate Commutated Thyristor 4,5kV - 4kA*. Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. 2005.
- [FOR07] F.Forest, T.A.Meynard, E.Labouré, V.Costan, E.Sarraute, A.Cunière, T.Martiré. *Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N°. 3, 2007.
- [FRA01] Fraunhofer IZM Research Activities  
<http://www.izm.fraunhofer.de/EN/abteilungen/siit/technology/interconnection/chipmontage/power.jsp>
- [FLE90] L.S. Fletcher. *A Review of Thermal Enhancement Techniques for Electronic Systems*. IEEE Transactions on Components, Hybrids and Manufacturing Technology, Vol. 13, N°4, 1990.
- [GHI05] D.Ghizoni, R.Burgos, G.Francis, X.Ma, J.Guo, L.Solero, F.Wang, D.Boroyevich, D.A.Cartes. *Design and Evaluation of a 33-kW PEBB Module for Distributed Power Electronics Conversion Systems*. PESC'05. IEEE 36th. 2005 Page(s):530 – 536.
- [GIL00] C. Gillot. *Etude et réalisation d'une fonction interrupteur en technologie hybride à haute intégration*. Thèse de L'Institut National Polytechnique de Grenoble. 2000.
- [HAS04] K.Hase, G.Lefranc, M.Zellner, T.Licht. *A Solder Bumping Interconnect Technology for High-Power Devices*. IEEE PESC 2004.

- [IEC99] International Standard IEC 60191-2, *Mechanical standardization of semiconductor devices – Part 2: dimensions*.
- [INF08] Datasheet Infineon. *Module IGBT 600V/600A FD600R06ME3\_S2*. 2008.
- [INF09] Brochure Infineon : *Solutions for industrial drives*. 2009.  
[www.infineon.com/powersemiconductors](http://www.infineon.com/powersemiconductors)
- [INR08] INRETS, Pôle de recherche Laboratoire de Technologies Nouvelles.  
<http://www.inrets.fr/ur/ltn/poles/energie/pdderdsidp.htm>
- [ISH06] Masayasu Ishiko, Masanori Usui, Takashi Ohuchi, Mikio Shirai: *Design concept for wire-bonding reliability improvement by optimizing position in power devices*. *Microelectronics Journal* 37 (2006) 262-268.
- [JOH07] C.M.Johnson, C.Buttay et. al. *Compact Double-Side Liquid-Impingement-Cooled Integrated Power Electronic Module*. ISPSD 2007.
- [KOG03] L. Kogut, K. Komvopoulos. *Electrical contact resistance theory for conductive rough surfaces*. *Journal of Applied Physics*. Vol 94, n°5, 2003.
- [LAC64] A. Lacam, M. Lallemand. *Influence de la pression sur la conductivité électrique des solides*. *Journal de Physique*, Tome 25, 1964, p.402.
- [LAG06] P. Lagonotte, Y.Eichenlaub. “Réseaux électrocinétiques et algèbre linéaire (notions fondamentales)”. I.U.T. de Poitiers, Département GEII 2006.
- [LAR96] M. Lardellier. *Contribution à l'étude des perturbations électromagnétiques générées par des convertisseurs à liaison directes*. Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. 1996.
- [LAS96] C.J.M. Lasance, C. Lacaze. *A Transient Method for the Accurate Measurement of Interface Thermal Resistance*. SEMITHERM XII, 1996, Austin, pp.43-45.
- [LEC94] Jacques LECLERCQ. *Électronique de puissance, Éléments de technologie*. Techniques de l'Ingénieur D 3220. 1994.
- [LEF04] S. Lefebvre, F. Miserey. *Composants à semi-conducteurs pour l'électronique de puissance*. Ed. Lavoisier.
- [LET00] P. Leturcq. *Tenue en tension des semi-conducteurs de puissance*. Techniques de l'ingénieur D3104.
- [LIU00] X. Liu, G.Q. Lu. *Power Chip Interconnection: From Wirebonding to Area Bonding*. *International Journal of Microcircuits and Electronic Packaging*, Vol.23, N°4, 2000.

- [LOU05] G. Lourdel. *Méthodologie et outils de calcul numérique pour la prise en compte de la compatibilité électromagnétique des nouveaux prototypes de circuits intégrés de puissance*. Thèse de l'Université Toulouse III – Paul Sabatier. 2005.
- [LUA08] Q.H.Luan, V.Bley, T.Lebey, B.Schlegel, L.Ménager. *Nano Copper Wires Interconnection for Three – Dimensional Integration in Power Electronics*. IEEE PESC 2008.
- [MAD96] C. V. Madhusudana. *Thermal Contact conductance*. Springer-Verlag New York. 1996.
- [MAR07] C. Martin, J.L. Schanen, J.M. Guichon, R. Pasterczyk. *Electromagnetic Coupling an Current Distribution Inside a Power Module*. IEEE Transaction on Industry Applications. 2007, Vol.43, N°4.
- [MEN06] L.Ménager, C.Martin, B.Allard, V.Bley : *Industrial and lab-scale power module technologies : A review*. IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32<sup>nd</sup> Annual Conference on Volume, Issue, 6-10 Nov. 2006 Page(s):2426 – 2431.
- [MEN08] L. Ménager. *Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissance en 3D*. Thèse de L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. 2008.
- [MER96] F. Merienne, J. Roudet. *Interaction puissance-commande au sein des convertisseurs statiques*. Journal de Physique. III France 6 (1996) 735-755.
- [NGU09] Vh.Nguyen, P.Castelan, Z. Khatir, T. Lebey and al.. *Fabrication of bottom die substrate solderless interconnection based on nano copper wires*. EPE 2009
- [OLE09] K. Olesen, R. Bredtmann, R. Eisele, F. Osterwald. "Power under the hood" *Increasing power density of inverters with a novel 3D-approach*. APE 2009.
- [PET88] G.P. Peterson, L.S. Fletcher. *Thermal Contact Conductance in the Presence of ThinMetal Foils*. AIAA Paper 88-0466, Jan. 1988.
- [REN02] M. Rencz, V. Stkely, G. Farkas, B. Courtois. *Measuring Interface Thermal Resistance Values by Transient Testing*. International Society Conference on Thermal Phenomenal. 2002.
- [SAV03] I. Savija, J.R. Culham, M.M. Yovanovich, E.E. Marotta. *Review of Thermal Conductance Models for Joints Incorporating Enhancement Materials*. Journal of Thermophysics and Heat Transfer. Vol. 17, No. 1, January–March 2003.
- [SCH05] O.Schilling, and al. : *Properties of a New PrimePACK™ IGBT Module Concept for Optimized Electrical and Thermal Interconnection to a Modern Converter Environment*. PCIM Europe 2005.
- [SCH08] M.Schneider-Ramelow, T.Baumann, E.Hoene. *Design and assembly of power semiconductors with double-sided water cooling*. CIPS 2008.

- [TAY87] Paul D. Taylor. *Thyristor design and realization*. John Wiley & Sons 1987.
- [THO09] B. Thollin. *Packaging des composants actifs de puissance: caractérisation thermique des interfaces faiblement pressées*. Rapport de stage M2R G2Elab. 2009.
- [TOH97] K. C. Toh and K. K. Ng: *Thermal Contact Conductance of Typical Interfaces in Electronic Packages Under Low Contact Pressures*. Electronic Packaging Technology Conference, 8-10 Oct 1997 Page(s):130 – 135.
- [VAG07] E. Vagnon. *Conception et caractérisation électro-thermique de fonctions d'encapsulation pour composants actifs double-face*. M2R G2Elab, UJF-Grenoble INP, 2007.
- [WAH03] S.M.S. Wahid et C.V. Madhusudana: *Thermal contact conductance: effect of overloading and load cycling*, International Journal of Heat and Mass Transfer 46 (2003) 4139–4143.
- [WEN99] S. Wen. *Thermal and thermo-mechanical analysis of wire bond vs three dimensionally packages power electronics modules*. Master's Thesis of Virginia Polytechnic Institute. 1999.
- [WIL06] Jim Wilson, *Thermal Conductivity of Solders*, Electronics Cooling 2006.
- [XIN98] K.Xing, F.C.Lee, D.Boroyevich. *Extraction of parasitics within wirebond IGBT modules*. Proceedings Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'98. On page(s): 497-503.
- [YOV97] M. M. Yovanovich, J. R. Culham and P. Teertstra: *Calculating interface resistance*. Electronics Cooling. Mai 1997.
- [YOV05] M. Michael Yovanovich : *Four Decades of Research on Thermal Contact, Gap, and Joint Resistance in Microelectronics*, IEEE transactions on components and packaging technologies , vol. 28, no. 2, june 2005.

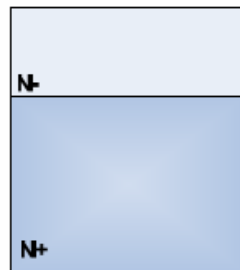


## Annexe A

# Cheminement technologique des diodes de puissance à Tenue en Tension Verticale

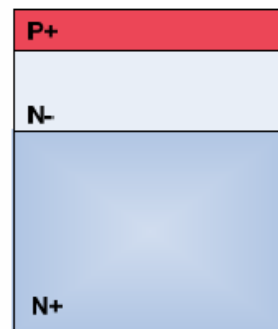
**Etape : 1** | Préparation du substrat

- Nettoyage



**Etape : 2** | Implantation P+

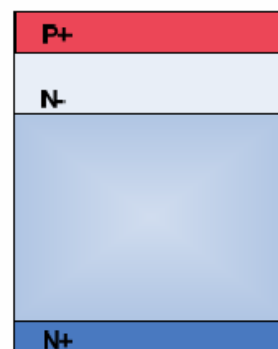
- Implantation Bore



**Etape : 3** | Diffusion thermique P+

**Etape : 4** | Implantation N+

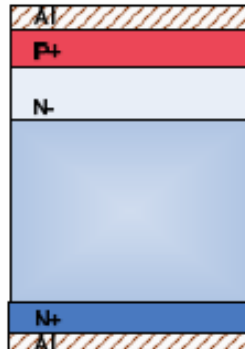
- Implantation Phosphore



Etape : 5	Diffusion thermique N+
-----------	------------------------

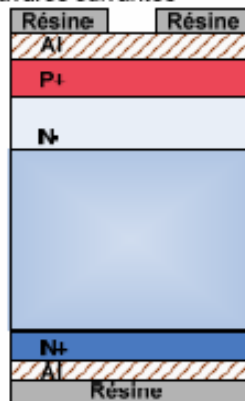
Etape : 6	Dépôt Al
-----------	----------

- Dépôt métal face avant et face arrière



Etape : 6	Photolithographie
-----------	-------------------

- Pour définir les régions des gravures suivantes

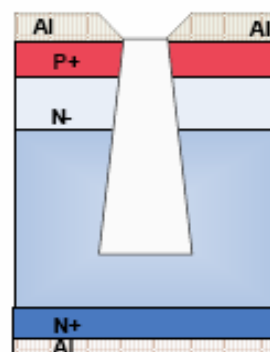


Etape : 7	Gravure Al
-----------	------------

- Suppression du métal aux endroits où l'on va faire des tranchées profondes

Etape : 8	DRIE
-----------	------

- Profondeur des tranchées profondes après la DRIE ~ 80µm



## Annexe B

### Remplissage de la matrice conductance G

P.Lagonotte et Y.Eichenlaub nous proposent dans [LAG06] une méthode systématique de remplissage de la matrice de conductance d'un réseau maillé. Après avoir rappelé cette méthode nous présenterons comment nous l'avons appliquée à notre étude.

#### 1. La matrice des conductances [G]

Considérons un réseau électrique maillé constitué d'éléments de conductances constantes comme présenté Fig. 1-1, et supposons que l'on injecte en l'un des noeuds nommé *i* un courant  $I_i$ . Les courants à deux indices correspondent aux courants qui traversent les conductances du réseau, alors que les courants à un seul indice correspondent aux courants injectés de l'extérieur du réseau.

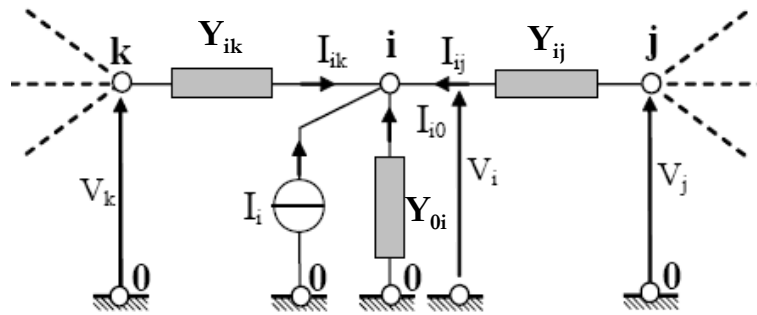


Fig. 1-1. Nœuds et branches d'un réseau maillé de conductances

La loi des noeuds appliquée au noeud *i* s'écrit alors:

$$I_i + I_{i0} + I_{ij} + I_{ik} = 0 \quad \text{Eq. 11}$$

soit :

$$I_i = Y_{0i}V_i + Y_{ij}(V_i - V_j) + Y_{ik}(V_i - V_k) = (Y_{0i} + Y_{ij} + Y_{ik})V_i - Y_{ij}V_j - Y_{ik}V_k \quad \text{Eq. 12}$$

Si l'on considère maintenant un réseau plus général, constitué également de conductances constantes, si l'on note  $Y_{ij}$  (ou bien  $Y_{ji}$ ) la conductance entre deux noeuds *i* et *j* quelconques, et si l'on injecte en chaque noeud  $i \geq 1$  un courant noté  $I_i$ , la loi des noeuds appliquée au noeud *i* s'écrit:

$$I_i = \sum_{j \neq i} Y_{ij}(V_i - V_j) \quad \text{Eq. 13}$$

soit encore, pour tout  $i \geq 1$  :

$$I_i = V_i \left( \sum_{j \neq i} Y_{ij} \right) - \sum_{j \neq i} V_j \cdot Y_{ij} \quad \text{Eq. 14}$$



Notons  $[I]$  la matrice colonne des courants injectés aux noeuds (pour  $i \geq 1$ ), et  $[V]$  la matrice colonne des potentiels aux noeuds (pour  $i \geq 1$ ). Toutes les Eq.14 correspondent exactement à l'unique équation matricielle :

$$[I] = [G] [V] \quad \text{Eq. 15}$$

où  $[G]$  est la **matrice des conductances**, définie par :

les termes diagonaux sont égaux à la somme des conductances reliées au noeud  $i$  :

$$G_{ii} = \sum_j Y_{ij} \quad \text{Eq. 16}$$

Les termes non diagonaux valent l'opposé de la conductance reliant le noeud  $i$  au noeud  $j$  :

$$G_{ij} = -Y_{ij} \quad \text{Eq. 17}$$

La matrice  $[G]$  se construit très simplement, même pour des réseaux maillés de très grandes tailles, en disposant de la liste des composants et de leurs deux noeuds de rattachement.

Nous pouvons noter plusieurs particularités de la matrice  $[G]$  :

- les termes diagonaux ( $G_{ii}$ ) sont tous positifs ;
- les termes non diagonaux sont tous négatifs ou nuls ;
- la matrice est symétrique ( $G_{ij} = G_{ji}$ ) ;
- pour les grands réseaux, la plupart des termes non diagonaux sont nuls : la matrice est dite "creuse".

## 2. Calcul des résistances du maillage de la métallisation d'une diode

Regardons maintenant comment est remplie la matrice  $[G]$  dans le cas de la modélisation de la métallisation d'une puce.

Deux cas peuvent se présenter suivant la façon de modéliser la métallisation.

### 2.1. Cas n°1

Comme nous le voyons sur la Fig. 2-1, le premier maillage possible consiste en un quadrillage de résistances dont les limites externes vont jusqu'au bord de la métallisation. Nous définissons alors les résistances  $R_c$  qui forment le contour du quadrillage et  $R_i$  les autres. Si  $e$  est l'épaisseur de la métallisation et  $\rho$  sa résistivité, il est possible de calculer  $R_c$  et  $R_i$ . Alors on obtient:

$$R_e = \rho \frac{dy}{\frac{dx}{2} \cdot e} \quad \text{et} \quad R_i = \rho \frac{dy}{dx \cdot 2} \quad \text{Eq. 18}$$

Mais comme le quadrillage est carré  $dy = dx$ .

Alors 
$$R_e = \frac{2\rho}{e} \quad \text{et} \quad R_i = \frac{\rho}{e} \quad \text{Eq. 19}$$

Soit 
$$R_e = 2.R_i \quad \text{Eq. 20}$$

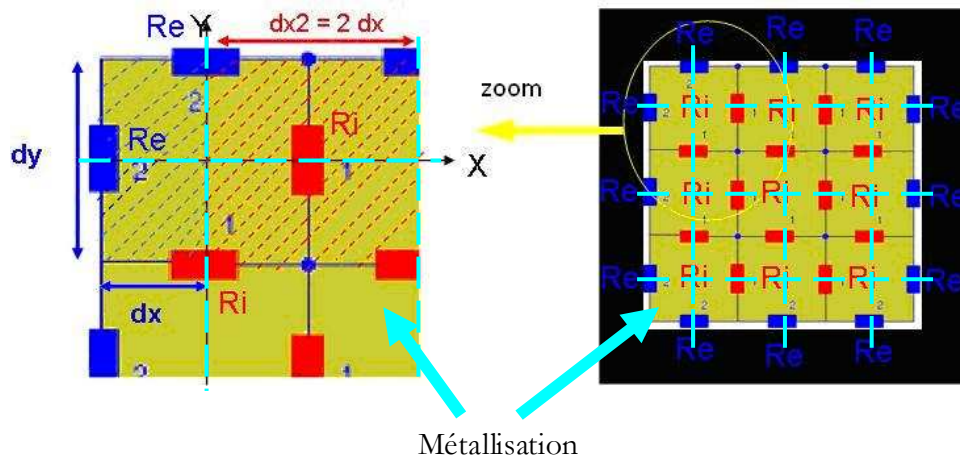


Fig. 2-1. Premier maillage possible de la métallisation

## 2.2. Cas n°2

Dans ce cas le quadrillage de la métallisation est réalisé de façon à ce que toutes les résistances du maillage correspondent à la même surface de métallisation (Fig. 2-2). Nous aurons alors dans ce cas :

$$R_e = R_i \quad \text{Eq. 21}$$

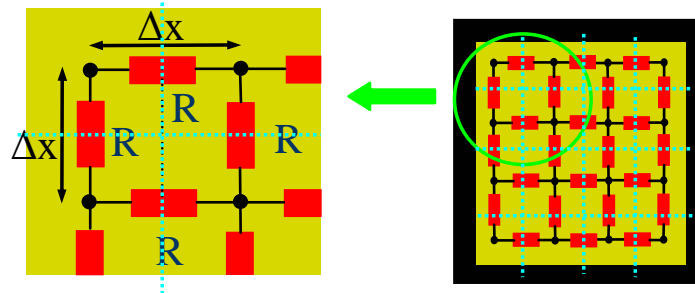


Fig. 2-2. Deuxième maillage possible de la métallisation

### 3. Remplissage de [G] dans notre application

Nous avons vu que  $R_c$  et  $R_i$  ne dépendaient pas des dimensions du maillage mais seulement des caractéristiques physiques de la métallisation (épaisseur et résistivité). Nous obtiendrons alors une nouvelle équation à partir de l'Eq.15 de la forme :

$$I = \frac{e}{\rho} \cdot G \cdot V \text{ avec } G \text{ une matrice de coefficients.}$$

La Fig. 3-1 montre un exemple de remplissage de la matrice G en appliquant la méthode de remplissage du paragraphe 1 dans le cas d'une discrétisation de la métallisation de type n°1.

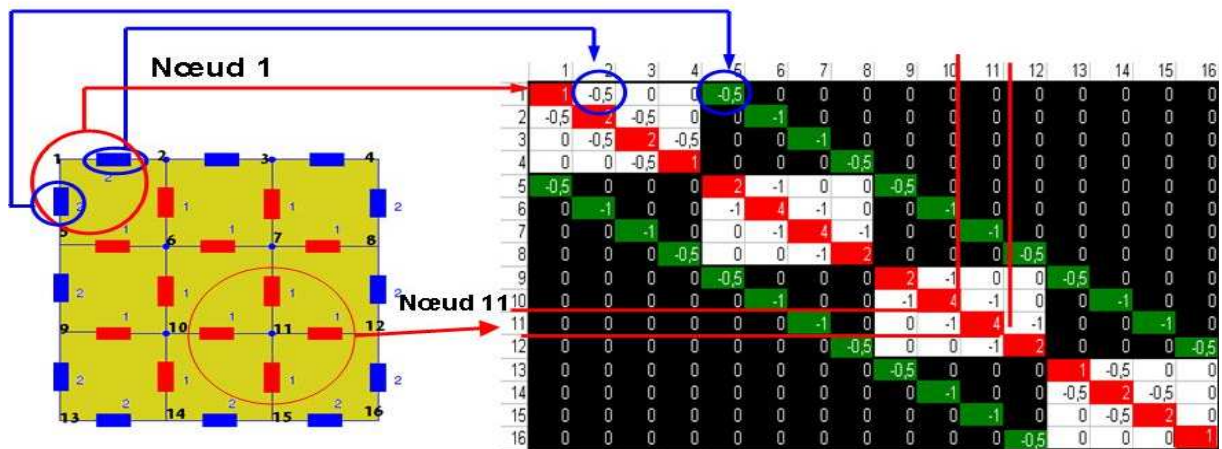


Fig. 3-1. Remplissage de la matrice G

## Annexe C

### Modèle VHDL-AMS de la diode

-- Modèle VHDL-AMS d'une Diode de puissance PNuN (valeurs par défaut : 600V, 100A)  
-- Modèle compact pour simulation comportementale et conception  
-- Modèle non valable pour l'étude des commutations et ne prenant pas en compte la température  
-- Un travail de modélisation et programmation "GIPSi Team" - G2ELab - Auteur JC Crébier.

```
LIBRARY ieee;  
LIBRARY physic_sc;  
USE ieee.math_real.ALL;  
USE ieee.electrical_systems.ALL;  
USE physic_sc.ALL;
```

```
ENTITY Diode_PNuN IS  
  GENERIC (  
    --Circuit
```

```
    V0 : REAL :=600.0;           -- Tension Maximale commutée en  
    I0 : REAL :=100.0;         -- Courant Maximal commuté en A
```

```
--Dopages
```

```
    Na : REAL := 5.0e+17;       -- Dopage Anode (région P-) en atome/cm3  
    Nd : REAL := 2.0e+14;       -- Dopage Zone centrale Nu en atome/cm3  
    Nd2 : REAL := 5.0e+19;      -- Dopage Cathode (région N+) en atome/cm3
```

```
--Paramètres géométriques
```

```
    Surf : REAL := 1.0;         -- Surface active de la diode en cm2  
    W_Na : REAL := 3.0e-4;      -- Largeur de l'anode en cm  
    W_Nd : REAL :=40.0e-4;      -- Largeur de la zone de tenue en tension (ZTT)  
                                en cm
```

```
--Paramètres physiques
```

```
    Dn : REAL := 10.0;         -- Coefficient de diffusion des électrons dans l'anode  
                                (région P)  
    Dp : REAL := 10.0;         -- Coefficient de diffusion des trous dans la ZTT  
                                (région Nu)  
    Dn2 : REAL := 15.0;        -- Coefficient de diffusion des électrons dans la ZTT  
                                (région Nu)  
    Dp2 : REAL := 2.0;         -- Coefficient de diffusion des trous dans la
```

```

cathode (région N+)
To_n : REAL := 1.0e-8;      -- Durée de vie des électrons dans l'anode en s
To_p : REAL := 2.0e-8;      -- Durée de vie des trous dans la ZTT en s
To_n2 : REAL := 2.0e-8;     -- Durée de vie des électrons dans la ZTT en s
To_p2 : REAL := 1.0e-9;     -- Durée de vie des trous dans la cathode en s
Mun : REAL := 1000.0;       -- Mobilité des électrons dans la ZTT
Mup : REAL := 300.0         -- Mobilité des électrons dans la ZTT

);

PORT (
    TERMINAL A,K : ELECTRICAL
);

END ENTITY Diode_PNuN;

ARCHITECTURE diode_pnun_V2 OF diode_pnun IS

    -- Calcul des constantes

    CONSTANT Uth : REAL := 26.0e-3;      -- Potentiel thermique en V
    CONSTANT ni2 : REAL := 2.0e+20;      -- Concentration intrinsèque au carré en
                                           (a/cm^3)^2
    CONSTANT Ln : REAL := (To_n*Dn)**0.5; -- Longueur de diff des e dans
                                           l'anode en (cm)
    CONSTANT Lp : REAL := (To_p*Dp)**0.5; -- Longueur de diff des t dans la
                                           ZTT en (cm)
    CONSTANT Ln2 : REAL := (To_n2*Dn2)**0.5; -- Longueur de diff des e dans la
                                           ZTT en (cm)
    CONSTANT Lp2 : REAL := (To_p2*Dp2)**0.5; -- Longueur de diff des t dans la
                                           cathode en (cm)
    CONSTANT Vd1 : REAL := Uth*log(Na*Nd/ni2); -- Barrière de potentiel
                                           jonction P Nu en (V)
    CONSTANT Vd2 : REAL := Uth*log(Nd2/Nd);    -- Barrière de potentiel
                                           jonction Nu N+ en (V)
    CONSTANT npo : REAL := ni2/Na;            -- e minoritaires à l'équilibre dans l'A
    CONSTANT pno : REAL := ni2/Nd;            -- t minoritaires à l'équilibre dans l'ZTT

    QUANTITY vd ACROSS id THROUGH A TO K;
    QUANTITY Vf1 : REAL;
    QUANTITY Vr : REAL;
    QUANTITY pnm : REAL;

BEGIN
id==Surf*(q*Dn*(Nd+pnm)*2.718**(-(Vd1-
    Uth*log((pnm+pno)/pno))/Uth)/Ln+(q*pnm*W_Nd/To_p)*1.2);
Vd==Uth*log((pnm+pno)/pno)+W_Nd*id/(Surf*q*(Nd+pnm)*(Mun+Mup));
Vf1==Uth*log((pnm+pno)/pno);

END ARCHITECTURE diode_pnun_V2;

```

## Annexe D

### Phénomènes latéraux de diffusion et de conduction entre diodes élémentaires

Nous allons présenter dans cette annexe la façon dont nous avons estimé les courants qui pourraient circuler entre deux diodes élémentaires situées côte à côte dans notre modèle discrétisé.

Les diodes élémentaires sont modélisées par une équation de la forme  $V_d = V_j + R_{on} \cdot I_d$ . Chaque terme dépend de la concentration en porteurs et donc de la densité de courant.  $V_j$  représente la tension de polarisation de la jonction PN et  $R_{on}$  traduit la chute de tension à l'état passant. Avec le modèle présenté dans l'annexe précédente nous obtenons par exemple un point de fonctionnement suivant :  $I_d = 100A$ ,  $R_{on} = 6.85m\Omega$ ,  $V_j = 0.565V$  et  $V_d = 1.25V$ .

Le courant dans une diode est la combinaison d'un courant de diffusion du à des gradients de concentration de porteurs et d'un courant de conduction du à la présence d'un champ électrique. Sur La Fig. 1-1 nous voyons deux diodes élémentaires représentées pas leur modèle électrique. Nous allons exprimer les courants de conduction et de diffusion prenant en compte nos modèles

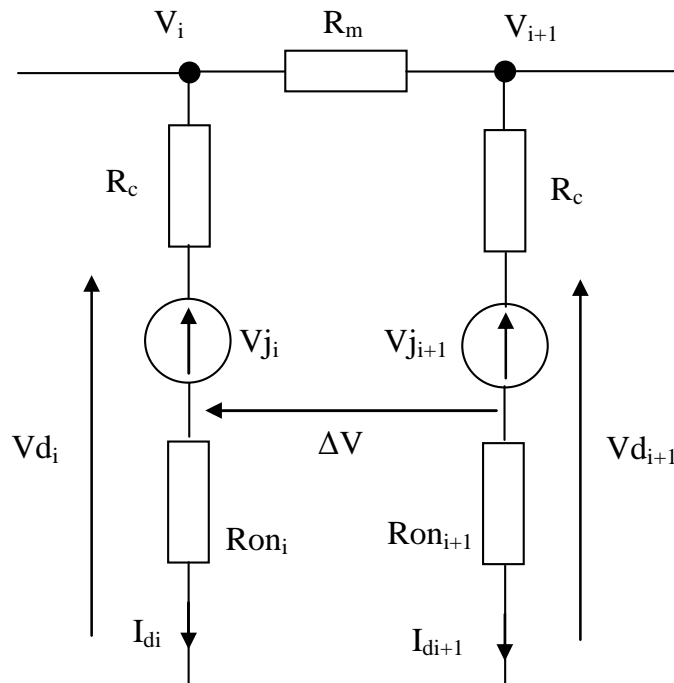


Fig. 1-1. Représentation de deux diodes élémentaires côte à côte

**Courants de diffusion**

L'expression générale d'un courant de diffusion est la suivante :

$$I_{diff} = S \cdot q \cdot (D_n \cdot \frac{dn}{dx} - D_p \cdot \frac{dp}{dx}) \quad \text{Eq. 1}$$

Avec :

- $dn$  différentiel de concentration d'électrons entre la diode  $i$  et la diode  $i+1$ ,
- $dp$  correspond au différentiel de concentration de trous,
- $dx$  distance entre les deux diodes,
- $D_n$  coefficient de diffusion des électrons dans l'anode (région Nu),
- $D_p$  coefficient de diffusion des trous dans la ZTT (région Nu),
- $q$  charge de l'électron,
- $S$  surface latérale prise en compte pour les calculs de courants (Fig. 1-2).

Si nous considérons que l'évolution des concentrations est linéaire entre les deux diodes alors il est possible d'écrire  $dn/dx = \Delta n / \Delta x$  et  $dp/dx = \Delta p / \Delta x$ . Par ailleurs, nous n'avons pris en compte dans un premier temps que la contribution due aux électrons, les concentrations  $n$  et  $p$  ayant les mêmes profils, cela constitue une majoration du courant de diffusion. Mais les simulations ayant toutes montré que les courants latéraux étaient beaucoup plus petits que le courant principal (<0.01%), nous avons gardé cette approximation.

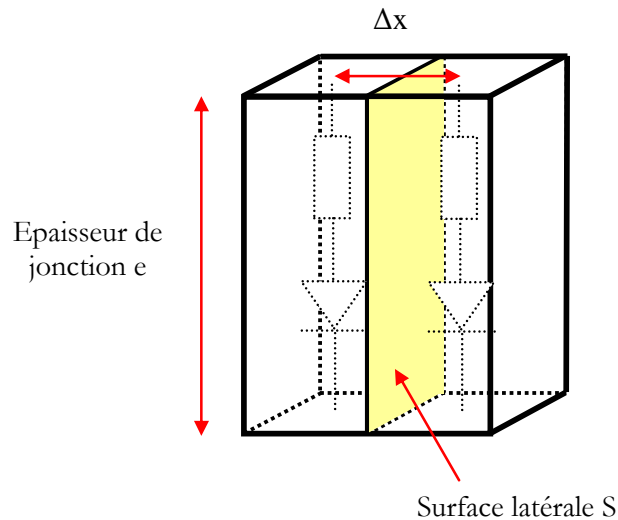


Fig. 1-2. Vue en 3D de 2 diodes élémentaires

Avec les simplifications évoquées précédemment l'Eq.1 nous donne une nouvelle équation des courants de diffusion :

$$I_{diff} = S \cdot q \cdot D_n \cdot \frac{\Delta n}{\Delta x} \quad \text{Eq. 2}$$

Avec  $\Delta n = n_i - n_{i+1}$

### Calcul de la surface latérale $S$

$S$  = épaisseur de la jonction \* côté d'un tube

Soit  $S = e. \Delta x$

Par ailleurs si  $L$  est la valeur d'un côté de la zone active de la diode de puissance considérée, alors :

$\Delta x = L/i$  avec  $i$  le nombre d'éléments de la discrétisation.

### Courants de conduction

L'expression générale d'un courant de conduction est :

$$I_{cond} = S.q.(p.\mu_p + n.\mu_n).E \quad \text{Eq. 3}$$

Dans l'Eq.3  $\mu_n$  et  $\mu_p$  représentent la mobilité des porteurs.

Le niveau de forte injection de porteurs nous autorise à écrire  $p=n$ . La valeur de concentration que nous avons prise est la valeur moyenne des concentrations entre la diode  $i$  et la diode  $i+1$  soit :

$$n_{moy} = \frac{n_i + n_{i+1}}{2} \quad \text{Eq. 4}$$

$E$  est le champ électrique présent entre la diode  $i$  et la diode  $i+1$  :

$$E = \Delta V / \Delta x \quad \text{Eq. 5}$$

A partir du modèle électrique (Fig. 1-1) des deux diodes élémentaires nous pouvons établir l'équation de  $\Delta V$  :

$$\Delta V = V_{j_{i+1}} + R_c.(I_{di+1} - I_{di}) + V_i - V_{i+1} - V_{j_i} \quad \text{Eq. 6}$$

Avec  $I_{di}$  le courant principal dans une diode,  $V_i$  le potentiel du nœud correspondant,  $R_c$  est une constante qui dépend de la physique et de la surface de puce prise en compte (résistance d'accroche entre le silicium et la métallisation).

L'expression de  $V_{j_i}$  est :

$$V_{j_i} = U_{th} \cdot \ln\left(\frac{n_i + n_0}{n_0}\right) \quad \text{Eq. 7}$$

dans laquelle  $n_0$  vaut  $ni^2/N_d$  ( $ni$  concentration intrinsèque, considérée comme indépendante de la température dans ces simulations),  $U_{th}$  est une constante et  $n_i$  est la concentration en électrons de la diode  $i$ .

Dans l'Eq.3 le produit  $S.E$  se simplifie et donne  $e. \Delta V$ .

L'expression finale du courant de conduction est finalement :

$$I_{cond} = e.q.n_{moy} . (\mu_p + \mu_n) . \Delta V \quad \text{Eq. 8}$$



**Valeurs numériques**

$e=60\mu\text{m}$  épaisseur de jonction :

$i=20$  nombre de nœud sur un côté. Soit au final  $20*20=400$  diodes élémentaires

$L=1\text{cm}$  la surface active de la diode de puissance est de  $1\text{cm}^2$

Les valeurs suivantes sont les mêmes que celles du modèle VHDL-AMS de la diode élémentaire fournies dans l'annexe précédente.

$$\mu_p = 300 \text{ cm}^2/\text{V.s}$$

$$\mu_n = 1000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$$

$$D_n = 10 \text{ cm}^2.\text{s}^{-1}$$

$$D_p = 10 \text{ cm}^2.\text{s}^{-1}$$

$$U_{th} = 0.026\text{V}$$

$$ni^2 = 2.10^{20} \text{ cm}^{-6}$$

$$N_d = 2.10^{14} \text{ cm}^{-3}$$

$$N_a = 5.10^{17} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_o = 10^6 \text{ cm}^{-3}$$

## Annexe E

# Caractéristiques de la diode SIDC81D60E6



Preliminary

## SIDC81D60E6

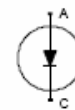
Fast switching diode chip in EMCON-Technology

**FEATURES:**

- 600V EMCON technology 70 µm chip
- soft , fast switching
- low reverse recovery charge
- small temperature coefficient

**This chip is used for:**

- EUPEC power modules and discrete devices



**Applications:**

- SMPS, resonant applications, drives

Chip Type	V <sub>R</sub>	I <sub>F</sub>	Die Size	Package	Ordering Code
SIDC81D60E6	600V	200A	9 x 9 mm <sup>2</sup>	sawn on foil	Q67050-A4012-A001

**MECHANICAL PARAMETER:**

Raster size	9 x 9	mm <sup>2</sup>
Area total / active	81 / 69.39	
Anode pad size	8.28 x 8.28	
Thickness	70	µm
Wafer size	150	mm
Flat position	180	deg
Max. possible chips per wafer	169 pcs	
Passivation frontside	Photoimide	
Anode metallisation	3200 nm AlSiCu	
Cathode metallisation	1400 nm Ni Ag –system suitable for epoxy and soft solder die bonding	
Die bond	electrically conductive glue or solder	
Wire bond	Al, ≤500µm	
Reject Ink Dot Size	∅ 0.65mm ; max 1.2mm	
Recommended Storage Environment	store in original container, in dry nitrogen, < 6 month at an ambient temperature of 23°C	



Preliminary

## SIDC81D60E6

## Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Condition	Value	Unit
Repetitive peak reverse voltage	$V_{RRM}$		600	V
Continuous forward current limited by $T_{jmax}$	$I_F$		200	A
Single pulse forward current (depending on wire bond configuration)	$I_{FSM}$	$t_p = 10 \text{ ms sinusoidal}$	tbd	
Maximum repetitive forward current limited by $T_{jmax}$	$I_{FRM}$		600	
Operating junction and storage temperature	$T_J, T_{stg}$		-55...+150	°C

Static Electrical Characteristics (tested on chip),  $T_J=25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	Typ.	max.	
Reverse leakage current	$I_R$	$V_R=600V$ $T_J=25^\circ\text{C}$			27	$\mu\text{A}$
Cathode-Anode breakdown Voltage	$V_{Br}$	$I_R=4mA$ $T_J=25^\circ\text{C}$	600			V
Forward voltage drop	$V_F$	$I_F=200A$ $T_J=25^\circ\text{C}$		1.25		V

Dynamic Electrical Characteristics, at  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified, tested at component

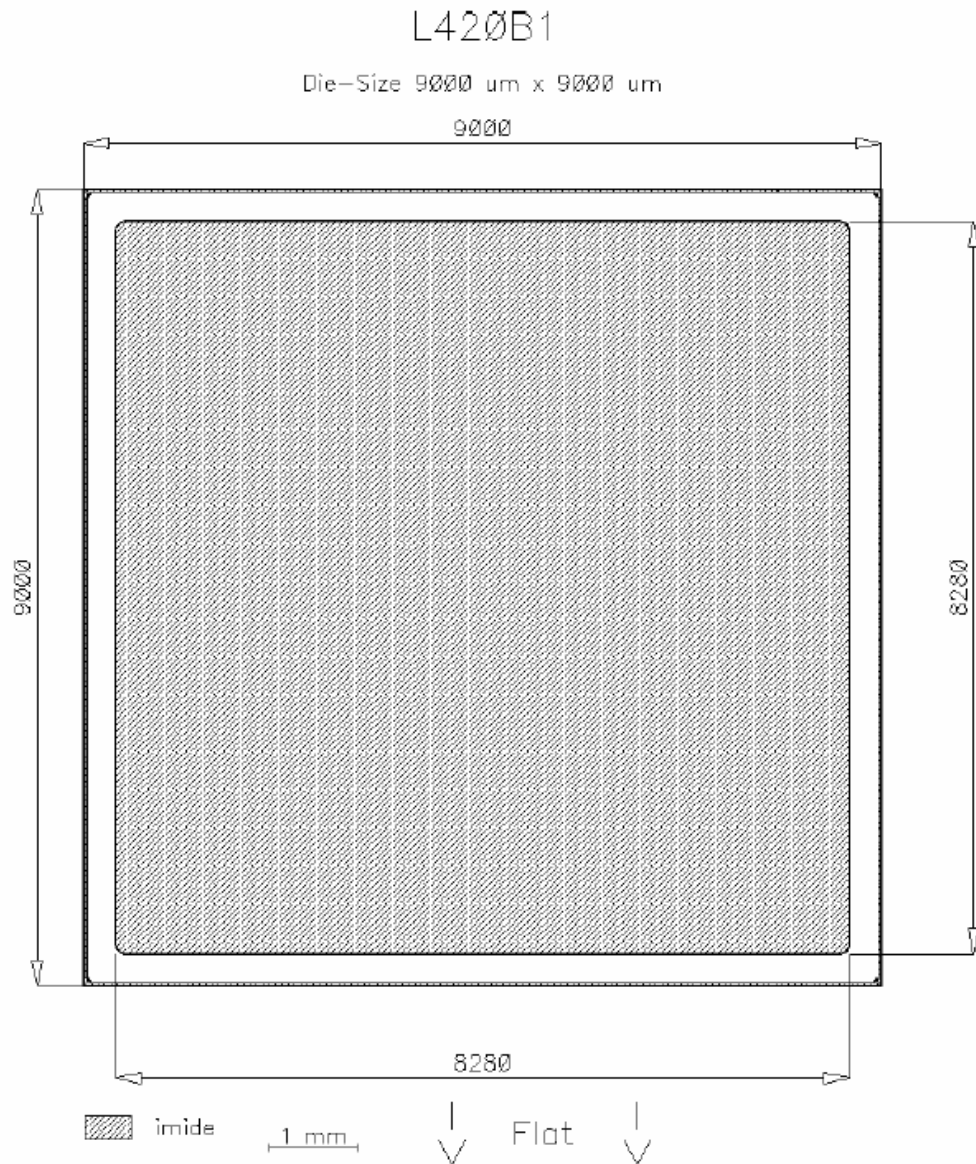
Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	Typ.	max.	
Reverse recovery time	$t_{rr1}$	$I_F=200A$ $di/dt=4000A/\mu\text{s}$ $V_R=300V$	$T_J=25^\circ\text{C}$		tbd	ns
	$t_{rr2}$		$T_J=125^\circ\text{C}$			
Peak recovery current	$I_{RRM1}$	$I_F=200A$ $di/dt=4000A/\mu\text{s}$ $V_R=300V$	$T_J=25^\circ\text{C}$		247.7	A
	$I_{RRM2}$		$T_J=125^\circ\text{C}$		300	
Reverse recovery charge	$Q_{rr1}$	$I_F=200A$ $di/dt=4000A/\mu\text{s}$ $V_R=300V$	$T_J=25^\circ\text{C}$		13.1	$\mu\text{C}$
	$Q_{rr2}$		$T_J=125^\circ\text{C}$		21.8	
Peak rate of fall of reverse recovery current	$di_{rr1}/dt$	$I_F=200A$ $di/dt=4000A/\mu\text{s}$ $V_R=300V$	$T_J=25^\circ\text{C}$		tbd	A/ $\mu\text{s}$
	$di_{rr2}/dt$		$T_J=125^\circ\text{C}$			
Softness	S1	$I_F=200A$ $di/dt=4000A/\mu\text{s}$ $V_R=300V$	$T_J=25^\circ\text{C}$		tbd	1
	S2		$T_J=125^\circ\text{C}$			



Preliminary

# SIDC81D60E6

CHIP DRAWING:



## Annexe F

## Caractéristiques de l'IGBT SIGC121T60NR2C



## SIGC121T60NR2C

IGBT Chip in NPT-technology

## FEATURES:

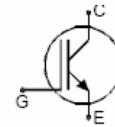
- 600V NPT technology 100µm chip
- positive temperature coefficient
- easy paralleling
- integrated gate resistor

## This chip is used for:

- IGBT Modules

## Applications:

- drives



Chip Type	V <sub>CE</sub>	I <sub>CN</sub>	Die Size	Package	Ordering Code
SIGC121T60NR2C	600V	150A	11 x 11 mm <sup>2</sup>	sawn on foil	Q67041-A4684-A001

## MECHANICAL PARAMETER:

Raster size	11 x 11	mm <sup>2</sup>
Area total / active	121 / 102.5	
Emitter pad size	8 x 6.2 x 2.55	
Gate pad size	1.51 x 0.8	
Thickness	100	µm
Wafer size	150	mm
Flat position	90	grd
Max.possible chips per wafer	106	
Passivation frontside	Photoimide	
Emitter metallization	3200 nm Al Si 1%	
Collector metallization	1200 nm Ni Ag –system suitable for epoxy and soft solder die bonding	
Die bond	electrically conductive glue or solder	
Wire bond	Al, <500µm	
Reject Ink Dot Size	∅ 0.65mm ; max 1.2mm	
Recommended Storage Environment	store in original container, in dry nitrogen, < 6 month at an ambient temperature of 23°C	



## SIGC121T60NR2C

### MAXIMUM RATINGS:

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage, $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	$V_{CE}$	600	V
DC collector current, limited by $T_{jmax}$	$I_C$	<sup>1)</sup>	A
Pulsed collector current, $t_p$ limited by $T_{jmax}$	$I_{Cpuls}$	450	A
Gate emitter voltage	$V_{GE}$	$\pm 20$	V
Operating junction and storage temperature	$T_j, T_{stg}$	-55 ... +150	$^\circ\text{C}$

<sup>1)</sup> depending on thermal properties of assembly

### STATIC CHARACTERISTICS (tested on chip), $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified:

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Collector-emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE}=0V, I_C=4mA$	600			V
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE}=15V, I_C=150A$	1.7	2	2.5	
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C=3mA, V_{GE}=V_{CE}$	4.5	5.5	6.5	
Zero gate voltage collector current	$I_{CES}$	$V_{CE}=600V, V_{GE}=0V$			10.2	$\mu\text{A}$
Gate-emitter leakage current	$I_{GES}$	$V_{CE}=0V, V_{GE}=20V$			480	nA
Integrated gate resistor	$R_{Gint}$			5	7	$\Omega$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (tested at component):

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Input capacitance	$C_{iss}$	$V_{CE}=25V$	-	6500		pF
Output capacitance	$C_{oss}$	$V_{GE}=0V$	-	tbd		
Reverse transfer capacitance	$C_{rss}$	$f=1MHz$	-	600		

### SWITCHING CHARACTERISTICS (tested at component), Inductive Load

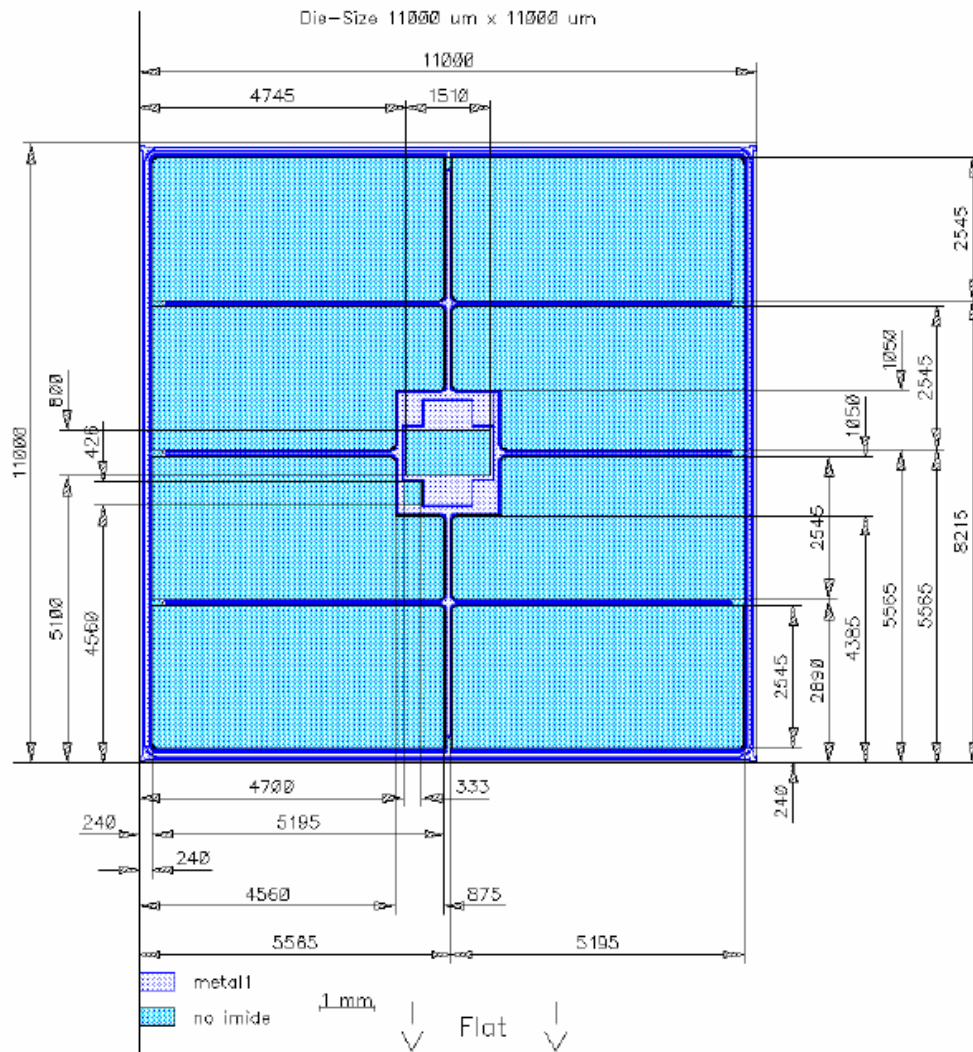
Parameter	Symbol	Conditions <sup>1)</sup>	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_j=125\text{ }^\circ\text{C}$	-	125		ns
Rise time	$t_r$	$V_{CC}=300V$	-	30		
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$I_C=150\text{ A},$ $V_{GE}=-15/15V$	-	225		
Fall time	$t_f$	$R_G=1.5\ \Omega$	-	35		

<sup>1)</sup> values also influenced by parasitic L- and C- in measurement and package.



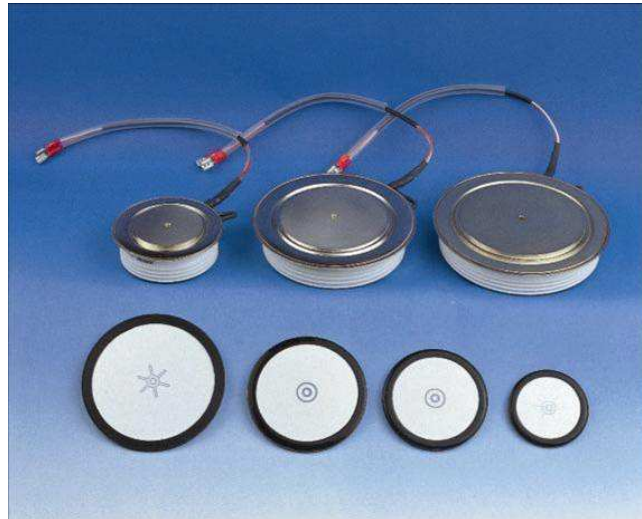
# SIGC121T60NR2C

CHIP DRAWING:



## Annexe G

### Observation au MEB d'un GTO en boîtier press-pack



Deux composants pressés ont été analysés au microscope électronique à balayage. (FG450CX-24 de marque Mitsubishi)

Les résultats d'observation sont délivrés dans ce qui suit. Lorsqu'il est écrit Ni dans la Figure 1 il s'agit en fait de cuivre nickelé. Nous avons pu observer plus généralement que toutes les pièces en cuivre constituant le composant sont nickelées. Il s'agit sûrement d'éviter l'oxydation du cuivre et la dégradation des propriétés d'interface électro-thermique qui en découlerait. Par ailleurs nous avons constaté que la puce était solidaire d'une pièce métallique que nous avons identifié comme étant du molybdène. L'observation au MEB effectuée après une coupe métallographique de la puce nous a permis d'observer à la fois la face avant de la puce (Zoom 2 de la figure 1) et la liaison entre la puce et le disque en Mo (Zoom 1).

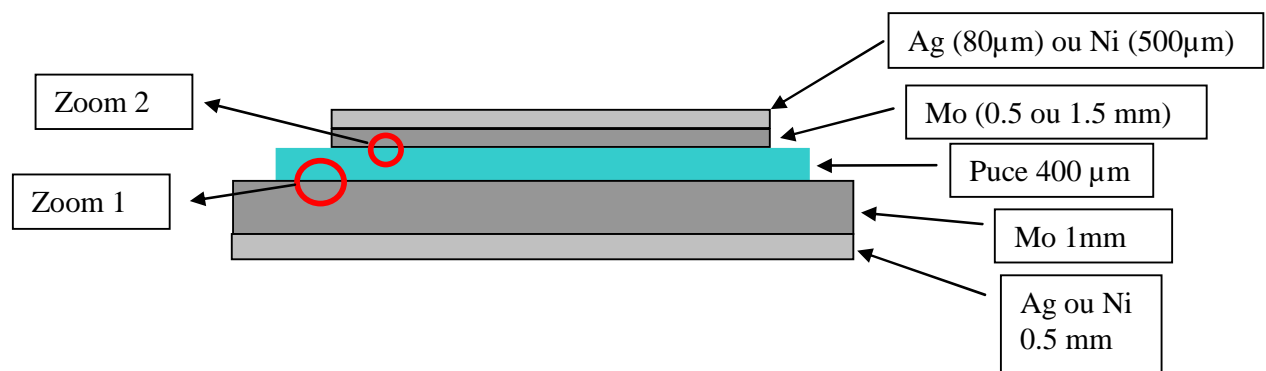


Figure 1. Empilement dans un boîtier pressé



**Remarques sur le Zoom 1**

Sur la Figure 2 nous voyons une vue au MEB de la liaison entre la puce et le disque en Mo inférieur, liaison mécaniquement rigide. Ce zoom fait apparaître deux zones dans lesquelles se mélangent du molybdène, de l'aluminium et du silicium. Ces inter-métalliques sont obtenues par pression et chauffage (577°C) d'une feuille d'eutectique de type Al-Si entre la puce en silicium et le disque en molybdène. Cette technique était utilisée pour créer le contact d'anode et obtenir ainsi une unité élémentaire constituée de la puce et de sa semelle en molybdène [TAY87]. Le tout pouvant être ensuite monté dans un boîtier Press-Pack ou Hockey-Puck.

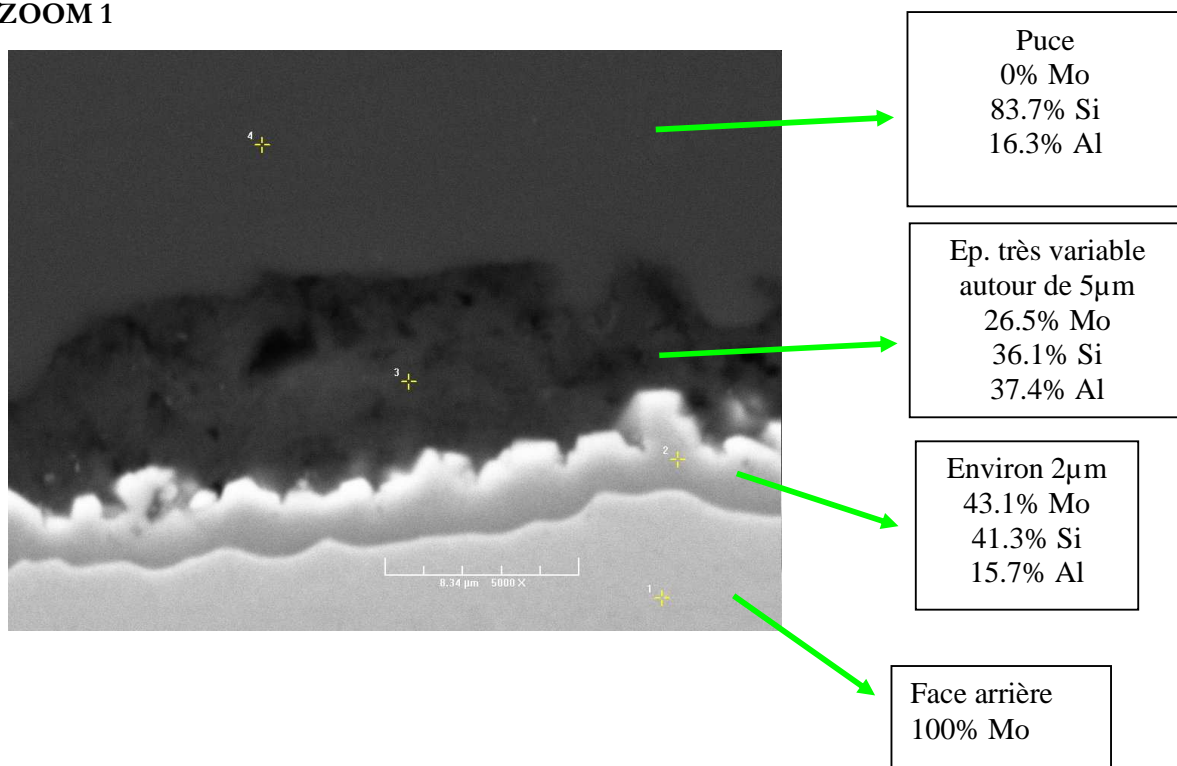
**ZOOM 1**

Figure 2. Vue au MEB de la liaison entre la puce et le disque en molybdène inférieur

### Remarques sur le Zoom 2

La Figure 3 montre une vue en coupe de la puce au niveau de la métallisation en face avant. Comme nous pouvons le voir sur la vue de dessus de la puce la métallisation de cathode est fortement interdigitée. Nous pouvons remarquer également que la métallisation fait une épaisseur de  $10\mu\text{m}$ .

#### ZOOM 2

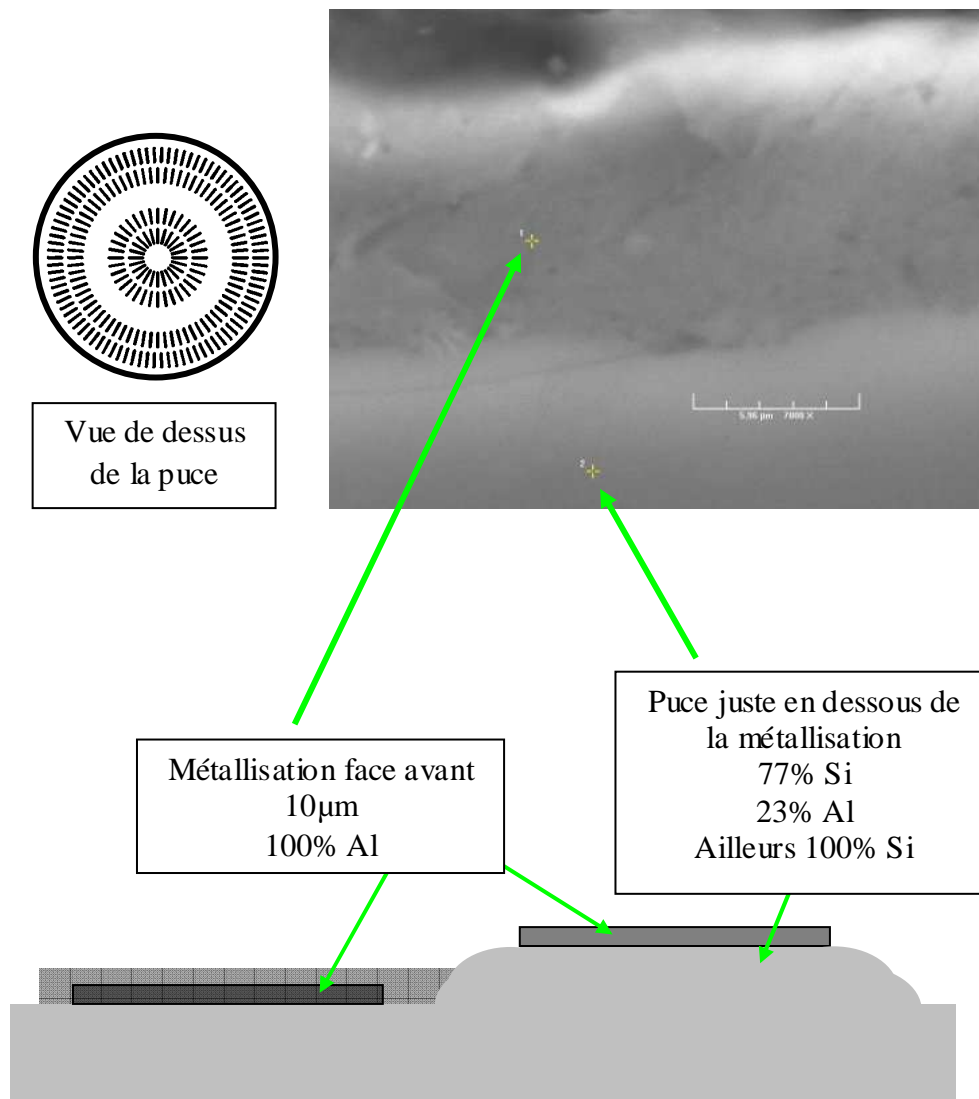


Figure 3. Zoom sur la métallisation en face avant de la puce



---

## PUBLICATIONS

### ARTICLES DE REVUES INTERNATIONALES AVEC COMITE DE RELECTURE

IEEE transaction on Industry Applications *A Busbar Like Power Module Based On 3D Power Chip On Chip Hybrid Integration*  
**E.Vagnon**, P.O.Jeannin, J.C.Crébier, Y.Avenas

### ARTICLES DE CONFERENCES INTERNATIONALES AVEC COMITE DE RELECTURE

IEEE APEC 2010 Palm Springs USA *Series Connection of IGBT*  
T.V.Nguyen, P.O.Jeannin, **E.Vagnon**, D.Frey, J.C.Crébier

IEEE I2MTC 2009 Singapore *Electrical Characterization of a Pressed Contact Between a Power Chip and a Metal Electrode*  
**E.Vagnon**, Y.Avenas, J.C.Crébier, P.O.Jeannin, I.Al Batta, A.Besri

IEEE APEC 2009 Washington, DC USA *A Busbar Like Power Module Based On 3D Chip On Chip Hybrid Integration*  
**E.Vagnon**, P.O.Jeannin, Y.Avenas, J.C.Crébier, K.Guepratte

IEEE PESC 2008 Rhodes Island Greece *Study and Realization of a Low Force 3D Press-Pack Power Module*  
**E.Vagnon**, J.C.Crébier, Y.Avenas, P.O.Jeannin

### ARTICLES DE CONFERENCES NATIONALES

EPF08 Tours – France *Etudes de faisabilité d'un module de puissance 3D de type press-pack pour des applications de faibles et moyennes puissances*  
**E.Vagnon**, J.C.Crébier, Y.Avenas, P.O.Jeannin





## **SOLUTIONS INNOVANTES POUR LE PACKAGING DE CONVERTISSEURS STATIQUES POLYPHASES**

### **RESUME**

L'électronique de puissance d'aujourd'hui s'inscrit dans un contexte environnemental où l'économie d'énergie est au centre des préoccupations. La traduction technologique d'une telle problématique sera, pour l'électronicien, la recherche de structures de conversion optimisant à la fois le rendement, la fiabilité et la qualité de l'énergie absorbée ou produite. Cet effort d'optimisation énergétique ne saurait être satisfaisant sans une recherche d'adaptation matérielle aux applications industrielles ou domestiques visées (avion tout électrique, éclairage...). C'est dans ce contexte que se situe ce travail de thèse, visant à chercher des solutions innovantes en terme de package de convertisseurs statiques satisfaisant les exigences de ces nouveaux secteurs d'exploitation, dans lesquels la miniaturisation, la fiabilité ou encore l'immunité aux perturbations CEM sont déterminants.

### **MOTS CLES**

Packaging, Structure 3D, Power Chip-on-Chip Concept, convertisseurs polyphasés, refroidissement double face, encapsulation, contact pressé.

---

## **NEW SOLUTIONS FOR POLYPHASED STATIC CONVERTERS PACKAGING**

### **ABSTRACT**

Today, power electronics has evolved in an environmental context where energy conservation is a central issue. For electronic engineers, the technological translation of this dilemma is the research of conversion structures optimizing the performance, reliability and absorbed or produced energy quality. This effort to optimize energy cannot be satisfactory without adaptive research material for industrial and domestic applications (electric aircraft, lighting ...). In this context, this work seeks innovative packaging solutions for static converters that meet the requirements of these new constraints where miniaturization, reliability or EMC immunity to disturbances are crucial.

### **KEYWORDS**

Packaging, 3D Structure, Power Chip-on-Chip Concept, polyphased converters, double-sided cooling, pressed contact.