CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION DE NOUVEAUX INDICATEURS DE DEFAILLANCE DES MODULES DE PUISSANCE A IGBT

Yassine Belmehdi

▶ **To cite this version:**

Yassine Belmehdi. CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION DE NOUVEAUX INDICATEURS DE DEFAILLANCE DES MODULES DE PUISSANCE A IGBT. Electronique. Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2011. Français. NNT : . tel-00988332

HAL Id: tel-00988332

https://theses.hal.science/tel-00988332

Submitted on 7 May 2014

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.

N° d'ordre : 4258

THÈSE

PRÉSENTÉE A

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

Par Yassine, BELMEHDI

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : Électronique

CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION DE NOUVEAUX INDICATEURS DE DEFAILLANCE DES MODULES DE PUISSANCE A IGBT

Soutenue le : 04 mai 2011

Après avis de :

M. DORKEL, Jean-Marie	Professeur, INSA de Toulouse
M. KHATIR, Zoubir	Directeur de Recherche, IFSTTAR Versailles-Satory

Devant la commission d'examen formée de :

M. ALLARD, Bruno	Professeur, INSA de Lyon
M. AZZOPARDI, Stéphane	Maître de Conférence, ENSEIRB – MATMECA
M. DORKEL, Jean-Marie	Professeur, INSA de Toulouse
M. KHATIR, Zoubir	Directeur de Recherche, IFSTTAR Versailles-Satory
Mme. LABAT, Nathalie	Professeur, Université Bordeaux 1
M. MEDINA, Mathieu	Ingénieur de Recherche, SERMA TECHNOLOGIES
M. PITON, Michel	Ingénier de Recherche, ALSTOM Tarbes
M. WOIRGARD, Eric	Professeur, Université Bordeaux 1

A mes parents
A Nasséra, mon épouse
A Jibraîl, mon fils
A ma famille et aux amis...

Remerciements

Je remercie l'ensemble des membres du jury Bruno ALLARD, Stéphane AZZOPARDI, Jean-Marie DORKEL, Zoubir KHATIR, Nathalie LABAT, Mathieu MEDINA, Michel PITON et Eric WOIRGARD : pour leurs enthousiasmes, leurs "créativités" ainsi que pour leurs travaux sans lesquels cette thèse n'aurait pas lieu d'être.

Je remercie Monsieur le Professeur Eric WOIRGARD, mon directeur de thèse, pour m'avoir permis de travailler au sein de son équipe.

Je ne remercierai jamais assez Stéphane AZZOPARDI pour son excellent encadrement, sa disponibilité, sa gentillesse et pour tout ce qu'il m'a apporté durant la thèse.

Je remercie tous les membres du laboratoire IMS et en particulier les membres de l'équipe puissance que j'ai eu du plaisir à côtoyer durant ces quelques années.

Je remercie toutes les personnes du laboratoire IMS et en dehors du laboratoire qui ont contribuées à la réalisation de ces travaux de thèse.

Je remercie tous les doctorants que j'ai côtoyé durant toutes ces années et grâce à qui j'ai passé de très agréables moments : Othman, Nicolas, Hassan, Riadh, Adel, Hassene, Wissam, Hyacinthe, Abad, Habib (Larojou3e), Guillaume, Warda, Ramzi, Akram, Kamal, Baraka, Youssef, Mohamed, Etienne, Moez, Montassar, Sahebi, Ludi, François, Adrien, George, Piero, Yao…

Un infini remerciement à mes parents Aïcha et Driss, ma sœur Karima et mes deux frères Saïd et Ramzi qui m'accompagnent depuis tant d'années. Je leur dédie ce mémoire en témoignage de la confiance et du soutien qu'ils m'ont toujours attesté.

À ma tendre et très chère épouse Nasséra et à mon fils bien aimé Jibraîl qui m'ont encouragé et qui m'ont entouré au quotidien de tendresse et d'amour sans réserve.

Table des matières

Listes des abréviations et des symboles....10

Introduction générale....14

1. Fiabilité des modules de puissance : état de l'art et approche méthodologique 20

1.1 Introduction 20
1.2 Contexte et objectif de la thèse....21
1.3 Fiabilité des modules de puissance....22
1.3.1 Principaux modes de défaillances des modules de puissance 23
1.3.1.1 Fatigue thermique des joints de brasures 24
1.3.1.2 Défaillance du fil de câblage....26
1.3.1.3 Défaillance au niveau de la puce de puissance 26
1.3.2 Evaluation de la fiabilité 27
1.3.3 Durée de vie des modules de puissance 29
1.4 Approche méthodologique 30
1.4.1 Démarche générale....30
1.4.2 Identification d'indicateurs de suivi de vieillissement....30
1.4.3 Modélisation multi-physique....31
1.4.4 Modèles analytiques électrothermiques 33
1.5 Evolution des architectures des modules de puissance 36
1.5.1 Généralités....36
1.5.1.1 Présentation générale de l'IGBT....36
1.5.1.2 Les structures IGBT actuelles....39
1.5.1.3 Diode de puissance 46
1.5.1.4 Présentation générale du module IGBT....47
1.5.1.5 Au-delà du simple module de puissance, le système de puissance....48
1.5.2 Etat de l'art des modules de puissance au niveau industriel 49
1.5.2.1 ABB 51
1.5.2.2 Semikron....54
1.5.2.3 International Rectifier....56
1.5.3 Distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance....57
1.6 Conclusion partielle....59

2. Caractérisation électromécanique : historique, état de l'art et éléments de théorie 60

2.1 Introduction 60
2.2 Généralités....61
2.2.1 Contraintes mécaniques....61
2.2.2 Contraintes mécaniques et semi-conducteur....64
2.2.3 Mesure des contraintes mécaniques exercée sur un semi-conducteur 66
2.3 Historique 68
2.3.1 Travaux antérieurs....68
2.3.2 Introduction à l'ingénierie des contraintes mécanique appliquées sur les composants électroniques « Stress Engineering »....70
2.3.2.1 Contraintes dues au processus de fabrication 71
2.3.2.2 Introduction intentionnelle des contraintes mécaniques....72
2.4 Influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques des composants de puissance....73

2.5 Modélisation physiques par éléments finis électromécaniques 76
2.5.1 Modèle piézorésistif 78
2.5.2 Théorie des potentiels de déformation 80
2.6 Exemple de simulation physique bidimensionnelle électromécanique statique d'un IGBT asymétrique à grille en tranchée 82
2.7 Conclusion partielle 85

3. Modélisation électro-thermo-mécanique d'un IGBT asymétrique à grille en tranchée en mode de fonctionnement électrique dynamique et extrême 86

3.1 Introduction 86
3.2 Simulation physique par éléments finis 2D « électro-thermo-mécanique » 88
3.2.1 Démarche générale 88
3.2.2 Structure de l'IGBT simulé 89
3.2.3 Modèles physiques « électro-thermo-mécaniques » de simulation 92
3.3 Commutation sur charge inductive avec la diode de roue libre 93
3.3.1 Objectifs 93
3.3.2 Circuit de test 94
3.3.3 Conditions et résultats de test en simulation 95
3.3.4 Zones d'analyse sur la structure 95
3.4 Commutation sur charge inductive sans la diode de roue libre 96
3.4.1 Objectifs 96
3.4.2 Circuit de test 97
3.4.3 Conditions et résultats de test en simulation 97
3.4.4 Zones d'analyse sur la structure 99
3.5 Simulation en mode court-circuit 100
3.5.1 Objectifs 100
3.5.2 Circuit de test 100
3.5.3 Conditions et résultats de test en simulation 101
3.5.3.1 Simulation à température ambiante « +25°C » 102
3.5.3.2 Simulation à basse température « -40°C » 104
3.5.3.3 Simulation à haute température « +125°C » 104
3.5.4 Zones d'analyse sur la structure 105
3.6 Bilan des simulations « électro-thermo-mécaniques » 108
3.7 Conclusion partielle 108

4. Caractérisation mécanique : lamelles de silicium et assemblages 110

4.1 Introduction 110
4.2 Généralités 111
4.3 Propriétés mécaniques du silicium 116
4.4 Caractérisation mécanique en traction uniaxiale 118
4.4.1 Objectifs 118
4.4.2 Lamelles de silicium en traction 119
4.4.2.1 Conditions de l'expérimentation de traction sur les lamelles 119
4.4.2.2 Résultats de l'expérimentation de traction sur les lamelles 121
4.4.2.3 Distribution des contraintes mécaniques en traction sur les lamelles 126
4.4.3 Assemblage sur substrat de type FR-4 en traction 127
4.4.3.1 Conditions de l'expérimentation de traction sur substrat FR4 127
4.4.3.2 Résultats de l'expérimentation de traction sur substrat FR4 127
4.4.3.3 Distribution des contraintes mécaniques en traction sur le substrat FR4 128
4.4.4 Conclusion concernant les tests de traction 130

4.5 Caractérisation mécanique en flexion 130
4.5.1 Objectifs 130
4.5.2 Lamelles de silicium en flexion 131
4.5.2.1 Conditions de l'expérimentation de flexion sur les lamelles 131
4.5.2.2 Résultats de l'expérimentation de flexion sur les lamelles 133
4.5.2.3 Distribution des contraintes mécaniques de flexion sur les lamelles 137
4.5.3 Assemblage sur substrat de type FR-4 en flexion 139
4.5.3.1 Conditions de l'expérimentation de flexion sur substrat FR4 139
4.5.3.2 Résultats de l'expérimentation de flexion sur substrat FR4 139
4.5.3.3 Distribution des contraintes mécaniques de flexion sur substrat FR4 140
4.5.4 Conclusion concernant les tests de flexion 141
4.6 Bilan des essais mécaniques 142
4.6.1 Traction 142
4.6.2 Flexion 142
4.7 Conclusion partielle 143

5. Caractérisation électromécanique des puces de puissance en mode de fonctionnement électrique statique 146

5.1 Introduction 146
5.2 Simulation physique par éléments finis bidimensionnelle « électromécanique » 147
5.2.1 Démarche générale 148
5.2.2 Analyse de construction « Reverse Engineering » sur l'IGBT 149
5.2.3 Structure de l'IGBT asymétrique à grille planaire 150
5.2.4 Résultats des simulations électromécaniques statiques 151
5.2.4.1 Caractéristiques de sortie I_a (V_{ak}) 152
5.2.4.2 Caractéristique de transfert I_a (V_{gk}) 154
5.2.4.3 Caractéristique de la tenue en tension 154
5.2.5 Evolution des paramètres physiques du composant simulé 155
5.2.6 Conclusion relative à la simulation physique 156
5.3 Caractérisation électromécanique expérimentale en mode « traction pure » 156
5.3.1 Véhicule de test 157
5.3.2 Conditions expérimentales pour les tests électromécaniques 158
5.3.3 Résultats expérimentaux en traction pure 158
5.3.3.1 IGBT 158
5.3.3.2 MOSFET 160
5.4 Caractérisation électromécanique expérimentale en mode « flexion » 162
5.4.1 Lamelles de transistors 162
5.4.1.1 Véhicule de test 163
5.4.1.2 Conditions expérimentales pour les tests électromécaniques 166
5.4.1.3 Vérification de l'auto-échauffement 167
5.4.1.4 Résultats expérimentaux 168
5.4.2 Puce reportée sur un substrat FR-4 175
5.4.2.1 Véhicule de test 175
5.4.2.2 Conditions expérimentales pour les tests électromécaniques 175
5.4.2.3 Résultats expérimentaux 176
5.5 Bilan des essais électromécaniques statiques 180
5.5.1 Traction 180
5.5.2 Flexion 180
5.6 Conclusion partielle 181

Conclusion générale et perspectives **184**

Références bibliographiques **190**

Table des illustrations **196**

Annexes **202**

Listes des abréviations et des symboles

Abréviations

AF	Area Factor
Al	Aluminium
AlN	Nitrure d'aluminium
Al_2O_3	Oxyde d'aluminium
AlSiC	Aluminium carbure de silicium
CC	Court-circuit
CFC	Cubique à faces centrées
CIS	Clamped Inductive Switching
CSTBT	Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor
CIB	Converter Inverter Brake
CTE	Coefficient of Thermal Expansion
DAB	Direct Aluminium Bonding
DBC	Direct Bonding Copper
DIP-IPM	Dual In-line Package Intelligent Power Module
FR	Flame Resistant
FS	Field Stop
FWD	Free Wheeling Diode
GaN	Nitrure de gallium
HiGT	High conductivity IGBT
HVIPM	High Voltage Intelligent Power Module
HVIGBT	High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor
IPM	Intelligent Power Module
IEGT	Injection Enhancement Gate Transistor
IMS	Intégration du Matériau au Système
LPT	Light Punch Through
MEB	Microscopie électronique à balayage
NPT	Non Punch Through
PCM	Plugged Cell Merged
PIM	Power Integrated Module
PT	Punch Through
RCIGBT	Reverse Conducting Insulated Gate Bipolar Transistor

SEM	Scanning Electron Microscope
SPT	Soft Punch Through
SPM	Smart Power Module
SMI	Substrat Métallique Isolé
SiC	Carbure de silicium
SiGe	Silicium germanium
TBT	Très basse tension
UPS	Uninterruptible Power Supply
UIS	Unclamped Inductive Switching
VT	Véhicule de Test
λ	Taux de défaillance
λ_p	Taux de défaillance du module à base d'IGBT
λ_{die}	Taux de défaillance lié à la puce
$\lambda_{package}$	Taux de défaillance lié au boitier
$\lambda_{overstress}$	Taux de défaillance lié aux surcharges

Grandeurs électriques

C_D	Capacité parasite de la diode
C_{ox}	Capacité de l'oxyde
$E_{(on)}$	Perte en commutation à la fermeture
$E_{(off)}$	Perte en commutation à l'ouverture
E_{rec}	Pertes en recouvrement inverse de la diode
E_{sw}	Perte totale en commutation
I_a	Courant d'anode du transistor IGBT
I_d	Courant du drain du transistor MOSFET
I_R	Courant en inverse de la diode
I_{rr}	Courant de recouvrement inverse de la diode
i_{CCTr}	Courant de court-circuit en mode de traction mécanique
i_{CCCr}	Courant de court-circuit en mode de compression mécanique
i_{CCSC}	Courant de court-circuit sans contrainte mécanique
l_A	Inductance parasite coté anode
l_K	Inductance parasite coté cathode
l	Longueur du canal MOSFET
m*	Masse effective
n	Densité des électrons
N_A	Concentration des accepteurs
N_D	Concentration des donneurs
p	Densité des trous
P_α (N, T)	Facteur correctif dépendant du niveau de dopage et de la température
r_A	Resistance d'accès coté anode
r_K	Resistance d'accès coté cathode
$R_{contact}$	Résistance des contacts
R_g	Résistance de grille du transistor
R_{ON}	Résistance de conduction
R_{DSON}	Résistance de conduction du MOSFET
r_D	Résistance dynamique de la diode
R_{net}	Taux net de recombinaison des électrons
V_{ak}	Tension anode cathode du transistor IGBT

V_{ds}	Tension drain source du transistor MOSFET
V_{gk}	Tension grille cathode du transistor IGBT
V_{gs}	Tension de commande d'un transistor MOSFET entre la grille et la source
$V_{ce(sat)}$, V_{ceon}, V_{on}	Tension « collecteur émetteur » à l'état passant
V_F	Tension directe de la diode à l'état passant
V_s	Tension de seuil de la diode
V_{DD}	Tension d'alimentation de simulation
V_{Th}	Tension de seuil du transistor
W	Largeur du canal de la grille du MOSFET
Z	Largeur du canal MOSFET
μ_n, μ_p	Mobilité des porteurs
ξ_{ki}	Tenseur de déformation potentiel
ΔE^v_k	Variation du niveau d'énergie de valence
ΔE^c_k	Variation du niveau d'énergie de conduction
χ	Affinité électronique
ε	Permittivité électrique
q	Charge électronique
ρ_{trap}	Densité de charge des pièges et des charges fixes
$\overrightarrow{J_n}$	Densité de courant d'électrons
$\overrightarrow{J_p}$	Densité de courant de trous
π_{ij}	Tenseur des coefficients piezorésistifs

Grandeurs thermiques

R_{th}	Résistance thermique
T	Température en degré Celsius
T_c	Température de boiter
T_f	Températures de fusion
T_j	Température de jonction
T_{jmax}	Température de jonction maximale
T_u	Température d'utilisation
ΔT	Amplitude d'un cycle thermique
λ_{th}	Conductivité thermique

Grandeurs mécanique

a	Distance interne de la flexion 4 points
E	Module élastique, Module de Young
F	Force
G	Module de rigidité
k	Rigidité du matériau
P	Pression
R_e	Limite élastique
R_m	Résistance à la traction
S_p	Contrainte limite d'élasticité
S_y	Contrainte de la limite d'écoulement
S_{ij}	Module d'élasticité
t	Epaisseur de la lamelle

y	Déplacement selon l'axe oy
α_i	CTE du matériau
Δl	Déformation axiale
$\Delta\alpha$	Différence de CTE
$\Delta\varepsilon_p$	Amplitude de la déformation plastique par cycle
ε	Déformation relative
ε_{er}	Déformation relative à la rupture
ε_{ij}	Composantes des déformations
ε_{pl}	Déformation plastique dans la zone de fatigue maximale
$\sigma_{1,}\ \sigma_{2,}\ \sigma_3$	Contraintes principales
σ_{eq}	Contrainte de Von Mises
σ_i	Contraintes en traction – compression
$\sigma_{x,}\ \sigma_{y,}\ \sigma_{z,}$	Composantes des contraintes élémentaires uni-axiales
$\sigma_{xy,}\ \sigma_{yz,}\ \sigma_{xz}$	Composantes des contraintes élémentaires de cisaillement
τ_{ij}	Contraintes en cisaillement
π	Coefficient piezorésistif
δ	Déplacement relatif
γ	Composants de cisaillement

Introduction générale

L'électronique de puissance a un rôle de plus en plus important dans les systèmes de transport : voitures électriques et hybrides, ferroviaires et plus récemment dans le domaine de l'aéronautique. Pour ce dernier, la tendance se confirme « vers un avion plus électrique » avec les premiers modules de puissance qui ont été installés sur l'Airbus A380. En effet, on cherche actuellement à remplacer les actionneurs hydrauliques par des actionneurs électriques, ces systèmes électriques permettant une amélioration au niveau des coûts et des temps de maintenance. Par conséquent, la puissance électrique embarquée ainsi que le nombre de convertisseurs de puissance augmentent et l'électronique de puissance se trouve être l'un des contributeurs majeurs pour atteindre ces objectifs.

Par rapport au domaine aéronautique, l'utilisation des modules de puissance dans le domaine ferroviaire est plus ancienne, et est effective depuis une dizaine d'années. L'amélioration des technologies relatives à l'électronique de puissance constitue un défi à relever pour l'introduction des nouvelles technologies dans le domaine ferroviaire.

Généralement pour ces applications, la sécurité est un point critique et par conséquent la fiabilité du système de puissance doit être optimisée. La connaissance du temps de fonctionnement avant défaillance est une donnée recherchée par les concepteurs de ces systèmes. Dans cette optique, un indicateur de défaillance précoce permettrait de prédire le dysfonctionnement des systèmes avant que celui-ci soit effectif. Dans ces travaux, notre approche s'articule autour de la fiabilité prédictive des modules de puissance à IGBT. Notre objectif est l'identification d'au moins un paramètre (électrique et/ou technologique) au niveau de la puce de puissance pouvant donner des informations sur l'état mécanique de

l'assemblage de puissance (puce de puissance reportée sur un substrat). Pour atteindre cet objectif ambitieux, nous allons développer la modélisation multi-physique concernant les modules de puissance. On essaiera d'établir un lien entre les outils de simulation physiques par éléments finis au niveau de la puce et ceux de son assemblage.

Ainsi dans la première partie du premier chapitre, nous rappellerons brièvement la fiabilité au niveau des modules de puissance, en énumérant les principaux modes de défaillance de ces assemblages de puissance. Puis, on présentera la démarche adoptée par rapport à l'évaluation de la fiabilité des modules de puissance. Ainsi pour évaluer la fiabilité d'un composant ou d'un système électronique, plusieurs approches sont utilisées. Entre autres, on peut citer : la première basée sur la prédiction du taux de défaillance λ et la seconde portant sur la physique de défaillance.

La première méthode s'appuie sur des études statistiques et probabilistes recensées dans des recueils de retour d'expériences tel que : MIL-HDBK-217, UTE et FIDES *[MIL91, UTE05, FIDES04]*.

La deuxième méthodologie, basée sur la physique et sur l'évaluation des matériaux, des structures et des technologies électroniques, permet :

- L'amélioration du flot de conception d'un composant ou d'un système électronique ;
- L'estimation de la fiabilité ;
- La prospection avec des tests et la compréhension des mécanismes de défaillance, ceci amène à concevoir des produits plus robustes.

Notre démarche s'inscrit dans cette dernière approche où l'on cherche à comprendre les mécanismes physiques de la défaillance pour pouvoir prévoir ou anticiper la possibilité d'occurrence d'une panne donnée dans un environnement applicatif donné.

La deuxième partie du premier chapitre est dédiée à l'évolution des architectures des modules de puissance, notamment au niveau de la puce et du module. On présentera un état de l'art complet concernant l'évolution dans le domaine industriel. En effet, la tendance actuelle, étant d'accroitre le transfert thermique entre la puce et l'environnement externe, conduit à des structures d'assemblages de plus en plus complexes et contraignantes mécaniquement pour la puce silicium (assemblage à double face d'évacuation thermique). Ainsi, on présentera une comparaison entre la distribution des contraintes mécaniques au niveau d'une puce de puissance assemblée selon deux procédés de fabrication différents : simple et double face. Les résultats montrent que la puce dans un assemblage double face est

plus contrainte que lorsqu'elle est dans un assemblage simple face. La question qui se pose à ce niveau est la suivante : est-ce que la contrainte mécanique appliquée sur la puce silicium peut avoir un impact sur le comportement électrique du composant ? Si tel est le cas, peut-on quantifier cette influence et s'en servir comme indicateur de l'état mécanique de l'assemblage de puissance ? En effet, une puce silicium reportée sur son substrat étant contrainte mécaniquement, une détérioration du joint de brasure entrainera un relâchement de ces contraintes mécaniques.

Dans le deuxième chapitre, nous nous focaliserons sur la modélisation électromécanique. Une bibliographie complète sera présentée sur ce sujet. Il s'agit principalement des études élaborées depuis les années 1950 par le Professeur Wortmann. Ces études montrent que lorsqu'on applique une contrainte mécanique sur un matériau semi-conducteur, cela peut affecter sa fonctionnalité électrique, la bande interdite, la mobilité des porteurs et le courant de fuite du composant. On peut distinguer deux origines concernant les contraintes mécaniques appliquées à un matériau semi-conducteur :

- Interne : ces contraintes mécaniques interviennent lors du procédé de fabrication du composant. En introduisant ces contraintes et sous certaines conditions, on peut améliorer la mobilité des porteurs dans la structure et ainsi augmenter les performances du composant. Actuellement, on fabrique des circuits CMOS sur des substrats de type SiGe *[Bohr03]*. Grâce à la différence de la maille de ce dernier et du silicium, le canal du CMOS est le siège d'une contrainte mécanique interne à la structure qui a pour conséquence l'augmentation de la mobilité des porteurs.
- Externe : ces contraintes mécaniques interviennent lors d'un changement environnemental (par exemple : variation brusque de température), en fonctionnement ou par application directe sur le composant semi-conducteur. Dans un assemblage de puissance, la puce de puissance fait l'objet de l'application d'une contrainte mécanique externe caractérisée par rapport à la géométrie de l'assemblage.

A l'aide du logiciel par éléments finis TCAD SENTAURUS, on peut appliquer sur un matériau semi-conducteur une contrainte mécanique uni axiale suivant les trois axes (xx, yy, zz) ou biaxiale suivant les trois plans (xy, xz, yz). Grâce aux modèles implémentés dans le logiciel, on peut simuler l'influence de l'application de ces contraintes sur les caractéristiques électriques du composant. Dans ce chapitre, on décrira les modèles électromécaniques qui seront utilisés par la suite.

Le troisième chapitre anticipe des travaux futurs en abordant une modélisation électro-thermo-mécanique d'un IGBT asymétrique à grille en tranchée fonctionnant en dynamique sous contraintes électriques extrêmes : commutation sur charge inductive avec et sans la diode de roue libre et le cas du court-circuit où le composant se trouve dans une configuration où il doit supporter simultanément un fort courant et une forte tension appliquée à ses bornes.

La simulation physique électro-thermo-mécanique par éléments finis est réalisée à l'aide du logiciel TCAD SENTAURUS. Pour combiner la simulation électrothermique (incluant l'auto échauffement du composant) avec la simulation mécanique au niveau du composant, des conditions aux limites thermiques, électriques, mécaniques et des modèles mécaniques sont spécifiés. Ces conditions sont fixées sur les faces avant et arrière du composant. Dans nos simulations, nous avons fait l'approximation que l'échange thermique latéral est considéré comme adiabatique.

Ensuite, dans le quatrième chapitre, nous présenterons et discuterons les résultats des tests mécaniques en traction et en flexion quatre points appliqués sur des lamelles de transistors IGBT et MOSFET et sur un assemblage FR-4. Ces tests mécaniques constituent une étape essentielle pour la caractérisation mécanique des véhicules de tests. Ces véhicules seront utilisés pour les tests électromécaniques présentés dans le dernier chapitre.

Nous commencerons par décrire le banc expérimental mis en place au sein de notre plate-forme de caractérisation mécanique IMS et le protocole expérimental adopté pour les tests mécaniques. Une première exploitation qualitative des résultats nous permet de dégager certaines hypothèses concernant les propriétés mécaniques des lamelles de transistors. Dans ce chapitre, grâce au logiciel ANSYS, on présentera les distributions des contraintes mécaniques au niveau des puces IGBT et MOSFET sous test mécanique en traction et en flexion.

Finalement, le cinquième chapitre est consacré à l'étude expérimentale du comportement électromécanique des puces IGBT et MOSFET. Pour les transistors MOSFET, seule une caractérisation électromécanique statique expérimentale a été développée, alors que les transistors IGBT ont fait l'objet également d'une caractérisation électromécanique en simulation physique par éléments finis à l'aide du logiciel TCAD SENTAURUS. La simulation physique permet d'une part d'investiguer à l'aide de l'analyse physique le comportement électromécanique du transistor IGBT, et d'autre part la réponse électrique

statique d'un transistor IGBT soumis à l'application d'une contrainte mécanique externe. Dans cette partie, nous nous contenterons de l'étude de l'application d'une contrainte mécanique de type uniaxiale uniformément repartie suivant l'épaisseur du composant.

En ce qui concerne le modèle de l'IGBT simulé avec le logiciel TCAD SENTAURUS, il est de même nature que l'IGBT testé expérimentalement. Les paramètres physiques nécessaires à implémenter le modèle de simulation sont issus de l'analyse de construction « Reverse Engineering » effectuée sur l'IGBT testé. Malheureusement, avec les moyens de l'analyse de construction, nous ne pouvons pas remonter à tous les paramètres physiques nécessaires pour avoir un modèle qui se rapproche parfaitement du composant réel. Pour cette raison, les résultats de simulation présentés dans ce travail ont pour objectif de valider les tendances dans la caractérisation électromécanique.

Un banc expérimental spécifique a été conçu pour réaliser des tests électromécaniques sur les lamelles des transistors IGBT et MOSFET. Ces lamelles « flottantes » sont conçues pour ne pas être précontraintes mécaniquement par le procédé de report. Pour effectuer la caractérisation électromécanique statique, des flexions et des tractions sont appliquées sur les lamelles des transistors et simultanément on relève les caractéristiques électriques statiques : la tension de claquage, les caractéristiques de transfert et les caractéristiques de sortie. Il faut noter que les tests électromécaniques sont effectués à l'intérieur d'une enceinte climatique permettant ainsi de contrôler la température ambiante où se déroulent les essais de la caractérisation électromécanique statique.

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre du projet national CEPIA « Convertisseur de l'Electronique de Puissance à Intégration Avancée ». Ce projet a pour objectif de définir une approche méthodologique visant à étudier la problématique complexe de la fiabilité des systèmes de puissance en se focalisant sur l'approche de la fiabilité prédictive. Un banc de contraintes combinées a été réalisé pour les essais de qualification des systèmes de puissance. De plus une plate-forme de modélisation multi physique a été mise en place. La modélisation multi physique permet la combinaison de l'application de différentes contraintes : électriques, mécaniques, thermiques, humidité etc. Cette modélisation permettra de comprendre les mécanismes de défaillance des systèmes de puissance.

Le projet CEPIA regroupe plusieurs acteurs industriels et académiques, les partenaires industriels sont :

- AIRBUS France
- SAFRAN : - Hispano-Suiza
  - Technofan
- ALSTOM Transport SA
- EPSILON
- SERMA Technologies

Les laboratoires académiques associés à ce projet sont :

- Laboratoire IMS Bordeaux
- ENIT/ LGP Tarbes.

1. Fiabilité des modules de puissance : état de l'art et approche méthodologique

1.1 Introduction

Les moyens de transport : voitures électriques et hybrides, trains et plus récemment l'avion font appel à l'électronique de puissance. Pour ces applications, la sécurité est un point critique et par conséquent la fiabilité du système de puissance doit être optimisée. La connaissance du temps de fonctionnement avant défaillance du système est une donnée recherchée par les concepteurs. Dans cette optique, un indicateur de défaillance précoce permettrait de prédire la défaillance des systèmes avant que celle-ci soit effective.

Les contraintes électriques, thermiques et mécaniques que subissent les assemblages de puissance sont à l'origine de diverses défaillances. Avec l'augmentation des puissances commutées par les puces de puissance, de nouvelles architectures d'assemblages ont été développées (double face, SkiM) *[Otsu03, Gill01]*. Il apparait que ces nouvelles technologies, qui dissipent plus de calories au niveau de la puce de puissance, favorisent les contraintes mécaniques engendrées au niveau des pastilles silicium (due aux différences entre les coefficients de dilatation thermique des matériaux utilisés) par rapport aux architectures d'assemblage plus classiques sur des substrats de types :

- Substrats céramiques dont les métallisations sont en Cuivre ;
- Substrats céramiques dont les métallisations sont en Aluminium ;
- Substrat Métallique Isolé.

Dans ce chapitre, on commencera par présenter le contexte et les objectifs de cette thèse. Puis, on fera un bref état de l'art concernant la fiabilité des modules de puissance, en présentant les principaux modes de défaillance de ces assemblages.

Ensuite, nous nous intéresserons à une approche méthodologique concernant la problématique complexe de la fiabilité en électronique de puissance, en général et la fiabilité prédictive, en particulier.

De plus, nous présenterons un état de l'art concernant de l'évolution des architectures des modules de puissance dans le domaine industriel ainsi qu'au niveau des puces de puissance IGBT.

Enfin, nous ferons une comparaison entre les contraintes mécaniques exercées sur la puce de puissance dans deux cas d'assemblages de puissance : simple et double face permettant l'évacuation thermique des calories produites au sein de la puce de puissance liées aux pertes électriques en conduction et en commutation.

1.2 Contexte et objectif de la thèse

Le marché de la conversion d'énergie dans le domaine de l'aéronautique et le transport terrestre automobile et ferroviaire est en pleine croissance ; en particulier, l'électronique de puissance en raison de l'utilisation de plus en plus répandue d'actionneurs électriques commandés par commutateurs électroniques qui viennent remplacer les actionneurs hydrauliques. Les besoins de réduction de coût constituent une problématique transversale à l'ensemble des secteurs applicatifs.

Dans le domaine de l'aéronautique, le projet de l'avion civil « plus électrique » a pour objectif de remplacer les actionneurs hydrauliques par des actionneurs électriques en zone sévère de fonctionnement. De nombreux actionneurs hydrauliques peuvent être convertis en électrique :

- en zone moteur : inverseur de poussée, pompe à carburant, à huile, pompe de lubrification, starter/générateur,
- commande d'aileron,
- dans la soute de train d'atterrissage : frein, direction.

Les objectifs du remplacement des actionneurs hydrauliques en actionneurs électriques sont les suivants :

- augmenter la fiabilité à rendement élevée,
- diminuer le coût de la maintenance,
- diminuer la masse des équipements embarqués,
- diminuer le coût des équipements.

Dans le domaine ferroviaire et automobile, l'utilisation des actionneurs électriques est relativement plus ancienne et plus maitrisée. Néanmoins, le développement continu des équipements dans ces domaines implique une veille technologique soutenue des équipements de l'électronique de puissance.

Pour ces domaines applicatifs de l'électronique de puissance, la maîtrise de la fiabilité constitue un enjeu majeur. Dans cette thèse, notre démarche est de développer de nouveaux outils pour converger vers la fiabilité prédictive, en particulier, les modules de puissance qui constituent une brique de base de ces équipements électriques.

L'objectif, à plus long terme, serait de réaliser un dispositif permettant d'évaluer en temps réel l'état de vieillissement d'un assemblage de puissance dans son environnement applicatif par le suivi de son état thermique et mécanique. Afin de tendre vers cet objectif, nous nous appuierons sur la mise en évidence d'indicateurs précoces de suivi de l'état mécanique de l'assemblage de puissance.

1.3 Fiabilité des modules de puissance

La tendance actuelle consiste à mettre de plus en plus d'équipements électroniques dans des applications embarquées (aéronautique, ferroviaire, automobile etc.) pour lesquelles la fiabilité constitue un enjeu majeur pour les concepteurs. De plus, les puissances dissipées au niveau des puces de puissance des modules déjà présents dans des applications automobiles augmentent. Ceci implique l'apparition de nouveaux modes de défaillance.

Par la suite, nous présenterons les principaux modes de défaillance des modules de puissance classiques à simple face d'évacuation thermique.

1.3.1 Principaux modes de défaillances des modules de puissance

Au cours de leur fonctionnement, les composants de puissance à semi-conducteur et leur assemblage respectif subissent des cycles thermiques actifs, induits par les pertes par conduction et commutation dans les puces. Dans le cas des applications embarquées en plus des cycles thermiques actifs, les modules de puissance subissent des contraintes environnementales qui peuvent être extrêmes et notamment pour des applications aéronautiques et spatiales.

Lorsque l'on étudie la fiabilité des modules de puissance au sein d'un laboratoire, nous mettons au point des essais de vieillissement accéléré visant à reproduire les contraintes thermomécaniques subies par les modules de puissance. La définition de protocoles de test présentant différents niveaux d'accélération de vieillissement, nous permet d'accélérer les contraintes imposées aux modules de puissance. La définition d'un indicateur de dégradation permet d'arrêter les tests de vieillissement accéléré. Ces indicateurs peuvent être d'origine électrique ou thermique selon le mode de défaillance détecté. Des projets de recherche tels que RAPSDRA *[RAPS96]* ont permis de définir pour chaque mode de défaillance, les critères de défaillance associés et de les relier à un paramètre :

- la dégradation des fils de câblage se traduit par l'augmentation de la chute de tension directe collecteur-émetteur V_{ceon},
- le délaminage des brasures du module de puissance provoque l'augmentation de la résistance thermique entre la jonction et la semelle, révélant une mauvaise évacuation de la chaleur entre la puce et le refroidisseur,
- l'apparition de courant de fuite grille-cathode et anode-cathode au sein des transistors IGBT révèle une détérioration de la puce de puissance.

Une fois la défaillance détectée, avec les moyens de prospection microscopiques (MEB, SEM etc.), nous pourrons ainsi comparer les modes de défaillance observés dans ces essais, et relever l'influence de la fatigue thermique sur l'assemblage, notamment au niveau des brasures et des fils de câblage.

Effectivement, nous pouvons résumer les principaux modes de défaillance au niveau de l'assemblage de puissance aux délaminages des brasures entre les différentes interfaces de l'assemblage et la détérioration du fil de câblage entre la puce de puissance et les connexions électriques de l'assemblage de puissance.

1.3.1.1 Fatigue thermique des joints de brasures

La figure 1.1 présente une illustration simplifiée d'un module de puissance de type substrat céramique dont les métallisations sont en cuivre DCB. Ce module se compose de l'élément actif qui est la puce de puissance à semi-conducteur (IGBT ou MOSFET) qui assure la fonction électrique de l'assemblage de puissance et fonctionne en interrupteur électrique. Le substrat isolant permet à la fois l'isolation électrique et l'évacuation des calories dissipées (pertes dans les puces). Il joue également le rôle d'un support mécanique pour les connexions électriques. L'ensemble est ensuite reporté sur le refroidisseur par l'intermédiaire d'un support métallique (semelle). Le module est protégé par un boitier adapté aux connexions électriques, entre le boîtier et l'assemblage de puissance, généralement on rajoute un gel pour éviter la formation d'arcs électriques et pour protéger le module des impuretés.

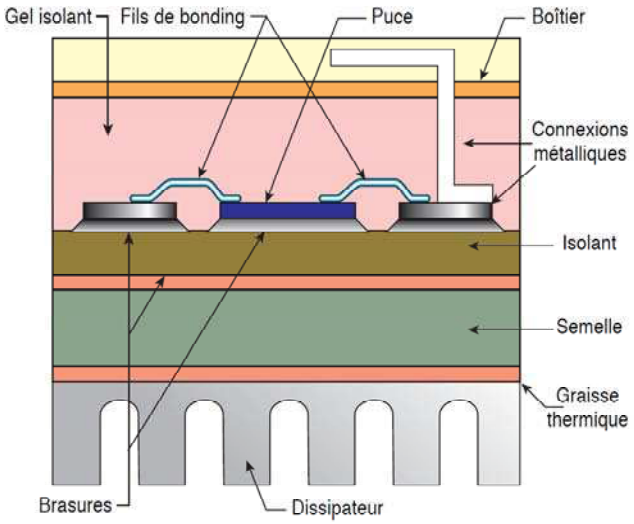


Figure 1.1 Assemblage classique de puissance monté sur son radiateur *[Elec06]*

Les principales fonctionnalités d'un module de puissance sont :

- la liaison électrique entre les différentes puces,
- l'isolation électrique entre les connexions,
- la protection des puces,
- le maintien mécanique.

Les critères de choix principaux d'un module de puissance sont :

- le coût, le poids et le volume,
- la tension de blocage,
- le courant maximum du collecteur Ia
- fréquence de travail (parasites).

La défaillance de l'un ou de plusieurs éléments constituant l'assemblage de puissance peut fortement diminuer les performances de ce dernier, et dans certains cas, peut être fatal au bon fonctionnement du module de puissance. Les brasures constituent un élément important dans l'étude de la fiabilité des modules de puissance. En effet, elles sont fortement assujetties aux phénomènes de délaminage et de craquelure qui constituent le mode de défaillance le plus remarqué lorsqu'on soumet le module de puissance aux tests de vieillissement accélérés passifs et actifs *[Woir92]*. Les brasures assurent plusieurs fonctions simultanément, elles permettent :

- l'assemblage des différents constituants,
- la circulation du flux thermique entre les éléments actifs et la semelle,
- la connexion électrique entre le semi-conducteur et le substrat métallisé relié aux connexions de puissance externes.

L'assemblage de puissance est soumis à de nombreuses contraintes (thermiques, électriques, environnementales, etc.) lors de son utilisation. A cause de toutes ces contraintes, le module de puissance peut subir la dégradation de ses propriétés : électriques, thermiques et mécaniques.

Plusieurs études ont été dédiées à la fatigue thermique des joints de brasure constituant les modules de puissance *[Woir92, Herr98, Khat00, Rizz08, Libi10]*. Ces études montrent que ces brasures constituent l'élément le plus fragile de l'assemblage de puissance par rapport aux cycles de vieillissement accéléré thermique passif appliqués aux modules de puissance. Notre objectif ici n'est pas de reprendre ces études mais essayer d'anticiper l'amorçage d'un délaminage en exploitant le comportement électromécanique de la puce de puissance. En effet, lorsque la brasure est soumise au processus de fatigue thermique, la force de maintien exercée par cette dernière sur la puce commence à diminuer. Dés lors, en exploitant la propriété électromécanique des semi-conducteurs, on pourrait envisager de remonter à l'état mécanique de cette brasure.

1.3.1.2 Défaillance du fil de câblage

Le deuxième mode de défaillance important est la défaillance au niveau des fils de câblage reliant la puce de puissance à son environnement de connexion électrique. On peut diviser la défaillance à ce niveau en deux catégories :

- la levée des fils de câblage au niveau de la couche de métallisation de la puce de puissance,
- et la fracture du fil de câblage au niveau du pied de ce dernier.

On peut trouver dans la littérature plusieurs études dédiées à la levée des fils de câblage *[Ciap02, Coqu03, Lefr00]*. Ce mode de défaillance (Figure 1.2 (a)) est dû essentiellement à la différence du CTE entre l'aluminium de la couche de métallisation et le silicium. En effet, le CTE de l'Aluminium est de l'ordre de 23 ppm/K à température ambiante, alors que le CTE du Silicium est seulement de l'ordre de 2,6 ppm/K.

En ce qui concerne les fissurations initiées au niveau du pied du fil de câblage, elles sont essentiellement dues aux problèmes de qualité de la fabrication du fil de câblage *[Ciap02]*. Toutefois, ce mode de défaillance peut être le résultat des contraintes thermomécaniques subies par ce dernier (Figure 1.2 (b)) *[Ciap02]*.

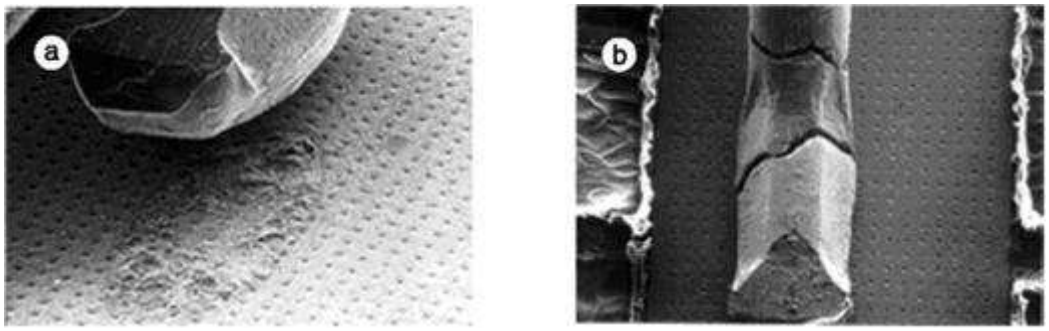


Figure 1.2 (a) Levée du fil de câblage, (b) fracture du pied du fil de câblage *[Cia02]*

1.3.1.3 Défaillance au niveau de la puce de puissance

La défaillance au niveau de la puce de puissance peut être une cause importante dans la défaillance au niveau du module de puissance. Cette défaillance peut être liée intrinsèquement à la fonctionnalité électrique de la puce de puissance à savoir la fonction d'interrupteur électrique. Elle peut également être liée à la défaillance même des matériaux et des différentes couches constituant la puce de puissance elle-même.

Le premier type de défaillance au niveau de la puce de puissance constitue un axe de recherche important au sein de l'IMS. Plusieurs travaux ont été menés pour investiguer ces défaillances au niveau de la puce de puissance *[Benm06, Benm07, Benm08, Azzo98]*. Lorsque

la puce de puissance est soumise simultanément à l'application d'un fort courant et d'une tension élevée, la puissance électrique instantanée devient très importante menant, dans de nombreux cas, à la destruction de celui-ci. Les principaux phénomènes physiques conduisant à la défaillance des composants de puissance sont les phénomènes de retournement (Latch-up), de claquage et d'emballement thermique *[Benm08]*.

Le deuxième type de défaillance au niveau de la puce de puissance concerne la défaillance de la couche de métallisation de la puce et la dégradation de l'oxyde de grille, comme cela a été étudié par Ciappa *[Ciap02]*.

1.3.2 Evaluation de la fiabilité

L'étude de la fiabilité des modules de puissance consiste à définir les modes de défaillance importants qui peuvent détériorer le fonctionnement nominal d'un module de puissance. Ces études sont basées sur la physique de défaillance, sur les études statistiques et de probabilités de défaillance et aussi sur les retours d'expérience. Le retour d'expérience est particulièrement important dans le domaine de la fiabilité parce que la récupération des modules défaillants, lorsque cela est possible, permet une investigation complète des mécanismes de défaillance effectivement responsable de la défaillance observée.

L'étude en laboratoire par les tests de vieillissement accéléré est nécessaire pour évaluer la fiabilité, par contre les phénomènes physiques responsables de telle ou telle défaillance peuvent être différents des modes réellement subis dans une application donnée. Pour cette raison, le retour d'expérience est nécessaire pour corroborer les résultats des tests de vieillissement accéléré et les modules défaillants. Malheureusement, les données des retours d'expérience sont souvent à la disposition exclusive des constructeurs et des utilisateurs directs, donc difficilement accessibles. D'autant plus que, dans certains domaines où les puissances électriques mises en jeu sont très élevées, les modules de puissance défaillants sont dans un état de destruction avancée rendant toute prospection difficile ou dans certains cas impossibles.

Du point de vue industriel, la fiabilité en général et particulièrement celle liée aux modules de puissance n'a de sens que si cette fiabilité est associée à une valeur numérique. Le taux de défaillance du module de puissance est un critère de choix et une figure de mérite est utilisée pour qualifier ce genre de composant. La figure 1.3 illustre le graphe typique en baignoire montrant l'allure de la fonction taux de défaillance lambda λ en fonction du temps.

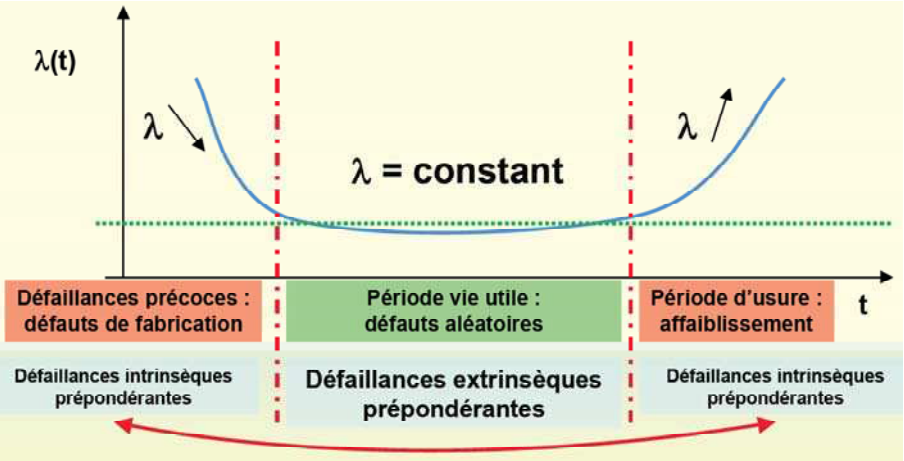


Figure 1.3 Allure de la fonction taux de défaillance λ en fonction du temps

Pour définir le taux de défaillance λ, on a recours généralement aux recueils de fiabilité. Ces recueils sont bâtis à partir des données provenant de retours d'expériences. Ils se basent sur l'hypothèse que le taux de défaillance est constant sur toute la durée de vie du composant (pas d'effet lié au vieillissement). On peut citer entre autres :

- MIL-HDBK-217F *[MIL91]*,
- UTE-C 80-810 (RDF2000) *[UTE05]*,
- FIDES *[FIDES04]*.

Dans ces recueils, en se basant sur les mécanismes de défaillances physiques et sur les retours d'expériences, on essaye de trouver des formules mathématiques pour remonter au taux de défaillance d'un module IGBT. Selon FIDES, le taux de défaillances (λ_P) de l'IGBT est de la forme *[Azzo08]* :

$$\lambda p = \lambda die + \lambda package + \lambda overstress \qquad E\ 1\text{-}1$$

où λ_{die} est le taux de défaillances lié à la puce, $\lambda_{package}$ est le taux de défaillances lié au boîtier, et $\lambda_{overstress}$ est le taux de défaillances lié aux surcharges éventuelles que pourrait subir le composant. Dans cette expression, pour déterminer par exemple $\lambda_{package}$, il faut avoir une base de données d'expérimentation en laboratoire sous forme de test en vieillissement accéléré très fournie ainsi qu'une large base de données en ce qui concerne les retours d'expériences. En

plus de ces données, souvent pour le calcul du taux de défaillance, on a recours à des énergies d'activation et des facteurs d'accélération pour les tests dont l'origine reste à ce jour encore un peu floue !

Notre stratégie, dans les études que nous menons au laboratoire IMS, est de déterminer les phénomènes physiques responsables de la défaillance et au mieux essayer de prévenir les modes de défaillance en partant du principe d'un diagnostique in-situ de l'état mécanique, thermique et électrique du module de puissance.

1.3.3 Durée de vie des modules de puissance

On peut résumer l'étude de la fiabilité des modules de puissance à la proposition suivante : Peut-on déterminer ou au moins estimer la durée de vie d'un module de puissance dans son environnement applicatif ?

La méthodologie suivie jusqu'à présent consiste à faire une extrapolation temporelle entre les essais de vieillissement accéléré effectués en laboratoire et les profils de mission concernant l'application étudiée. En regroupant les simulations par éléments finis au niveau du module de puissance, nous pouvons estimer la durée de vie d'un module de puissance pour une application donnée. Cette méthode est basée sur une hypothèse forte qui consiste à supposer que les modes de défaillance relevés pendant les essais accélérés correspondent aux mêmes modes de défaillance relevés dans l'application réelle. La deuxième limitation par rapport à cette méthodologie est le fait qu'elle est liée étroitement aux profils des missions. Ces derniers ne sont pas toujours aussi facilement normalisés puisqu'ils dépendent de plusieurs facteurs qui peuvent être : l'utilisateur, les variables environnementales, etc.

L'approche méthodologique que nous avons choisie dans cette thèse consiste à s'orienter plus vers la fiabilité prédictive. En se basant sur des indicateurs précoces de défaillance, on essayera de remonter à l'état actuel du module de puissance dans son environnement applicatif. Dans le paragraphe suivant, nous allons développer cette partie de la méthodologie choisie dans le cadre de la fiabilité prédictive ou plus généralement, le pronostic et le diagnostic du module de puissance dans son environnement applicatif.

1.4 Approche méthodologique

1.4.1 Démarche générale

Les contraintes thermiques, électriques et mécaniques que subissent les assemblages de puissance sont à l'origine des défaillances diverses. Notre objectif est de s'orienter vers la fiabilité prédictive des modules de puissance en se basant sur des essais accélérés sous contraintes combinées. Ces contraintes peuvent être de nature mécanique, électrique, thermique. En plus des essais accélérés, une campagne de simulations physiques à différents niveaux : module de puissance et puce de puissance viendra compléter les études expérimentales. Dans le cas où il serait possible d'avoir des retours d'expériences, nous pourrons identifier les mécanismes de défaillance critiques et leurs paramètres influents.

1.4.2 Identification d'indicateurs de suivi de vieillissement

Comme cela a été dit précédemment, l'objectif final est de déterminer de nouveaux indicateurs de suivi de vieillissement du module de puissance dans son environnement applicatif. Ces indicateurs peuvent être d'ordre électrique. En effet, sachant que les semi-conducteurs sont sensibles aux contraintes mécaniques qui leurs sont appliquées (comme cela sera montré au chapitre II), on cherche à identifier des paramètres électriques mécano-sensibles tels que : la tension Von, le courant nominal Ic, etc.

Ainsi, ces paramètres dont nous suivrons l'évolution au cours du vieillissement du module de puissance nous permettront de déceler en temps réel la mise en défaut des composants de puissance avant qu'ils ne soient complètement non fonctionnels. Cela nous permettra d'effectuer un diagnostic de l'état mécanique de l'assemblage de puissance ou « health monitoring ». Pour atteindre cet objectif, il est nécessaire de se baser sur la modélisation multi-physique dans laquelle le module étudié subit différents types de contraintes : électriques, thermiques et mécaniques. Le paragraphe suivant donnera les principes de base de la modélisation multi-physique.

1.4.3 Modélisation multi-physique

Cette modélisation consiste à créer un lien entre les outils de simulation électrothermique par éléments finis du composant semi-conducteur et ceux de la simulation thermomécanique par éléments finis de l'assemblage de puissance afin de réaliser un modèle global multi-physique de type électro-thermo-mécanique (Figure 1.4).

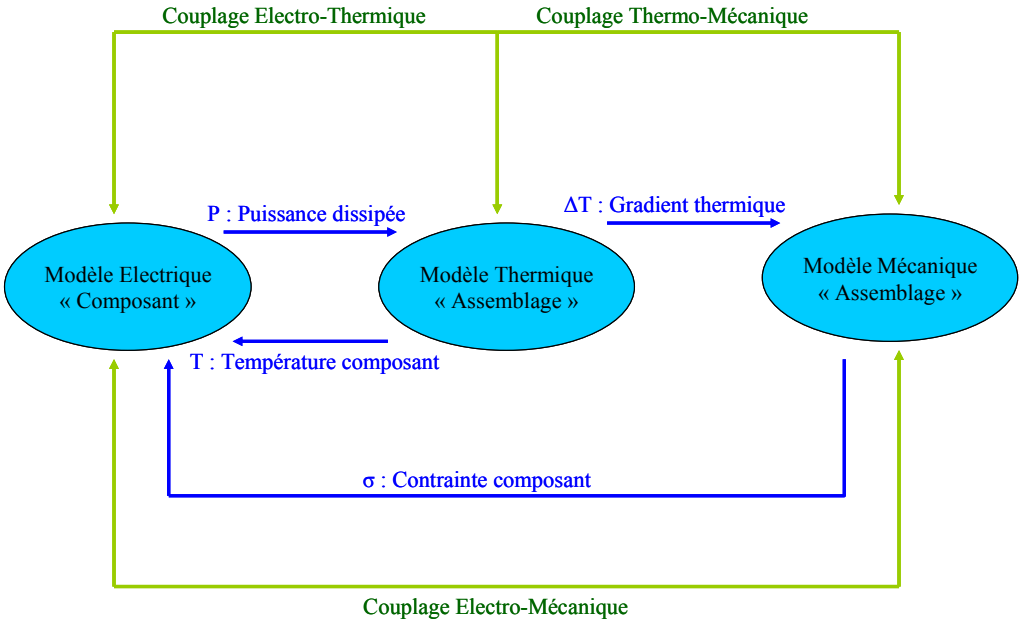


Figure 1.4 Diagramme de la modélisation électro-thermo-mécanique

Deux phases de modélisation sont envisagées : celle du composant semi-conducteur (IGBT, MOSFET) et celle de l'assemblage de puissance. Au niveau du composant semi-conducteur, il est proposé de faire une simulation physique bidimensionnelle et unicellulaire par éléments finis sous TCAD SENTAURUS des composants silicium tels que l'IGBT et le MOSFET. Cette phase constituera une première approche avant de s'orienter vers des simulations bidimensionnelles multicellulaires et/ou tridimensionnelles plus réalistes du composant semi-conducteur qui pourront être étudiées à la suite de ces travaux. Dans un premier temps, il sera nécessaire de définir un modèle par éléments finis d'IGBT et de MOSFET dont les grandeurs technologiques pourront être issues de mesures et de procédés d'analyse de construction « reverse engineering ». Le modèle ainsi défini devra être validé sur des caractéristiques électriques statiques et dynamiques avec prise en compte de la thermique (environnement et auto échauffement). La deuxième phase de la modélisation concerne la simulation de l'assemblage de puissance au moyen de l'outil de simulation ANSYS.

Le lien entre les deux simulateurs se situe dans la prise en compte du résultat de simulation thermomécanique par simulation physique par éléments finis obtenue de l'assemblage de puissance « ANSYS » comme grandeurs d'entrées dans la plateforme de simulation physique par éléments finis « TCAD SENTAURUS » au niveau du composant semi-conducteur. La figure 1.5 présente la démarche générale de l'établissement du lien entre les outils de simulation ANSYS et TCAD SENTAURUS.

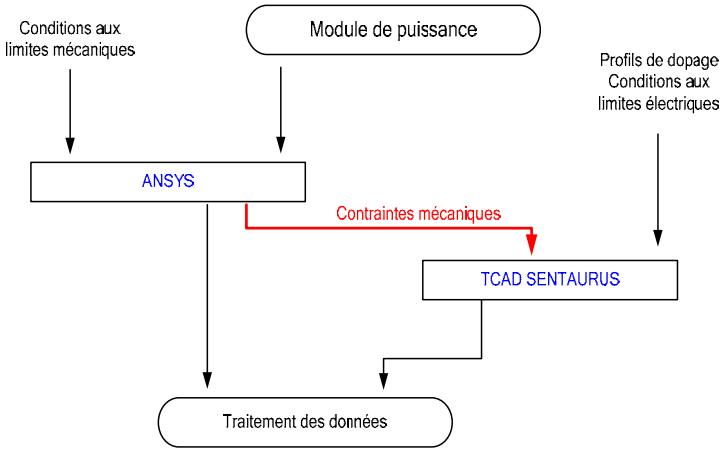


Figure 1.5 Liaison entre ANSYS et TCAD SENTAURUS

A partir de la modélisation multi-physique par éléments finis, on pourrait élaborer des modèles analytiques des modules de puissance afin de les implémenter dans un logiciel circuit de type SABER. Des expérimentations seront nécessaires pour valider et éventuellement réajuster les modèles de simulation. Le paragraphe suivant présente une étude concernant la modélisation électrothermique. Dans cette étude *[Taka04],* les auteurs ont réussi à développer un modèle compact électrothermique à base de circuit RC. L'objectif ultime mais qui ne sera pas abordé dans ces travaux serait d'essayer de développer des modèles simples en suivant la même démarche adoptée dans la modélisation analytique électrothermique compacte.

1.4.4 Modèles analytiques électrothermiques

La modélisation électrothermique consiste à coupler le modèle électrique du composant au modèle thermique de l'assemblage de puissance. Le modèle thermique utilise la puissance dissipée dans le composant de puissance comme entrée pour avoir la distribution de la température dans l'assemblage de puissance. Cette distribution est utilisée par la suite pour évaluer l'influence de la température sur les caractéristiques électriques du composant semi-conducteur. La figure 1.6 présente la méthodologie générale de la modélisation électrothermique d'un module de puissance.

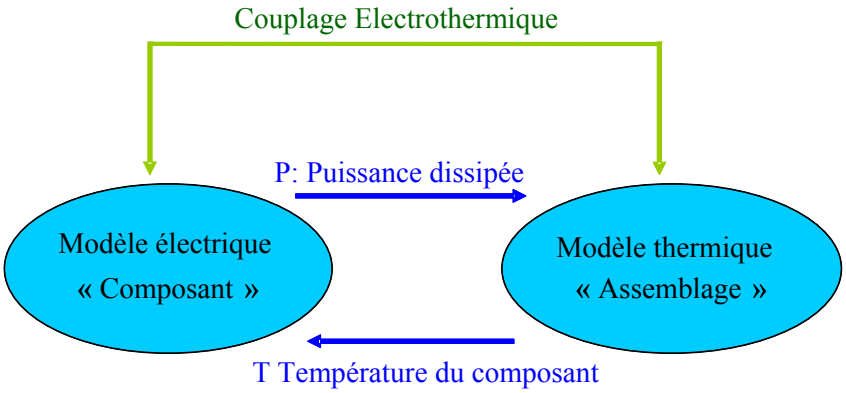


Figure 1.6 Diagramme de la modélisation électrothermique

Pour décrire le comportement thermique d'un assemblage de puissance, plusieurs méthodes sont utilisées pour résoudre l'équation de diffusion de la chaleur. Parmi ces méthodes, on peut citer entre autres : la convolution de la réponse thermique avec la fonction de la puissance analytique dissipée *[Blac98]*, l'extraction empirique des valeurs des éléments du réseau thermique à partir de la mesure des étapes thermiques *[Skib90]*, l'analyse physique basée sur la résistance et la capacité thermique du réseau *[Elli84]*, et la simulation tridimensionnelle par éléments finis *[ANSY89]*. Toutes ces méthodes demandent une analyse mathématique complexe du fait de leur dépendance à l'équation de la diffusion de chaleur tridimensionnelle. Pour cette raison, on développe des modèles compacts plus légers pour simuler des systèmes électroniques entiers.

Le modèle électrothermique d'une puce de puissance est souvent implémenté dans des simulateurs de type SABER *[Ammo00]*. Ceci implique l'intégration du modèle thermique dans le modèle électrique du circuit, ainsi la simulation du comportement électrothermique du module de puissance est réalisée.

Par la suite, nous présentons une méthode de simulation électrothermique développée par TOYOTA pour les modules de puissance à IGBT pour des applications de traction [Taka04]. Le modèle électrique de l'IGBT est implémenté dans SIMPLORER et le modèle compact thermique de l'assemblage est basé sur la modélisation développée par TOYOTA, sachant qu'une amélioration de ce dernier modèle est effectuée pour prendre en compte la distribution latérale de la température et les effets des interférences thermiques. Le modèle compact thermique est basé sur un réseau RC (où R est la résistance thermique et C la capacité thermique) (Figure 1.7). Pour une cellule représentant une partie de l'assemblage, l'impédance thermique (Z_{th} (t)) est exprimée sous la forme *[Taka04]* :

$$Z_{th}(t) = R_1\left\{1 - e^{(t/R_1C_1)}\right\} + R_2\left\{1 - e^{(t/R_2C_2)}\right\} \qquad \text{E 1-2}$$

Les paramètres R_1, R_2, C_1 et C_2 sont déterminés pour minimiser les erreurs en comparaison avec les calculs issus de la simulation par FEM.

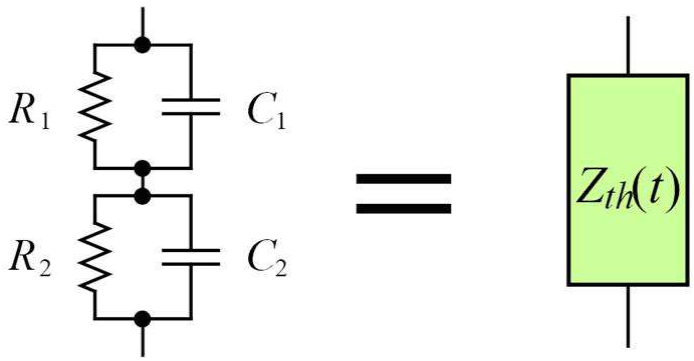
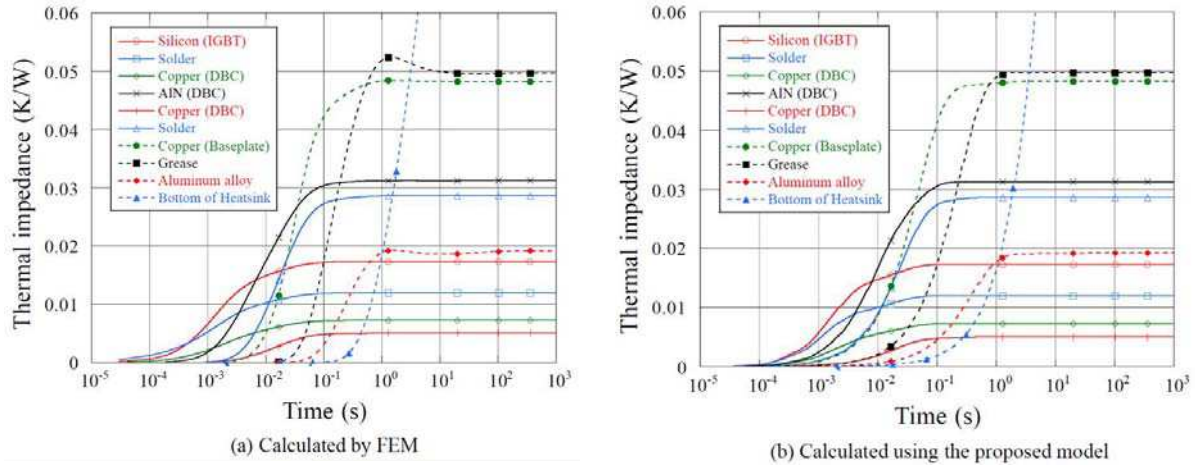


Figure 1.7 Cellule de base du modèle compact *[Taka04]*

Avec ce modèle, on obtient une bonne reproduction de l'impédance thermique de chaque couche de l'assemblage comme le montre la figure 1.8.



(a) (b)

Figure 1.8 L'impédance thermique de chaque couche de l'assemblage : (a) Calcul éléments finis 'FEM' ; (b) Calcul avec le modèle RC *[Taka04]*

Pour un assemblage de puissance composé de deux IGBTs montés en parallèle, on propose le modèle compact thermique de la figure 1.9.

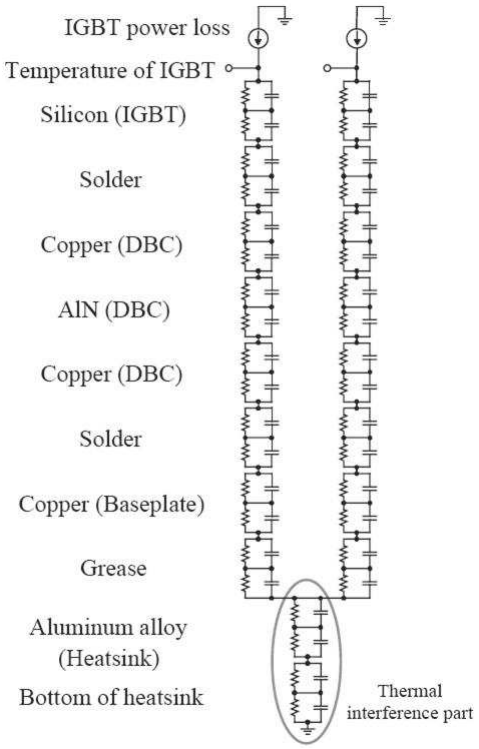


Figure 1.9 Modèle compacte thermique incluant deux IGBTs en parallèle [Taka04]

La figure 1.10 montre la réponse transitoire thermique proposée par le modèle compact. Dans le cas du fonctionnement d'un seul IGBT, le modèle prend en compte la dispersion latérale de la température. De même, l'interférence thermique est prise en compte dans le modèle compact lorsque les deux IGBTs sont en fonctionnement. On remarque une bonne concordance entre la mesure, la simulation par éléments finis et le modèle RC.

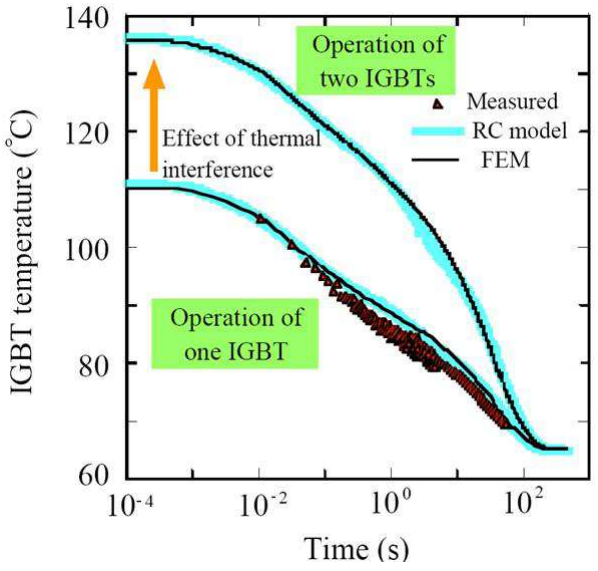


Figure 1.10 Comparaison des résultats de mesure, de simulation par FEM et du modèle compacte RC pour une puissance dissipée de 93,7 W *[Taka04]*

L'élaboration des modèles analytiques compacts du comportement électrothermique est important dans l'étude de la fiabilité des modules de puissance. Dans ce paragraphe, nous avons présenté les bases de la modélisation compacte électrothermique. L'objectif final serait de converger vers la réalisation d'une modélisation électro-thermo-mécanique compact en s'inspirant de la méthodologie développée pour la modélisation compact électrothermique présentée ci-dessus. Cette démarche constituera une étape primordiale pour les prochains travaux concernant la modélisation multi physique.

1.5 Evolution des architectures des modules de puissance

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les principales généralités concernant les modules de puissance à transistor IGBT, et nous détaillerons une bibliographie complète concernant la puce IGBT et l'assemblage de puissance. Ce paragraphe sera conclu par une étude comparative de la distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance dans le cas de deux assemblages à simple et double face d'évacuation thermique.

1.5.1 Généralités

1.5.1.1 Présentation générale de l'IGBT

Dans cette partie, nous allons proposer un bref aperçu concernant l'évolution des structures IGBT. Historiquement, les structures PT et NPT sont les plus anciennes. Pour schématiser, la structure PT traditionnelle permet par principe d'obtenir des pertes en conduction réduites, tandis que le procédé NPT donne des composants intrinsèquement plus rapides avec de faibles pertes en régime de commutation. On optait souvent pour les premières dans les gammes 600V et 1200V, pour les secondes en 1200V et au-delà. Les progrès technologiques aidant (incluant les procédés de réalisation sur wafer mince), la donne a depuis été quelque peu redistribuée.

Sans entrer dans les détails, précisons simplement que les différences se situent au niveau du dessin et des dopages des couches basses de la cellule. Les NPT sont développés sur une base de silicium homogène, sur laquelle sont diffusés l'anode et les autres couches. La tension inverse est supportée par une couche épaisse N-, ce qui confère à l'IGBT une chute de tension à l'état passant assez élevée. Un problème contourné par les dernières générations de puces sur wafer mince, caractérisées par une faible tension de saturation, au prix d'une certaine fragilité mécanique.

Dans le cas d'une technologie PT, l'association d'une couche tampon fortement dopée N+ et d'une seconde faiblement dopée N-, obtenues par croissance épitaxiée, reposent sur un substrat P+. La minceur de la couche N- se traduit par l'obtention d'une chute de tension très faible à l'état passant. Cependant, afin de réduire la durée de vie des porteurs dans la zone tampon, et ainsi conserver de faibles pertes en commutation, on a recours à des procédés d'irradiation globales ou localisées ou d'injection de métaux lourds qui ont le fâcheux inconvénient de remonter le Von et, par voie de conséquence, les pertes en conduction.

Du fait des effets d'autorégulation naturels facilitant la mise en parallèle des IGBT, les composants de type NPT bénéficiaient à l'origine d'un attrait supplémentaire. Ceci grâce à un coefficient de dérive thermique de la tension Von positif au courant de travail, minimisant le risque d'emballement thermique.

Les nouvelles technologies apparues ces dernières années ont tenté de réunir les avantages des structures PT et NPT. Ainsi en est-il de l'IGBT à champ limité, appelé «Field Stop» par INFINEON et FUJI. Le profil de champ électrique, de forme trapézoïdale, est ici similaire à celui d'une puce PT, tandis que le coefficient de température est positif à l'état passant. Lors de l'ouverture de l'IGBT, le champ électrique est arrêté par une couche tampon faiblement dopée N, ce qui permet de réduire le phénomène de queue de courant dû à l'accumulation des charges.

Un principe similaire a été adopté par MITSUBISHI et ABB pour leurs puces baptisées LPT pour le premier, SPT pour le second. Cependant, si le principe reste similaire, la structure peut être bien différente. Ainsi, si d'un côté INFINEON met en œuvre une grille en tranchée pour ses $IGBT^3$ et $IGBT^4$, ABB a recours à une construction planaire plus classique. Notons que cette dernière société a introduit l'an dernier de nouvelles puces SPT, dites SPT^+. Celles-ci conservent les caractéristiques de leurs aînées, si ce n'est le Von réduit de quelques 30% (cas d'une puce 4500V), ou la densité de courant améliorée (cas d'une puce 1200V).

Appliquée aux IGBT, la structure en tranchée (trench) a pour intérêt d'éliminer l'effet JFET parasite des cellules IGBT classiques. La chute de tension à l'état passant et la résistance de canal de l'IGBT sont également réduites. La faible largeur de la grille enterrée, et non plus disposée en surface comme dans une cellule à grille planaire conventionnelle, autorise une densité de courant plus importante, tandis que les effets de latch-up sont minimisés voir

inexistants. L'inconvénient principal est l'accroissement de la capacité grille-cathode qui modifie le comportement dynamique de l'IGBT et qui oblige un redimensionnement du circuit de commande rapprochée.

Du fait de ses nombreux atouts, la technologie trench a ouvert de belles perspectives quant au développement de modules performants et compacts. La complexité du procédé de fabrication étant ici compensée par une moindre quantité de silicium consommé.

En ce qui concerne les diodes de puissance, elles sont équivalentes à un clapet dans une installation hydraulique. Les deux paramètres importants à prendre en compte sont :

- la tension maximale de blocage de la diode, c'est-à-dire la tension au-delà de laquelle se produit le claquage et donc la destruction probable de la diode,
- l'intensité maximale du courant qui peut la traverser.

En revanche les trois principaux défauts de la diode de puissance sont :

- la tension de seuil V_S,
- la résistance dynamique R_D,
- le recouvrement inverse de la diode.

Actuellement, les diodes se déclinent en plusieurs catégories :

- les diodes silicium de puissance de résistance dynamique R_D faible. Elles sont utilisées dans le domaine des convertisseurs de forte puissance comme les onduleurs de traction. Elles sont réalisées en boîtier encapsulé. La jonction qui les constitue est de type PIN (P - Intrinsèque - N), ou PN-N+. L'introduction d'une zone très faiblement dopée permet d'obtenir une tension de blocage élevée,
- les diodes rapides de capacité parasite C_D faible. Elles ont des temps de recouvrement de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes,
- les diodes Schottky (souvent utilisée pour des tensions inverses inférieures à 150 V) : tension de seuil V_S faible et C_D faible. Elles sont constituées d'une jonction métal - semi-conducteur. Par rapport aux diodes PIN, la tension de seuil est plus faible, mais la résistance est plus élevée (d'où une chute de tension qui dépend plus fortement du courant qui la traverse). Elles peuvent fonctionner à des fréquences très élevées mais la tension inverse maximale autorisée est plus faible. Pour toutes ces raisons, elles sont principalement utilisées dans les convertisseurs fonctionnant en TBT et à fréquence élevée : alimentations à découpage,

- les diodes Schottky en carbure de silicium (SiC). Elles conjuguent une capacité de jonction C_D très faible et une tension de blocage plus élevée que les diodes Schottky classiques mais ces améliorations se font au détriment de l'augmentation de V_S.

1.5.1.2 Les structures IGBT actuelles

De façon générale, le développement des structures de puces embarquées vise à optimiser l'éternel compromis entre les pertes en commutation et en conduction, et à augmenter la densité de courant. Pour atteindre cet objectif, une multitude de structures sont à l'étude ou sont déjà commercialisées par les principaux fabricants.

Les trois structures IGBT de base (Figure 1.11) en technologie silicium les plus utilisés dans l'industrie sont : PT, NPT et FS.

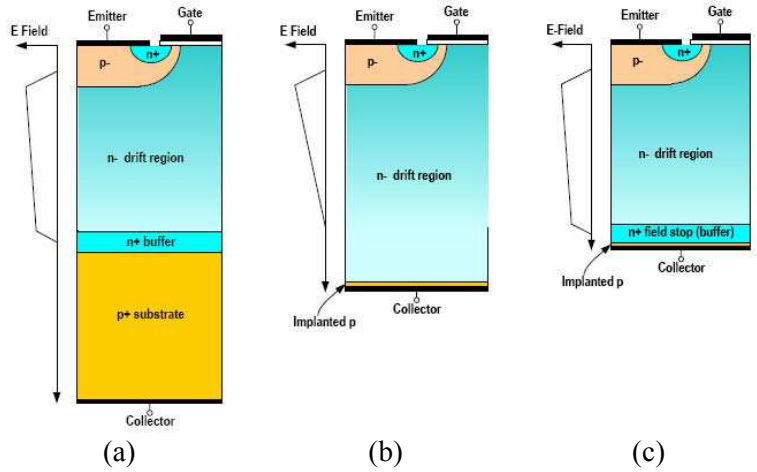


Figure 1.11 Structures de base avec grille planaire *[Micr]* : (a) PT ; (b) NPT ; (c) FS

Ces structures peuvent avoir une grille en tranchée et le choix du type de grille dépend de l'application et de la stratégie de chaque fabricant. La tendance générale adoptée par les fabricants étant de se diriger vers la structure Field Stop qui offre le meilleur compromis entre les structures PT et NPT. Le fabricant FUJI ELECTRIC, par exemple, spécialiste dans la moyenne puissance a commencé la production des IGBT depuis les années 80 et jusqu'à présent ce dernier a développé 5 générations d'IGBT. Les trois premières générations sur des plaquettes épitaxiales avec la technique « Lifetime Control » et les deux dernières générations sur des plaquettes minces (Figure 1.12). Actuellement, la recherche au sein de Fuji Electric s'oriente vers des structures FS avec la grille en tranchée sur plaquette type FZ (Floating Zone). La fabrication des plaquettes de silicium se fait traditionnellement par le procédé « Czochralski process », qui offre la possibilité d'avoir des plaquettes de larges diamètres pouvant atteidre 300 mm voire plus. L'inconvénient principal de ce procédé de

fabrication est la présence de contaminants tels que : les molécules de carbone, d'azote et d'oxygène. Le procédé de fabrication de plaquette en silicium « Floating Zone process » est souvent utilisé pour les composants de puissance. Il offre par rapport au procédé classique les avantages suivants :

- une faible présence en contaminants,
- une bonne résistance mécanique.

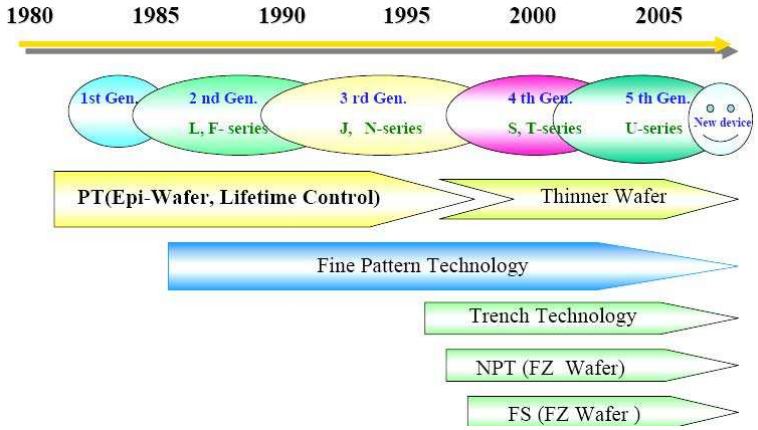


Figure 1.12 Développement de la technologie IGBT de FUJI ELECTRIC *[Fuji]*

A partir de la structure PT, les concepteurs de puce IGBT ont eu l'idée d'utiliser la couche N- comme substrat fin, une couche tampon N « Field Stop » et une couche P+ pour l'injection des trous. La fine couche N « Field Stop » faiblement dopée modifie l'injection de trous de la couche P+ (côté collecteur) et permet de stopper le champ électrique de la zone N- en polarisation directe bloquée. De part sa nature, la structure FS ne présente plus de queue de courant et sa chute de tension à l'état passant est faible. Cette technologie est actuellement utilisée par plusieurs constructeurs sous différents noms : SPT, LPT-CSTBT, IGBT^3, IEGT et HiGT *[Lefr05]*.

Les structures traitées ci-dessous sont celles des principaux fabricants sachant que des études sont en cours pour développer d'autres technologies par exemple les matériaux semi-conducteurs à grand gap (SiC, GaN,…) qui offrent des performances électriques et en température bien supérieure au silicium. L'avènement des puces à base de carbure de silicium sur le marché de l'électronique de puissance dépendra essentiellement de la maîtrise des procédés de fabrication (épitaxie, implantation, diffusion, gravure…). Rappelons tout de même que des diodes Schottky à base de SiC sont déjà commercialisées grâce à la simplicité de leurs procédés de fabrication.

Dans cet état de l'art, nous présenterons les structures suivantes :

- SPT et SPT$^+$ à grille planaire pour ABB *[ABB]*,
- LPT-CSTBT pour MITSUBISHI ELECTRIC *[Mits]*,
- IGBT^3 et IGBT^4 en tranchée pour INFINEON *[Infi]*.

1.5.1.2.1 SPT, SPT$^+$ planaire pour ABB

La structure SPT est de type planaire (Figure 1.13) et le contrôle de la durée de vie des porteurs minoritaires injectés par la couche P+ est ici assuré par les dopages et les épaisseurs de cette dernière couche et de la couche tampon N. Grâce à ce procédé de fabrication, on arrive à supprimer la technique du « Lifetime Control » par injection ou irradiation des métaux lourds préconisée pour les structures PT. Le profil du champ électrique de la structure SPT est trapézoïdal, similaire à celui d'une structure PT (Figure 1.11).

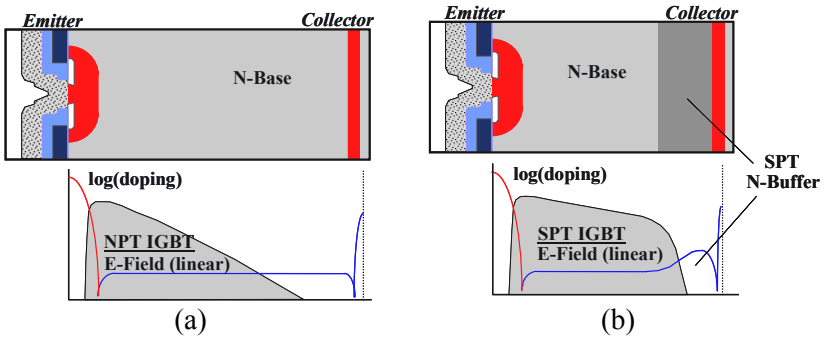


Figure 1.13 Structure à grille planaire : (a) NPT ;(b) SPT *[ABB]*

La structure SPT$^+$ qui est la dernière génération du fabricant ABB a la même forme que la structure SPT décrite ci-dessus avec une optimisation des dopages et des épaisseurs des couches P+ et N. Cette optimisation a pour effet la diminution des pertes en conduction de l'IGBT. Avec cette structure, on arrive à diminuer les pertes de conduction de 30% pour une tension maximale de blocage 4500V (Figure 1.14).

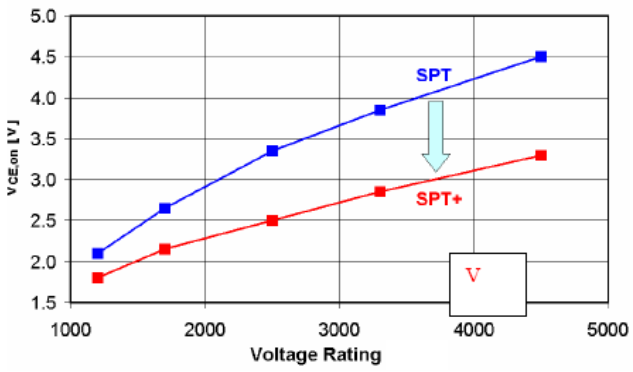


Figure 1.14 Amélioration du Vceon de la structure SPT$^+$ par rapport à la structure SPT en fonction de Von *[ABB]*

Le tableau 1.1 montre que pour une même taille de puce, la structure SPT$^+$ offre une densité de courant supérieure à la structure SPT. On remarque aussi que les pertes en conduction de la structure SPT$^+$ au niveau de courant Ic = 3600A sont moins importantes que celles de la structure SPT au niveau de courant Ic = 2400A.

Tableau 1.1 Performances de la structure SPT$^+$ par rapport à la structure SPT *[ABB]*

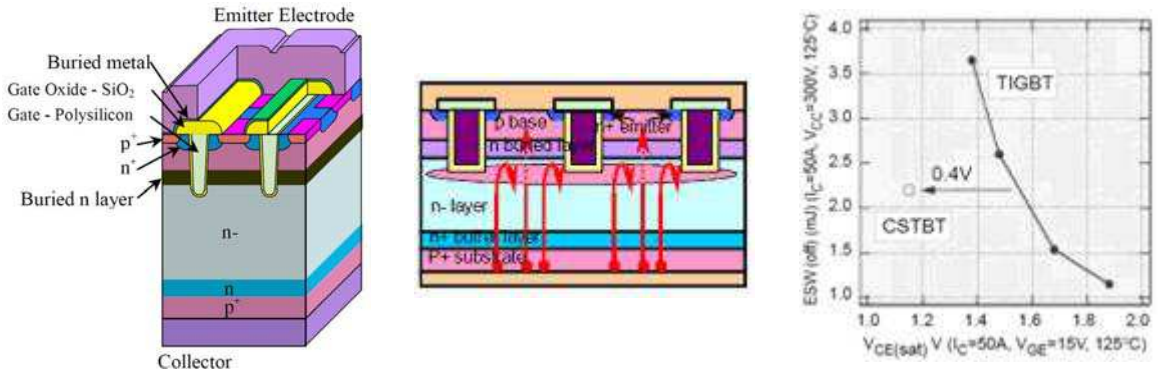
Paramètres	ABB SPT Ic=2400A	ABB SPT$^+$ Ic=3600A
Taille de la puce [mm2]	13,6×13,6	13,6×13,6
Densité de courant [A/cm2]	75	110
Von [V]	2,6	2,6
Eoff [mJ]	1000	1600
Eon [mJ]	700	615
Esw [mJ]	1700	2215

1.5.1.2.2 LPT-CSTBT pour MITSUBISHI ELECTRIC

La structure LPT-CSTBT est la cinquième et la dernière génération du fabricant MITSUBISHI ELECTRIC. La première génération des structures CSTBT consistait à rajouter une couche N « Carrier Storage Layer » côté émetteur (Figure 1.15 (a)) dans la structure conventionnelle PT à grille en tranchée. Cette couche étant plus dopée que la base apporte les avantages suivants :

- limiter le déplacement des trous (porteurs minoritaires) vers la région émetteur ⇒ diminuer les pertes au blocage Eoff,
- accumuler les trous injectés par le collecteur dans la couche N- (Figure 1.15 (b))⇒ diminuer les pertes en conduction Vce(sat).

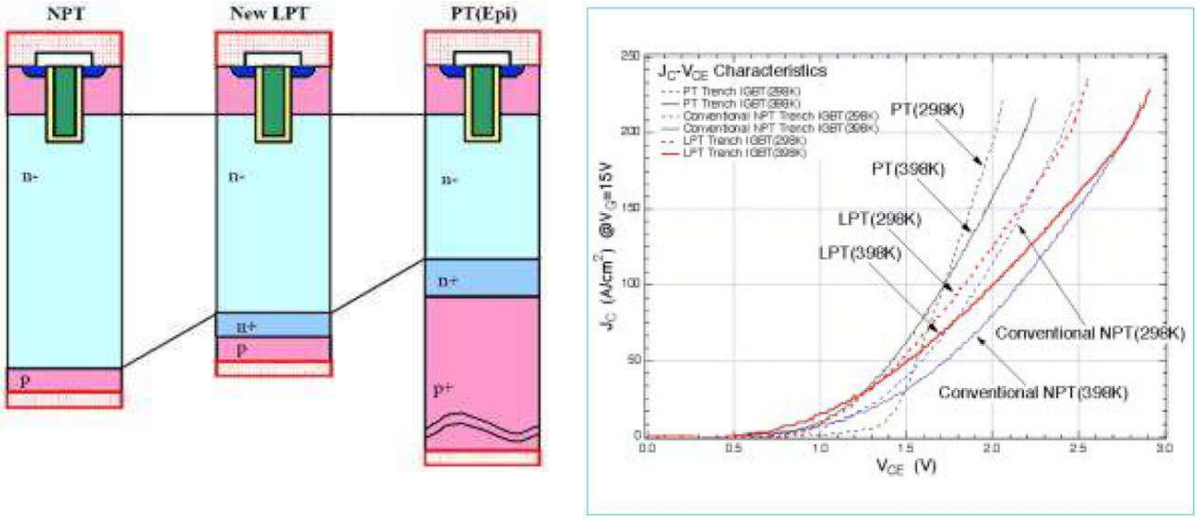
Avec la structure CSTBT, on améliore en même temps les pertes en conduction et en commutation (Figure 1.15 (c)).



(a) (b) (c)

Figure 1.15 (a) Vue 3D de la structure PT-CSTBT ; (b) Déplacement des trous dans la structure CSTBT ; (c) Performances *[Mits]*

L'inconvénient des premières générations de la structure CSTBT était la tenue en tension de blocage qui ne dépassait pas 600V à cause de la zone de déplétion de la base qui se trouvait réduite par la présence de la couche additionnelle N. Pour atteindre 1200V, MITSUBISHI ELECTRIC a développé la technologie LPT qui est une structure Field Stop à grille en tranchée (Figure 1.16 (a)). Cette technologie permet d'avoir des performances proches de la structure PT (Figure 1.16 (b)) tout en ayant un coefficient de température positif en $V_{ce(sat)}$. Rappelons que la fabrication de la structure LPT est par diffusion, semblable à la fabrication des structures NPT. Actuellement, les techniques de dopages par la face arrière contribuent à l'amélioration de la structure LPT-CSTBT en vue de son utilisation pour le niveau de tension 1700V.



(a) (b)

Figure 1.16 (a) Coupe 2D des structures NPT, New LPT et PT(Epi) ; (b) Caractéristique de sortie J_C-V_{CE} à 298°K et 398°K pour les structures NPT, PT et LPT *[Mits]*

Pour augmenter les performances de la structure LPT-CSTBT en court-circuit, MITSUBISHI ELECTRIC a développé la technique PCM (Plugged Cell Merged) qui consiste à augmenter la distance entre les cellules au sein de la puce LPT-CSTBT (Figure 1.17) lorsque celle-ci doit supporter une haute densité de courant.

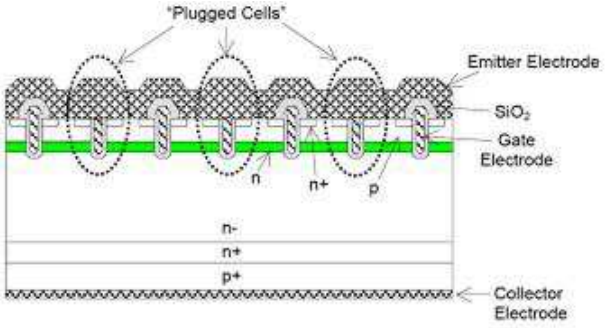


Figure 1.17 Technique PCM de MITSUBISHI ELECTRIC *[Mits]*

La combinaison de ces trois facteurs de développement (CSTBT, LPT et PCM) permet d'améliorer les performances de la structure IGBT de MITSUBISHI ELECTRIC par rapport aux : caractéristiques de sortie, caractéristique en commutation, performances au court-circuit et le compromis entre le E_{off} et le $V_{ce(sat)}$. Avec cette structure, MITSUBISHI ELECTRIC a diminué les pertes de ses IGBT d'un rapport 1/3 par rapport à la première génération (Figure 1.18).

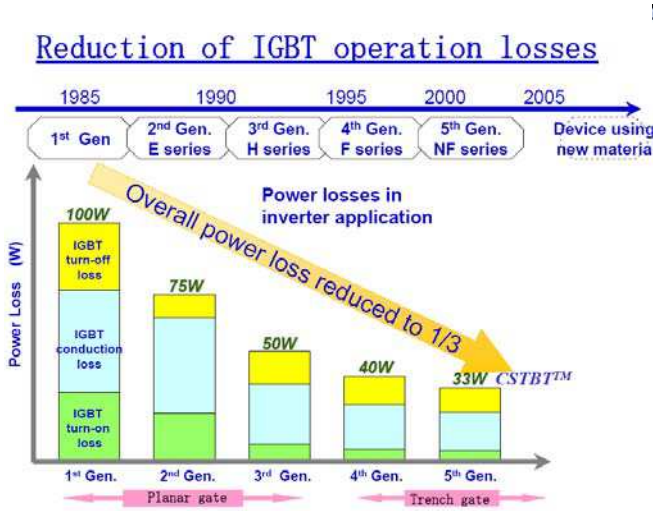


Figure 1.18 Réduction des pertes énergétiques dans les IGBT de MITSUBISHI ELECTRIC *[Mits]*

1.5.1.2.3 IGBT^3, IGBT^4 en tranchée pour INFINEON

INFINEON adopte des structures à Field Stop avec grille en tranchée pour ses dernières générations de puce IGBT (Figure 1.19). Ces structures sont nommées IGBT^3 et IGBT^4.

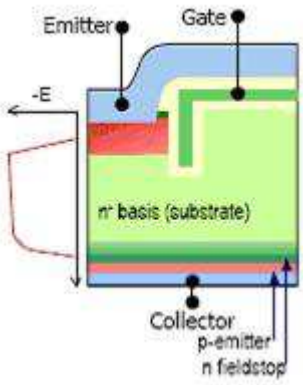


Figure 1.19 Coupe 2D de la structure IGBT^3 du fabricant INFINEON *[Infi]*

Le tableau ci-dessous présente quelques propriétés de la série 1200V du fabricant INFINEON pour les trois dernières générations de structures IGBT.

Tableau 1.2 Propriété de la série IGBT 1200V INFINEON *[Infi]*

Paramètres	NPT IGBT[2]	Trench IGBT[3]	Trench IGBT[4]	Unité
Vce(sat) à 125°C et Icnom	3,1	2	2,2	V
Esw à 125°C par 100A	28	25	18,5	mJ
Taille de la puce au même Icnom	100	70	63	%
Coefficient de température positif en Vce(sat)	Oui	Oui	Oui	-
Charge de la grille à 100A	850	700	630	nC

1.5.1.2.4 Structures IEGT et HiGT

Pour finir ce paragraphe sur les structures IGBT, nous citerons les dernières générations de structure IGBT à « Field Stop » des deux constructeurs TOSHIBA et HITACHI appelées IEGT et HiGT respectivement.

TOSHIBA a développé l'IEGT (Injection Enhancement Gate Transistor) pour combiner la chute de tension du GTO et l'excellente performance de commutation de l'IGBT. La structure de l'IEGT a un profil de dopage différent pour la zone de drain N- (Figure10). La structure IEGT est utilisée en haute tension 3300V et au-delà.

De même, Hitachi propose la structure HiGT (High conductivity IGBT) qui est basée sur le même principe que l'IEGT et le CSTBT : une couche N ajoutée côté émetteur sur une cellule à grille planaire (Figure 1.20).

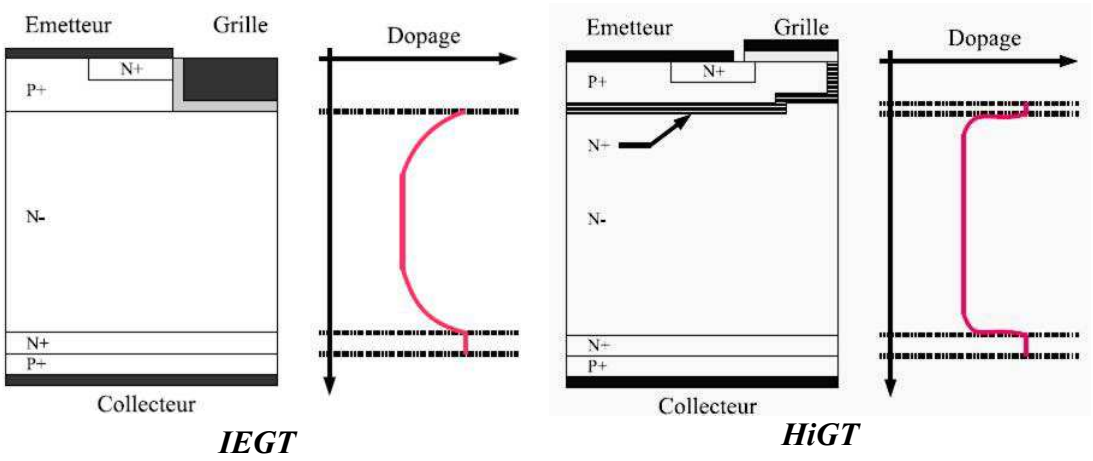


Figure 1.20 Coupe schématique des structures IEGT et HiGT et profil de dopage de la zone N^-N^+

Le tableau 1.3 présente quelques paramètres de la série 1200V de module IGBT à structure IEGT du fabricant TOSHIBA.

Tableau 1.3 Série 1200V de module IGBT à structure IEGT de TOSHIBA *[Tosh]*

Références	Ic (A)	Vce(sat) (V)	$t_{d(off)}$ en µs	Dimension du boîtier
MG50Q2YS71	50	1,85 (typ)	0,6	A 93.5x35x32mm
MG75Q2YS71	75	1,85 (typ)	0,6	
MG100Q2YS71	100	1,85 (typ)	0,6	B 94 x 48 x29.7mm
MG150Q2YS71	150	1,85 (typ)	0,6	
MG150Q2YS72	150	1,85 (typ)	0,6	C 108 x 62 x 30.4mm
MG200Q2YS71	200	1,85 (typ)	0,65	
MG300Q2YS71	300	1,85 (typ)	0,8	
MG400Q1US71	400	1,85 (typ)	0,8	D 108 x 62 x 36.8mm
MG600Q1US71	600	1,85 (typ)	1,0	

1.5.1.3 Diode de puissance

Les diodes de puissance peuvent être réparties en deux classes principales : les diodes de redressement et les diodes rapides. Les diodes de redressement sont généralement utilisées pour la conversion de courant alternatif en courant continu. Optimisées pour de faibles pertes de conduction, les diodes de redresseur résistent seulement à une tension dynamique modérée du passage de conducteur à l'état de blocage.

Les diodes rapides, quant à elles, ressemblent aux dispositifs des commutateurs lors de la conversion du courant alternatif en courant continu. Chaque commutateur (GTO, IGCT ou IGBT) exige une diode complémentaire (roue libre) afin de permettre l'opération du système de conversion de DC-AC avec des charges inductives.

Dans les modules de puissance à IGBT, les diodes sont montées en antiparallèle. Elles jouent le rôle de roue-libre dans les onduleurs de tension à commutation dure dans la plupart des applications. Elles doivent supporter la même tension que les puces IGBT, avoir une chute de tension la plus faible possible en conduction et avoir un recouvrement le plus faible possible pour minimiser les pertes à la fermeture de l'IGBT.

Les diodes jouent un rôle important dans les performances de l'IGBT (pertes en commutation et conduction). La technologie des puces diodes évolue en même temps que celles des puces IGBT car les performances du module IGBT dépendent des puces diodes et IGBT. Les améliorations apportées par les fabricants concernent le recouvrement progressif ou doux. ABB par exemple adopte la technologie SPT^+ pour les diodes des modules IGBT (Figure 1.21).

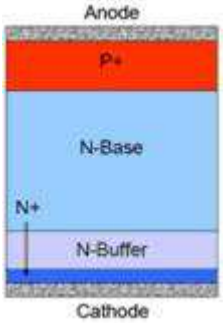


Figure 1.21 Diode PIN en technologie SPT^+ d'ABB *[ABB]*

1.5.1.4 Présentation générale du module IGBT

Les modules IGBT couvrent aujourd'hui une large gamme, allant d'une dizaine à quelques milliers d'ampères et de 300V à 6500V, afin de se conformer aux desiderata d'une multitude d'applications, dans les domaines des fortes et des moyennes puissances. Sous diverses formes, on retrouve ainsi le module IGBT dans la commande industrielle de moteurs, les alimentations ininterruptibles (UPS), la traction électrique, la gestion de sources d'énergie éolienne ou solaire, les véhicules électriques, les ascenseurs, les appareils domestiques...

Dans un module, les cellules IGBT sont disposées en parallèle afin d'obtenir le calibre en courant désiré, tout en bénéficiant d'un rendement satisfaisant en production. Des associations plus ou moins complexes sont envisageables, allant du simple interrupteur formé d'un IGBT avec sa diode en antiparallèle, en passant par le hacheur, le bras de pont, les ponts en H ou triphasé (six-pack). Pour s'acheminer vers le module de puissance complet, baptisé CIB ou PIM, réunissant dans un même boîtier : un pont redresseur à diodes, un hacheur de freinage, ainsi que les six IGBT de l'onduleur avec leurs diodes de roue libre. Quant aux modules dits «intelligents» ou IPM, ils incluent en sus le driver et différents capteurs chargés de mettre en évidence un échauffement de température excessif, une surcharge ou un court-circuit.

1.5.1.5 Au-delà du simple module de puissance, le système de puissance

Dans les convertisseurs de puissance, les modules IGBT sont couplés à une carte de commande, dont la mission est non seulement de piloter les IGBT (c'est-à-dire initier et contrôler les passages de l'état passant à l'état bloqué), mais aussi d'en assurer l'intégrité en cas d'anomalies diverses. Auquel cas, le driver doit en informer l'organe de commande globale.

Dans un module IPM, l'étage de puissance et le circuit de commande de grille cohabitent dans le boîtier, l'assemblage des deux entités est alors réalisé. De surcroît, tout un éventail de protections contre les surintensités, les températures excessives, les sur et sous-tensions est fourni. Ce type de module est très en vogue dans les applications grand public (réfrigérateurs, machines à laver...), où une politique de prix agressive est de mise, ou plus généralement pour la commande de moteurs de puissance modeste. Dans cette catégorie, nous citerons par exemple les SPM de FAIRCHILD, les nombreuses séries proposées par MITSUBISHI ou FUJI.

L'heure est aussi à la mise en place de plates-formes par application, associant le driver, cette fois-ci sous forme de carte, et le boîtier de puissance. Plus encore, les condensateurs de filtrage, les capteurs, des fonctions de supervision additionnelles, le système de refroidissement peuvent alors être aisément greffés afin de constituer un sous-ensemble de puissance complet et reproductible ; et ce pour des applications mettant en œuvre des variateurs de vitesse de moteurs électriques, ou touchant des domaines aussi variés que la gestion de sources d'énergie renouvelable éolienne ou solaire, la traction ferroviaire, les ascenseurs etc. Une politique qui se révèle avantageuse en termes de temps de développement et de coût.

Les dernières avancées technologiques ont pour objectif d'améliorer la fiabilité des modules, et portent sur l'éternelle optimisation du compromis entre les pertes en régimes de commutation et de conduction dans les éléments semi-conducteurs. Pour ce faire, de nouvelles variantes de structures existantes sont régulièrement dévoilées, permettant au final d'accroître la densité de courant, ou inversement de diminuer la surface de silicium à intensité donnée.

Quant à la tenue en tension, elle ne semble guère pouvoir aller bien au-delà des 6500V actuels, tant les perspectives offertes par la technologie silicium semblent limitées.

1.5.2 Etat de l'art des modules de puissance au niveau industriel

En parallèle au développement des structures IGBT, les fabricants développent de nouveaux assemblages adaptés aux puissances des différentes applications. Ainsi pour des applications de moyennes puissances, on retrouve les assemblages classiques (puce, substrat, semelle) et lorsqu'on va monter en puissance les fabricants proposent d'autres types d'assemblages adaptés aux hautes puissances : press-pack, refroidissement double face…

Dans ce paragraphe nous présenterons les évolutions des modes d'assemblages et les gammes en tension et en courant de trois fabricants : ABB, SEMIKRON, et INTERNATIONAL RECTIFIER. En annexe, nous présenterons des tableaux de gamme en tension et en courant d'autres fabricants.

Accroître la fiabilité et la durée de vie des modules, minimiser les inductances parasites, diminuer le volume du boîtier tout en abaissant le coût d'assemblage, sont également au centre des préoccupations. Le plus souvent, le module est présenté dans un boîtier plastique avec semelle métallique. Les puces reliées aux connexions métalliques par des fils de câblage reposent sur un substrat céramique. Celui-ci est chargé de l'isolation électrique avec la semelle, elle-même se trouvant à son autre extrémité en contact avec le dissipateur, au travers d'une interface ou d'une graisse thermique. Le module est rendu solidaire du dissipateur par l'intermédiaire de vis, dont le couple de serrage doit être respecté pour assurer un bon transfert de la chaleur produite au niveau des puces de puissance.

Des joints de brasure sont réalisés entre puces et céramique isolante, entre céramique et semelle métallique. Classiquement, il est fait appel à un procédé de type DCB pour une bonne adhésion du cuivre sur la surface en céramique.

La fatigue des joints de brasure est une source potentielle de défaillance. D'un côté, les forces électromagnétiques créées à chaque impulsion de courant peuvent créer des microfissures au niveau de la liaison entre puce et fils de câblage. De l'autre, lors des cycles thermiques, les points de raccordement entre puces et substrat et entre ce dernier et la semelle sont soumis à de fortes contraintes mécaniques, si les coefficients de dilatation thermiques (CTE, Coefficient of thermal expansion) des différents matériaux sont éloignés ou très différents.

Le cuivre, du fait de son excellente conductivité thermique, et l'AlSiC sont des matériaux courants pour la semelle *[Azzo98]*. Pour les isolants, l'alumine (Al_2O_3) et le nitrure d'aluminium (AlN) sont les choix traditionnels.

Dans certaines applications, où les modules sont soumis à rude épreuve, les phénomènes de fatigue thermique sont minimisés en privilégiant l'association AlSiC et AlN. Le premier affiche une conductivité thermique satisfaisante, certes inférieure à celle du cuivre, tout en se dilatant dans les mêmes proportions que le nitrure d'aluminium du substrat céramique.

Dans le cas de très fortes puissances et lorsque les conditions sont particulièrement sévères (applications de traction par exemple), et ce à l'instar des composants bipolaires (thyristor, GTO), il est parfois fait usage de boîtiers pressés ou «press-pack». La dissipation des calories est ici optimisée par un refroidissement double face.

Pour sa part, partant du principe que les interfaces brasées entre le substrat et l'embase sont des causes de défaillance importantes, SEMIKRON privilégie l'alternative sans semelle dans ses modules SKiiP. Les contacts électriques sont ici pressés sur le substrat, de même que la céramique directement sur le dissipateur en de nombreux points. En l'absence de toute embase en cuivre, le nombre ainsi réduit des interfaces thermiques est tout bénéfice pour abaisser la résistance thermique de l'ensemble. Quant à la contrainte exercée sur le joint de brasure, normalement présent entre la céramique et la semelle, elle n'existe plus. De fait, la tenue aux cycles de température de grande amplitude est améliorée.

Dans les MiniSKiiP de la même société, ce principe des contacts pressés est combiné à la technologie des contacts ressorts. Ceux-ci sont chargés d'établir toutes les connexions électriques entre le module de puissance et la carte de commande. Ce qui, vis-à-vis des pratiques traditionnelles faisant usage de connecteurs à broches et de joints de brasure, se révèle avantageux à bien des égards. En premier lieu, les coûts d'investissement (aucun équipement de brasage n'est en effet requis) et de mise en œuvre sont réduits. En second lieu, l'éviction des joints de brasure et des phénomènes néfastes associés, tels ceux causés par les vibrations mécaniques, se traduit par une fiabilité accrue.

1.5.2.1 ABB

Les dernières générations de modules de puissance IGBT fournis par le fabricant ABB sont caractérisées par la technologie SPT au niveau de la puce et la technologie «press-pack» (StakPak) au niveau de l'assemblage, cela en plus d'une offre importante en module classique (HiPak et LoPak).

1.5.2.1.1 HiPak

Les modules HiPak (Figure 1.22) sont des IGBT à haute puissance dans des boîtiers industriels standards avec un encombrement de 190* 140 mm. L'offre initiale de ABB est d'utiliser pour les dispositifs du matériel semelle tel que l'aluminium carbure de silicium (AlSiC) pour son excellent comportement aux cycles thermiques comme convenue dans les applications en traction et une isolation via le nitrure d'aluminium (AIN) pour sa faible résistance thermique.

Les modules HiPak sont réalisés avec la technologie de la puce SPT qui combine des pertes en conduction faible et de meilleures performances en commutation.

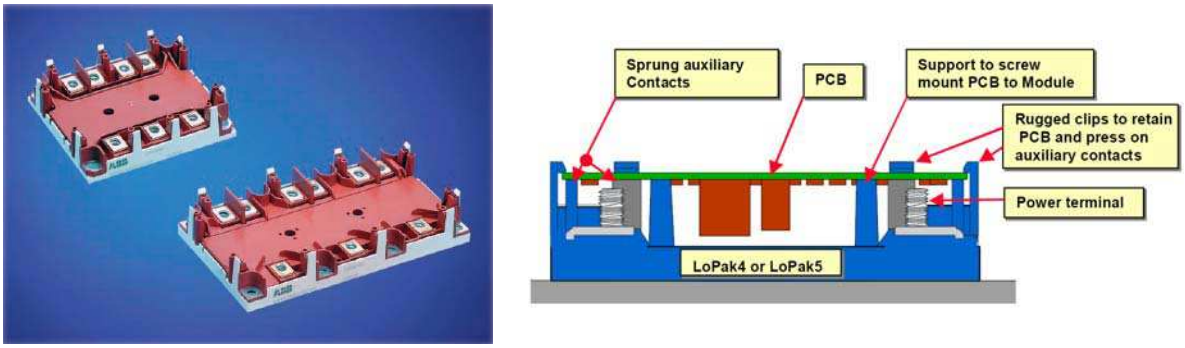
Figure 1.22 Modules HiPak à boîtier plastique *[ABB]*

1.5.2.1.2 LoPak

Les puces sont montées sur une couche DCB qui est comprimé directement au dissipateur thermique, éliminant ainsi tous les problèmes de délaminage résultant du cycle de puissance. Une innovation récente du LoPak se situe dans la particularité de la connexion de l'élément de la commande qui est pressé directement sur le module (Figure 1.23 (a)). Cela permet à l'élément de la commande d'être comprimé sur place en tant que dernière étape de la fabrication d'un onduleur, éliminant de cette façon la brasure provenant du processus de la ligne d'assemblage. Les modules LoPak (Figure 1.23 (b)) sont réalisés avec la technologie de la puce SPT et couvrent une large gamme d'applications : en 1200V jusqu'à 300A et en 1700V jusqu'à 225A.

Ces modules sont disponibles dans la configuration d'un onduleur triphasé complet LoPak4 et LoPak5. Parmi les avantages de ce type de boîtier, on peut citer entre autres :

- un assemblage rapide, simple et fiable,
- une facilité de la mise en parallèle,
- une large gamme de puissance disponible,
- application dans le domaine de la traction,
- construction compacte,
- un excellent comportement aux cycles thermiques.



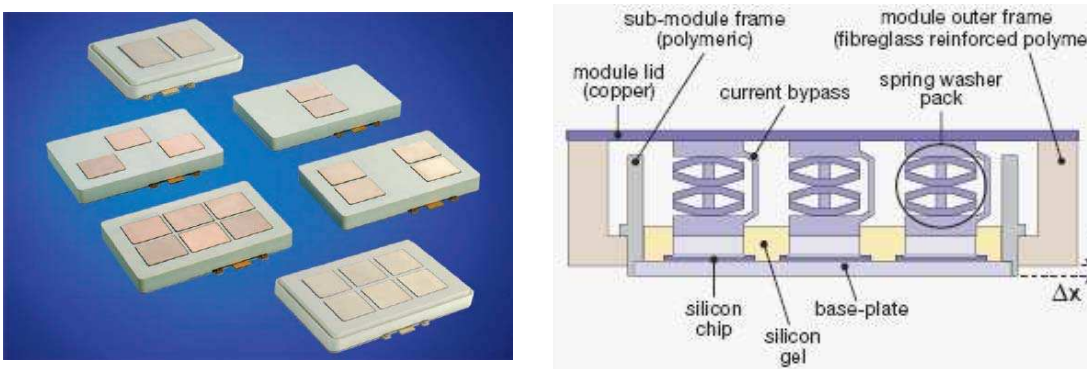
(a) (b)

Figure 1.23 (a) Modules LoPak ; (b) Coupe 2D de l'assemblage du PCB sur les modules LoPak *[ABB]*

1.5.2.1.3 StakPak

StakPak est une famille de «press-pack» IGBT de haute puissance et de diodes dans un boîtier modulaire industrialisé (Figure 1.24 (a)) qui garantit une pression uniforme de la puce même dans des piles multi-dispositif.

Depuis que les IGBT sont fabriqués avec de multiples puces parallèles, il y a une difficulté avec les press-packs classiques. En assurant une pression uniforme à toutes les puces, difficulté qui augmente avec le nombre de dispositifs sur une ligne, ABB a résolu ces problèmes avec une technologie brevetée (Figure 1.24 (b)).



(a) (b)

Figure 1.24 (a) Modules StakPak à boîtier press-pack ; (b) Coupe 2D de l'assemblage StakPak *[ABB]*

1.5.2.1.4 Gamme tension-courant

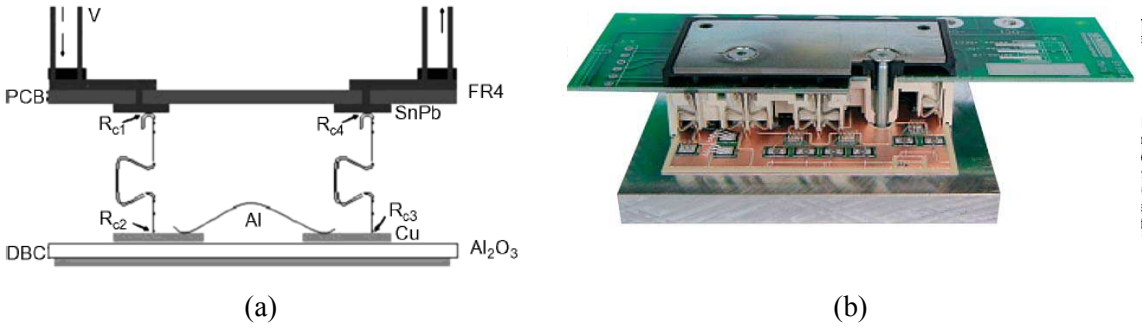
Pour les trois familles de modules IGBT du fabricant ABB, on présente le tableau ci-dessous qui donne les gammes en tension et en courant de ces modules. Comme le montre le tableau 1.4, les modules ABB couvrent une large gamme de tension allant de 1700 V à 6500 V et une large gamme en courant de 600A à 2000 A.

Tableau 1.4 Gamme en tension-courant et configuration *[ABB]*

	Références	Vces (V)	Ic (A)	Configuration
HiPak	5SNA 1600N170100	1700	1600	IGBT+FWD
	5SNA 1200E250100	2500	1200	IGBT+FWD
	5SNA 1500E330300	3300	1500	IGBT+FWD
	5SND 0600J650100	6500	600	Bras de pont
	5SNE 0800E330100	3300	800	IGBT+FWD
Lo-Pack	5SNS 0300U120100	1200	300	Lo-Pack5
StakPak	5SNR 10H2501	2500	1000	IGBT+FWD
	5SNR 13H2501	2500	1300	IGBT+FWD
	5SNR 20H2501	2500	2000	IGBT+FWD
	5SLF 20H2501	2500	2000	Diode

1.5.2.2 Semikron

Le principal axe de recherche de SEMIKRON dans le domaine des assemblages de puissance IGBT est la fabrication des assemblages sans brasure. Le but étant de minimiser le nombre d'interconnexions sensibles à la fatigue thermique et par cet effet augmenter la fiabilité des modules de puissance. Par exemple, les modules de type SkiM bénéficient de la technologie contact à ressort pressé. Cette technique permet de connecter les puces IGBT au circuit de commande à l'aide d'un ressort (Figure 1.25). Ces modules, qualifiés de 100% sans brasure par SEMIKRON, sont destinés aux applications voitures électriques et hybrides, ils présentent une robustesse cinq fois supérieure aux cycles thermiques par rapport aux assemblages classiques avec des brasures.



(a) (b)

Figure 1.25 (a) Coupe2D de l'assemblage avec contact ressort pressé ; (b) Vue d'un module MiniSKiip avec ses contacts ressorts *[Semi]*

Du fait de son excellente tenue aux cycles thermiques et notamment aux vibrations, mais aussi de son intérêt économique lié à l'absence de toute brasure, la technologie des contacts ressorts appliquée aux modules de puissance conquiert de nombreux marchés *[Elec06]*.

L'utilisation de ressorts pour établir un contact électrique, notamment dans le domaine des modules de puissance (IGBT ou MOSFET), ne date pas d'hier. C'est même une longue tradition chez SEMIKRON, puisque le premier module SkiiP (SEMIKRON intelligent integrated Power) a vu le jour au tout début des années 90. Un tel produit était destiné aux applications pour lesquelles un niveau de fiabilité élevé était exigé, dans des conditions environnementales sévères caractérisées par de multiples cycles de température. L'exigence d'un haut niveau de fiabilité est forte dans des applications telles que les ascenseurs et engins de levage, les éoliennes et les commandes de moteurs pour la traction. Les premiers modules s'appuyaient déjà sur la technologie des contacts pressés, introduite en remplacement de nombreux contacts brasés.

Les interfaces brasées entre le substrat et l'embase sont les éléments fragiles par excellence, et la cause fréquente de défaillance des modules traditionnels, lorsque ceux-ci sont exposés à des variations importantes de température. Combinés au système de contacts pressés SkiiP, les contacts ressorts ont alors été adoptés pour raccorder électriquement le circuit de commande aux composants de puissance.

Le rôle de ces ressorts est d'établir un contact électrique entre la platine de commande et les terminaisons auxiliaires du circuit de puissance. Les contacts de forte puissance sont quant à eux assurés par de solides barres de cuivre mises en pression sur les substrats. La pression est répartie de façon homogène au moyen de mousses élastiques spécialement étudiées. Dans ces modules, le ressort n'est jamais ramené aux interfaces client, ni visible de l'extérieur.

1.5.2.2.1 Une tenue améliorée aux cycles thermiques

Les arguments les plus convaincants, pour ce qui s'est imposé comme une avancée technologique révolutionnaire, sont l'amélioration considérable de la tenue aux cycles thermiques, en comparaison des performances affichées par les boîtiers classiques à embase. Quant à la facilité d'assemblage, elle se révèle un avantage incontestable en production.

Le premier système SkiiP intégrait le dissipateur, le circuit de puissance et le driver. Tous ces éléments étaient connectés simplement par des moyens classiques. Mais, brasures et connecteurs à broches sont des solutions coûteuses et lourdes à mettre en œuvre. De plus, une connectique par broches peut affecter fortement la fiabilité de l'équipement. La technologie des contacts ressorts a alors été développée, complétant ainsi l'avancée technologique.

Le module MiniSKiiP fut conçu sur ces bases en 1996, en tirant profit du principe des contacts ressorts, à la fois pour les connexions de puissance et les connexions auxiliaires. Sans évoquer les avantages techniques inhérents à la technologie des contacts ressorts, son succès commercial découle de la réduction des coûts qu'elle apporte, tant sur le plan des investissements que sur celui de sa mise en œuvre.

En matière d'investissement, il n'a pas nécessité d'équipement de brasage car l'assemblage du produit final ne requiert en effet aucune opération de brasage. Avec les contacts ressorts, le circuit imprimé avec la commande se connecte et se déconnecte très facilement de la partie composant de puissance. Le recours à cette technologie signifie aussi l'élimination de tout joint de brasure et des phénomènes de fatigue associés, à l'instar de ceux causés par les vibrations mécaniques. Des tolérances plus larges peuvent aussi être envisagées

dans la conception mécanique globale du produit, entre le dissipateur et le dispositif de puissance. A cet égard, des plages d'accueil plus larges sur le circuit imprimé apportent une flexibilité supplémentaire dans l'assemblage final. Le circuit imprimé lui-même sera conçu avec une plus grande souplesse, puisque la position des trous métallisés peut être librement choisie et n'est plus imposée par les broches, comme tel est le cas lorsqu'on utilise des composants traversant.

Le nombre de cycles de température que le module de puissance est capable de tenir est un facteur essentiel de la durée de vie d'un convertisseur. Pour des raisons de coût, le concepteur est souvent amené à opter pour des convertisseurs standards, même dans des conditions climatiques extrêmes. Le module de puissance et sa connectique de raccordement doivent alors résister à des variations importantes de température.

Cinq familles de modules IGBT sont proposées par SEMIKRON : SEMITRANS, SEMIX, SkiM, MiniSkiip et SEMITOP. La gamme SEMITRANS par exemple couvre une large gamme de puissance allant de 10 kW à 90 kW. Ces modules bénéficient de la technologie d'assemblage sans brasure développée par SEMIKRON. Le tableau en annexe (page 193) montre les gammes en tension et en courant et les technologies des puces utilisées pour les cinq familles de modules IGBT de SEMIKRON.

1.5.2.3 International Rectifier

Les modules IGBT ciblent parfois des applications bien particulières exigeant un haut niveau de fiabilité. Dans ce contexte, INTERNATIONAL RECTIFIER a présenté en novembre 2005 à EL SEGUNDO deux nouveaux modules de puissance, 600V et 1200V en boîtier plastique hermétique, destinés à l'industrie aéronautique.

Ces modules bénéficient des dernières générations de l'IGBT et de mise en boîtier, ils sont conçus pour fonctionner dans un environnement électro-hydrostatique qui correspond à l'application dans le domaine de l'aéronautique.

Ces modules sont présentés dans la famille de boîtier HiRel INT-A-Pak 2 (haute fiabilité) du fabricant INTERNATIONAL RECTIFIER dont la conception a pour but la protection contre l'humidité. Ces modules ont passé le test HAST (Highly Accelerated Stress Testing) qui consiste à résister à une humidité de 85% à une température de 85°C pendant 200 heures. Après ces 200 heures, les modules répondent à toutes les performances électriques du test.

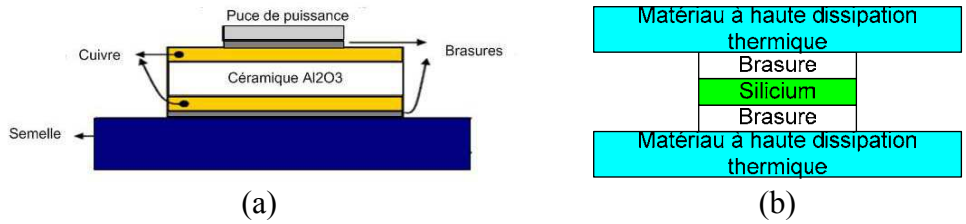
Ces nouveaux modules contiennent six IGBT dans la configuration pont complet et sont disponibles aussi en bras d'onduleur. Le module contient une diode Zener de protection de la grille et fonctionne dans une gamme de température allant de -55°C à 125°C. Le tableau 1.5 montre les paramètres des deux modules disponibles chez « INTERNATIONAL RECTIFIER ». La tension $V_{ce(sat)}$ est de l'ordre de 1,8 V à l'état passant pour les deux calibres disponibles chez INTERNATIONAL RECTIFIER 1200 V- 300 A et 600 V – 450 A.

Tableau 1.5 Paramètres des deux modules dédiés aux applications aéronautiques *[IR]*

Paramètres	**G300HHCK12P2**	**G450HHBK06P2H**
Boîtier	HiRel INT-A-Pack 2	HiRel INT-A-Pack 2
Vces (V)	1200	600
Ic (A)	300	450
Vce(sat) (V)	1,8	1,8
Vge (V)	+/- 20	+/-20
td(on) (ns)	830	800
td(off) (ns)	1900	2800
E(on) (mJ)	100	45
E(off) (mJ)	55	60
VF (V)	1,9	1,1
Qrr (µC)	15	9,5
Configuration	Demi-pont	Demi-pont

1.5.3 Distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance

L'évolution des modules de puissance est permanente afin d'accroitre la durée de vie de ces derniers. Des assemblages complexes voient le jour : ont-ils un impact sur le comportement électrique de la puce silicium. A titre d'exemple, on peut citer le programme national EPO *[EPO06]*, dans lequel il a été étudié par simulation physique thermomécanique par éléments finis des assemblages classiques à une seule et à double face d'évacuation thermique. La figure 1.26 (a) monte un assemblage de type DBC et la figure 1.26 (b) présente un assemblage qui consiste à l'évacuation double face par des éléments très dissipatifs thermiquement tels que le cuivre ou l'aluminium.



(a) (b)

Figure 1.26 (a) Coupe2D de l'assemblage sur substrat SMI ; (b) Coupe2D de l'assemblage à double face d'évacuation thermique

Les deux assemblages ont été modélisés par éléments finis à l'aide du logiciel ANSYS et les simulations thermomécaniques de ces deux assemblages ont été réalisées. Seul le report des puces sur le substrat a été simulé. Les cartographies représentent les contraintes mécaniques équivalentes de Von Mises dans un quart de la puce (maillage initial : ¼ structure).

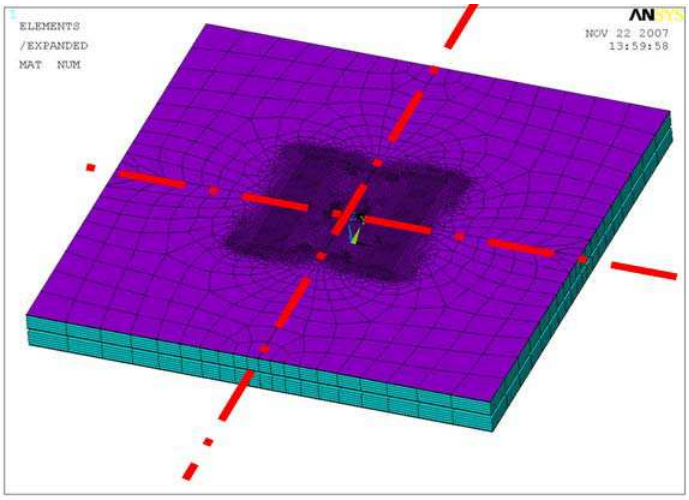
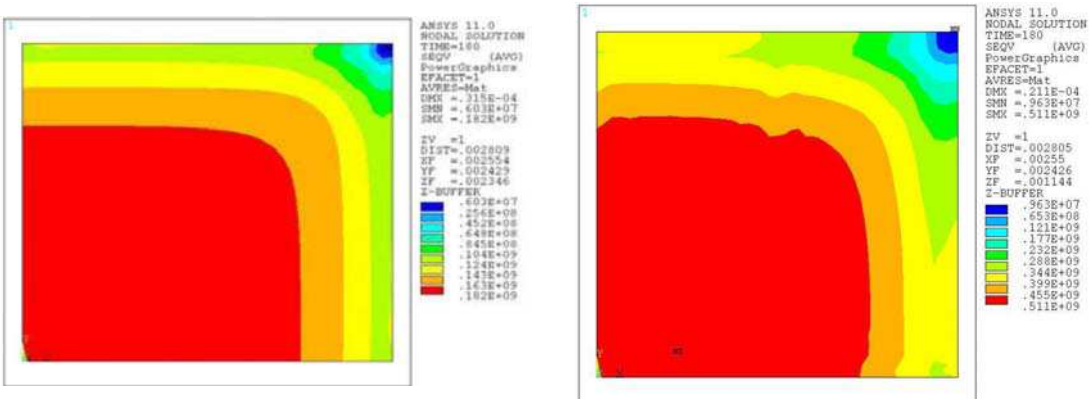


Figure 1.27 Modélisation 3D de ¼ de l'assemblage de puissance

En se focalisant sur la distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance dans les deux cas (Figure 1.28), on peut constater facilement que la valeur maximale de la contrainte de Von Mises est plus importante dans le cadre de l'assemblage double face (511MPa) que dans le cas de l'assemblage DBC (182MPa).



(a) (b)

Figure 1.28 Distribution des contraintes de Von Mises : (a) DBC ; (b) l'assemblage à double face d'évacuation thermique *[EPO06]*

A partir des résultats de simulation, on peut dire que la puce de puissance est plus contrainte mécaniquement dans le cas d'un assemblage double face joints pleins que par rapport au cas de l'assemblage simple face. Ce résultat semble cohérent puisque la puce dans le cas de l'assemblage à double face se trouve plus contrainte mécaniquement suivant ces

deux faces à savoir la face avant et la face arrière. Toutefois, l'étude faite sur la densité d'énergie de déformation globale et locale emmagasinée dans les brasures montre que l'assemblage double face aurait une durée de vie plus élevée puisque les densités d'énergies globales et locales pour l'assemblage double face sont moins importantes que dans le cas des assemblages à simple face.

Donc, le fait d'évacuer la température par les deux faces de la puce est certainement favorable à l'évacuation rapide des calories produites au sein des puces à cause des pertes électriques en conduction et en commutation, malheureusement les contraintes mécaniques subies par la puce sont plus importantes. Par conséquent deux questions se posent :

- Au niveau électrique, quelle est l'influence des contraintes mécaniques sur le comportement électrique des puces de puissances (IGBT et MOSFET) ?
  Voir « Chapitre 2 ».
- Au niveau mécanique, quelles sont les limites mécaniques de la rupture de la puce ?
  Voir « Chapitre 4 ».

1.6 Conclusion partielle

Pour conclure ce premier chapitre, on a vu que le besoin des industriels est d'accroître la fiabilité des systèmes électroniques de puissance embarqués, ce qui est nécessaire pour pouvoir répondre à la forte demande du marché. En effet, une meilleur durée de vie permettra de garantir non seulement la sécurité des systèmes mais aussi la diminution des coûts liés à la maintenance. De plus, la prédiction de la fiabilité en fonction des profils de mission dès la phase de conception des systèmes est un avantage compétitif de tout premier plan car il permettra de retenir les architectures des systèmes répondant au mieux au besoin. Cela contribuera à garantir la maîtrise des nouvelles technologies introduites et de réaliser des produits innovants ayant un niveau de maturité suffisant.

L'évolution des architectures des assemblages de puissance a conduit à la mise entre deux dissipateurs thermiques la puce de puissance. Certes, cette évolution a permis la diminution des contraintes thermiques que doit supporter le module de puissance mais à contrario les contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance augmentent considérablement pour ce genre d'architecture. Ce qui nous amènera, dans un second chapitre, à essayer de répondre à la question suivante : Quel est l'effet des contraintes mécaniques sur le comportement électrique des puces de puissance ?

2. Caractérisation électromécanique : historique, état de l'art et éléments de théorie

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à l'effet des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques des composants électroniques à base de semi-conducteurs en général : diode, transistor bipolaire, transistor MOS, cellule logique CMOS et les composants de puissance en particulier le transistor IGBT. Nous présenterons l'historique concernant la caractérisation électromécanique et un état de l'art complet concernant la modélisation électromécanique.

Par la suite, on se focalisera sur les modèles physiques essentiels qui traitent la problématique complexe de l'influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques des semi-conducteurs. On présentera en particulier deux modèles à savoir le phénomène de la piézorésistivité et le phénomène de la modification des énergies de bande, en particulier la bande de conduction et la bande de valence.

Pour finir ce chapitre, on présentera les possibilités du logiciel de simulation par éléments finis TCAD SENTAURUS par rapport à la modélisation électromécanique. On présentera un exemple de simulation électromécanique statique effectuée sur un IGBT de type asymétrique à grille en tranchée. Ce composant a été calibré par rapport à ses caractéristiques électriques statiques et dynamiques lors d'études précédentes *[Benm08]*.

2.2 Généralités

Dans cette partie, on présentera des généralités sur les contraintes mécaniques en général. On fera un rappel des définitions de base dans le domaine de la mécanique. Ensuite, un cas particulier de l'application des contraintes mécaniques sur un matériau bien particulier, le silicium monocristallin, sera présenté. En effet, ce matériau possède des propriétés mécaniques spécifiques. Finalement, on donnera quelques exemples de mesures in-situ des contraintes mécaniques au niveau de la puce.

2.2.1 Contraintes mécaniques

Une contrainte mécanique est l'état de pression dans lequel se trouve un matériau lorsqu'on lui applique une ou plusieurs forces. Il s'agit d'une réaction distribuée de la matière, dans laquelle les atomes se réorganisent pour compenser les forces extérieures. Une contrainte est une force divisée par une surface, elle est donc homogène à une pression. La contrainte mécanique s'exprime dans le système international en Pascal (Pa).

On peut appliquer différentes types de contraintes mécaniques (Figure 2.1) sur un volume V. Ces contraintes sont caractérisées par le tenseur défini sous la forme suivante :

$$\sigma_{ij} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{bmatrix} \qquad \textbf{E 2-1}$$

Avec :

- σ_{ii} , contraintes uniaxiales parallèles aux trois axes du repère (x_1, x_2, x_3),
- σ_{ij} avec $i \neq j$, contraintes de cisaillement sur les six faces du volume V,
- avec $1 \leq i \leq 3$ et $1 \leq j \leq 3$.

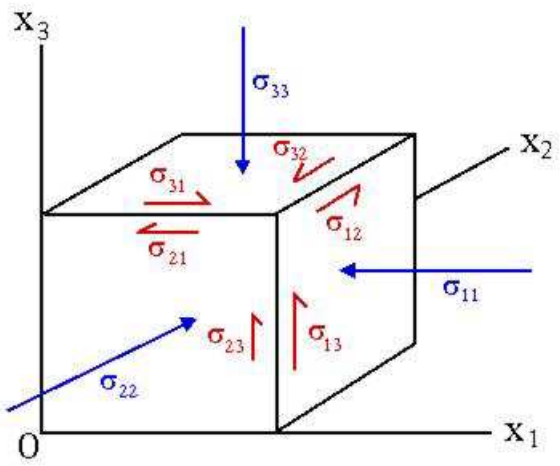


Figure 2.1 Directions des contraintes

Quelques définitions :

- l'isotropie caractérise l'invariance des propriétés physiques d'un milieu en fonction de la direction. Le contraire de l'isotropie est l'anisotropie,
- l'anisotropie a la propriété d'être dépendante de la direction. Un élément anisotrope pourra présenter différentes caractéristiques selon la direction, c'est le cas des composants électroniques à base de silicium,
- l'hydrostatique souligne simplement la moyenne des principales contraintes (E 2– 2) :

$$\sigma_m = \frac{\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3}{3} \qquad \textbf{E 2-2}$$

Exemple : soit un volume (Figure 2.2) compressé à 210 psi (1 psi ≡ 6894 Pa), la contrainte hydrostatique appliquée sur chaque face est définie par :

$$\sigma_m = \frac{-210 + 0 + 0}{3} = -70 \text{ psi} \equiv 4{,}83 \text{ MPa}$$

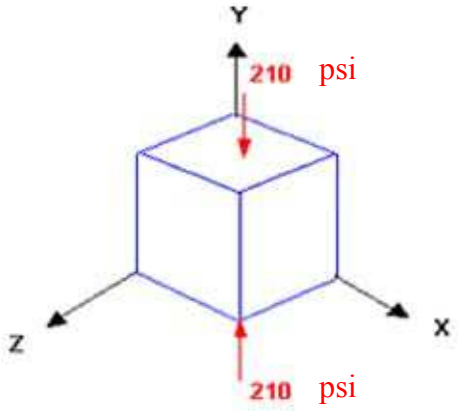


Figure 2.2 Illustration de la compression à 210 psi

En ce qui concerne les matériaux semi-conducteurs qui possèdent une structure cristalline au niveau de l'arrangement des atomes, on a l'habitude de présenter les contraintes mécaniques sous forme d'un tenseur matriciel symétrique d'ordre 3x3. Pour simplifier la présentation matricielle, généralement on présente les contraintes mécaniques sous forme vectorielle *[Rand05]* :

$$\sigma_{total} = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{bmatrix} \qquad \textbf{E 2-3}$$

Avec, σ = composantes normales et τ = composantes de cisaillement.

Généralement, une contrainte mécanique est associée à une déformation. Par conséquent, on définit le vecteur de déformation sous la forme :

$$\varepsilon_{total} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{bmatrix} \qquad \textbf{E 2-4}$$

Avec, ε = composantes normales de déformation, γ = composantes de cisaillement.

Les contraintes et les déformations associées à un semi-conducteur sont reliées par la loi de Hooke généralisée qui s'exprime sous cette forme :

$$\varepsilon_i = \sum_{j=1}^{6} S_{ij}\sigma_j \qquad \textbf{E 2-5}$$

Avec, S_{ij} est le module d'élasticité, qui s'exprime sous forme matricielle d'ordre 6x6. Dans le cas particulier d'un cristal à symétrie cubique, la matrice d'élasticité est réduite à la forme suivante :

$$\bar{\bar{S}} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{12} & 0 & 0 & 0 \\ S_{12} & S_{11} & S_{12} & 0 & 0 & 0 \\ S_{12} & S_{12} & S_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{44} \end{bmatrix} \quad \textbf{E 2-6}$$

Avec, S_{11} composante parallèle, S_{12} composante perpendiculaire et S_{44} la composante de cisaillement. Comme on peut le constater à partir de l'équation 2-6, la symétrie du semi-conducteur réduit d'une manière importante le calcul à effectuer pour remonter au vecteur déformation lorsqu'on a le vecteur contrainte.

Pour les simulations électromécaniques, le simulateur calcule en chaque nœud du modèle la valeur de la contrainte appliquée à ce nœud et la déformation correspondante. La nature matricielle du traitement mécanique rend les calculs difficiles pour des modèles avec un grand nombre de nœud à résoudre. Pour cette raison, on se limitera pour la suite de ces travaux au traitement d'un modèle à deux dimensions.

2.2.2 Contraintes mécaniques et semi-conducteur

On peut distinguer deux origines pour les contraintes mécaniques appliquées sur un matériau semi-conducteur :

- Interne, ces contraintes mécaniques interviennent lors de la fabrication du composant. En introduisant ces contraintes et sous certaines conditions, on peut améliorer la mobilité des porteurs dans la structure et ainsi augmenter les performances du composant. Actuellement, on fabrique des circuits CMOS sur des substrats de type SiGe. Grâce à la différence de la maille de ce dernier et du silicium, le canal du CMOS est le siège d'une contrainte mécanique interne à la structure qui a pour conséquence l'augmentation de la mobilité des porteurs *[Rand05]*.
- Externe, ces contraintes mécaniques interviennent lors d'un changement environnemental (par exemple variation brusque de température), en fonctionnement ou par application direct sur le composant semi-conducteur. Dans un assemblage de puissance, la puce de puissance fait l'objet d'une application de contraintes mécaniques externes caractérisée par rapport à la géométrie de l'assemblage de puissance et le mode de fonctionnement de ce dernier *[Tana06]*.

Lorsqu'un composant à semi-conducteur est soumis à l'application d'une contrainte mécanique, son comportement électrique peut être modifié suivant la nature de la contrainte appliquée. Par exemple, la mobilité des porteurs de charges qui s'exprime par :

$$\mu = \frac{q\upsilon}{m^*} \qquad \textbf{E 2-7}$$

où q est la charge élémentaire, υ le temps moyen entre deux collisions et m* est la masse effective de la particule. Dans un semi-conducteur, la mobilité des électrons est supérieure à la mobilité des trous. A partir de l'équation 2-7, on peut changer la mobilité des porteurs de charges en modifiant soit le temps moyen entre deux collisions, soit la masse effective des porteurs de charges. En ce qui concerne la mobilité des électrons, on peut faire varier leur mobilité en modifiant à la fois le temps υ et la masse effective *[Yuan01]*, alors que la mobilité des trous quant à elle ne peut être modifiée que lorsque la masse effective des trous est modifiée *[Thom04]*. Cette dernière est peut être changée en agissant directement sur les bandes d'énergie du semi-conducteur du fait de l'application d'une contrainte mécanique spécifique. Nous reviendrons sur l'influence des contraintes mécaniques sur les bandes d'énergie dans le paragraphe 2.5.2 consacré à la théorie des potentiels de déformation.

En modifiant la mobilité des porteurs par le biais des contraintes mécaniques, on peut agir directement sur le comportement dynamique et statique du composant semi-conducteur. Effectivement, si par exemple, on prend la définition de la vitesse des porteurs V qui est reliée à la mobilité par l'équation suivante :

$$V = \mu E \qquad \textbf{E 2-8}$$

Avec E est le champ électrique appliqué sur le composant, l'augmentation de la mobilité implique forcement l'augmentation de la vitesse des porteurs et par la suite l'augmentation de la fréquence de commutation du composant.

Par rapport au comportement statique d'un MOSFET par exemple, le courant de saturation traversant le MOSFET dans sa partie de saturation est exprimé par l'équation suivante :

$$I_{d\,sat} = \frac{\mu C_{ox} W}{2L}(V_{gs} - V_T)^2 \qquad \textbf{E 2-9}$$

Avec, C_{ox} la capacité de l'oxyde de grille, W la largeur du canal, L la longueur du canal, V_{gs} la tension grille-source et V_T la tension de seuil du transistor MOSFET.

Comme on peut le constater à partir de l'expression du courant de saturation donné par l'équation 2-9, ce courant dépend entre autres de la mobilité, donc la modification de cette dernière impliquera forcément une modification du courant de saturation traversant le transistor MOSFET.

Finalement, à partir de ces équations décrivant le comportement électrique statique et dynamique d'un composant à semi-conducteur, on peut dire que les contraintes mécaniques peuvent influencer le comportement statique et dynamique du composant à semi-conducteur.

2.2.3 Mesure des contraintes mécaniques exercée sur un semi-conducteur

Dans ce paragraphe, nous présenterons quelques méthodes de mesure des contraintes mécaniques au niveau de la puce semi-conductrice. Ces mesures peuvent être effectuées soit directement par l'exploitation de la piézorésistivité du semi-conducteur, soit d'une façon indirecte, en exploitant par plusieurs méthodes optiques tel qu'un profilomètre optique, la déformation observée d'une manière locale au niveau du semi-conducteur. A partir des déformations, on peut remonter aux contraintes au niveau de la puce avec les propriétés élastiques du semi-conducteur.

Pour mesurer les contraintes mécaniques au niveau du semi-conducteur, nous pouvons exploiter le phénomène de la piézorésistance du semi-conducteur *[Wort64]*. La piézorésistance des semi-conducteurs a été utilisée avec un grand nombre de matériaux (germanium, silicium polycristalin ou amorphe…). L'utilisation des capteurs à base de silicium est largement répandue et permet une bonne intégration des jauges de contraintes avec les circuits bipolaires ou CMOS. Cela a permis une grande gamme d'utilisation de la piézorésistance. Beaucoup d'appareils commerciaux comme les capteurs d'accélération utilisent des capteurs piézorésistifs en silicium.

La variation de la résistivité d'un élément semi-conducteur soumis à une contrainte mécanique σ est fonction de son coefficient piézorésistif π *[Dele03]* et s'exprime par la relation suivante :

$$\frac{\Delta\rho_{ij}}{\rho} = \pi_{ijkl}\sigma_{kl} \qquad \textbf{E 2-10}$$

Avec $\Delta\rho_{ij} = \rho_{ij} - \rho_{ij}^{0}$ où :

- ρ_{ij} et ρ_{ij}^{0} les composantes du tenseur de résistivité du silicium contraint et non contraint,
- $\bar{\rho}$ la résistivité moyenne du silicium non contraint,
- π_{ijkl} les coefficients de piézorésistivité,
- σ_{kl} les éléments de la matrice contrainte mécanique.

En plaçant convenablement quatre résistances intégrées sur une puce *[Bitt91]*, nous pouvons remonter aux composantes des contraintes mécaniques appliquées sur cette puce :

$$\sigma_x = \frac{\pi_{12}^n\left(\frac{\Delta R_{3p}}{R_{3p}}+\frac{\Delta R_{4p}}{R_{4p}}\right)-\pi_{12}^p\left(\frac{\Delta R_{1n}}{R_{1n}}+\frac{\Delta R_{2n}}{R_{2n}}\right)}{2\left(\pi_{11}^p\pi_{12}^n-\pi_{11}^n\pi_{12}^p\right)}-\frac{\frac{\Delta R_{1n}}{R_{1n}}-\frac{\Delta R_{2n}}{R_{2n}}}{2\pi_{44}^n}$$

$$\sigma_y = \frac{\pi_{12}^n\left(\frac{\Delta R_{3p}}{R_{3p}}+\frac{\Delta R_{4p}}{R_{4p}}\right)-\pi_{12}^p\left(\frac{\Delta R_{1n}}{R_{1n}}+\frac{\Delta R_{2n}}{R_{2n}}\right)}{2\left(\pi_{11}^p\pi_{12}^n-\pi_{11}^n\pi_{12}^p\right)}+\frac{\frac{\Delta R_{1n}}{R_{1n}}-\frac{\Delta R_{2n}}{R_{2n}}}{2\pi_{44}^n} \qquad \textbf{E 2-11}$$

$$\sigma_z = \frac{\left(\pi_{11}^p+\pi_{12}^p\right)\left(\frac{\Delta R_{1n}}{R_{1n}}+\frac{\Delta R_{2n}}{R_{2n}}\right)-\left(\pi_{11}^n+\pi_{12}^n\right)\left(\frac{\Delta R_{3p}}{R_{3p}}+\frac{\Delta R_{4p}}{R_{4p}}\right)}{2\left(\pi_{11}^p\pi_{12}^n-\pi_{11}^n\pi_{12}^p\right)}$$

$$\sigma_{xy} = \frac{\frac{\Delta R_{4p}}{R_{4p}}-\frac{\Delta R_{3p}}{R_{3p}}}{2\left(\pi_{11}^p-\pi_{12}^p\right)}$$

Avec ΔR_{ij} représentent la variation de chaque résistance électrique diffusée sur la surface de la puce par rapport à l'application d'une contrainte mécanique spécifique. Les contraintes mécaniques $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ sont les contraintes uniaxiales de traction ou de compression, la contrainte σ_{xy} est la contrainte de cisaillement.

A la vue de ces expressions mathématiques, la mesure des contraintes mécaniques dans le silicium est simple. Il suffit de connaître les coefficients piézorésistifs et de mesurer la variation de la résistance électrique sur chaque résistance intégrée. Toutefois, la mise en pratique de la piézorésistivité s'avère délicate du fait de la calibration en température des résistances diffusées et des coefficients piézorésistifs. De plus, l'expérience acquise au sein du laboratoire IMS concernant la piézorésistivité, *[Duco97, Rey98]* montrent que cette méthode de mesure des contraintes mécaniques est très difficile à mettre en œuvre. Par conséquent,

dans cette thèse notre objectif est dans un premier temps la détermination d'un paramètre électrique qui nous renseignerait sur l'état mécanique de la puce silicium.

Les autres méthodes de mesures des contraintes mécaniques consistent à exploiter des méthodes optiques pour déterminer localement une déformation à partir de laquelle on remonte aux contraintes mécaniques appliquées sur la puce. On peut citer entre autres : La photoélasticimétrie qui est une méthode expérimentale permettant de visualiser les contraintes mécaniques existantes à l'intérieur d'un solide grâce à sa photoélasticité. C'est une méthode principalement optique se basant sur la biréfringence *[Spen08]* acquise par les matériaux semi-conducteurs soumis à des contraintes mécaniques.

2.3 Historique

Dans ce paragraphe, nous présenterons les premiers travaux effectués concernant la caractérisation électromécanique des composants à semi-conducteurs. Bien que ces études aient été entreprises au début du siècle dernier, l'exploitation de la caractérisation électromécanique n'a été effective qu'au début de ce siècle.

Dans la deuxième partie de ce paragraphe, on présentera un bref aperçu sur une nouvelle orientation de l'électronique qui est consacrée à la caractérisation de la réponse électrique des composants à semi-conducteurs soumis à l'application de contraintes mécaniques. Cette nouvelle activité de l'ingénierie micro-électronique est appelée en anglais « Stress Engineering ». Dans cette partie, nous présenterons les dernières innovations concernant les composants CMOS très utilisés dans le traitement du signal (processeur, mémoire, etc.). Grâce aux contraintes mécaniques appliquées globalement et localement sur ces composants, on pourra améliorer leur performance statique et dynamique *[Paul05]*.

2.3.1 Travaux antérieurs

Le phénomène complexe portant sur l'influence des contraintes mécaniques sur le comportement électrique des semi-conducteurs en général a été mis en évidence depuis le début du vingtième siècle par Lord Kelvin. Ce dernier a initié les premiers travaux concernant la piézorésistivité des matériaux.

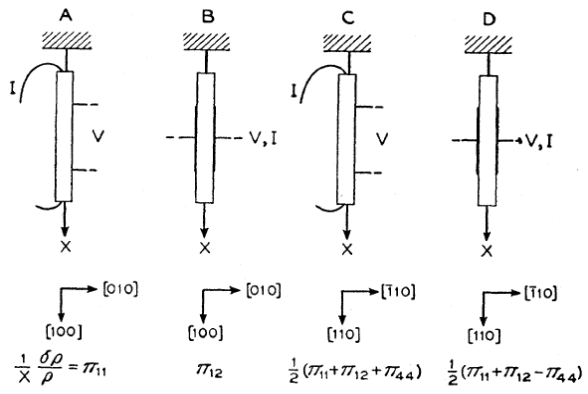
La piézorésistivité est le changement de la résistance électrique d'un métal dû à une contrainte mécanique externe appliquée sur ce métal. Ce phénomène a été découvert pour la première fois par Lord Kelvin en 1856. La piézorésistance dans les semi-conducteurs a été

découverte beaucoup plus tard en 1954 par le Professeur Smith *[Smit54]*. Ce dernier a travaillé sur le silicium et le germanium.

Les premiers travaux consacrés aux effets de la pression sur les matériaux ont été introduits au début du vingtième siècle par le Professeur Bridgman *[Brid27]*, Prix Nobel de Physique en 1946.

En 1932, Allen *[Alle32]* et Bridgman *[Brid32]* ont travaillé ensemble sur l'effet d'une contrainte mécanique hydrostatique sur la résistance électrique du cristal Bismuth. A partir de la loi d'Ohm généralisée, Bridgman a posé le premier modèle mathématique qui décrit le changement de la résistance électrique du cristal étudié en fonction de la contrainte mécanique appliquée. La prise en compte de la symétrie du cristal est importante pour simplifier les expressions mathématiques.

En 1954, le Professeur Smith *[Smit54]* a appliqué les résultats trouvés par le Professeur Bridgman sur deux matériaux semi-conducteurs qui étaient le silicium et le germanium. La caractérisation de la piézorésistivité est basée sur la mesure des coefficients piézorésistifs. Le Professeur Smith a été le premier à mesurers ces coefficients piézorésistifs. La figure 2.3 montre l'expérimentation faite et le tableau de mesure des coefficients piézorésistifs du silicium et du germanium dans des conditions adiabatiques et isothermiques.



(a)

TABLE II. Values of the derived piezoresistance coefficients in units of 10^{-12} cm² dyne^{-1}. Resistivities are in ohm-cm.

Type, material, and resistivity	Π_{44}	$\Pi_{11}-\Pi_{12}$	$-\frac{1}{P}\frac{\delta\rho}{\rho}=\Pi_{11}+2\Pi_{12}$ Adiabatic	Isothermal
n Ge 1.5	−138.1	+ 1.0	(− 8.7)[a]	− 7.0
n Ge 4.2[b]				− 8.3
n Ge 5.7	−136.8	+ 1.2	−10.5	− 8.8
n Ge 8.4[b]				− 9.8
n Ge 9.9	−137.9	+ 0.3	−14.7	−13.0
n Ge 16.6	−138.7	+ 0.3	−16.2	−17.9
n Ge 18.5[b]				−27.1
p Ge 0.9–3.3[c]				+ 2.5
p Ge 1.1	+ 96.7	− 6.9	+ 2.7	+ 5.2
p Ge 15.0	+ 98.6	− 15.6	− 0.6	+ 1.9
n Si 11.7	− 13.6	−155.6	+ 4.6	+ 5.7[d]
p Si 7.8	+138.1	+ 7.7	+ 4.4	+ 6.0

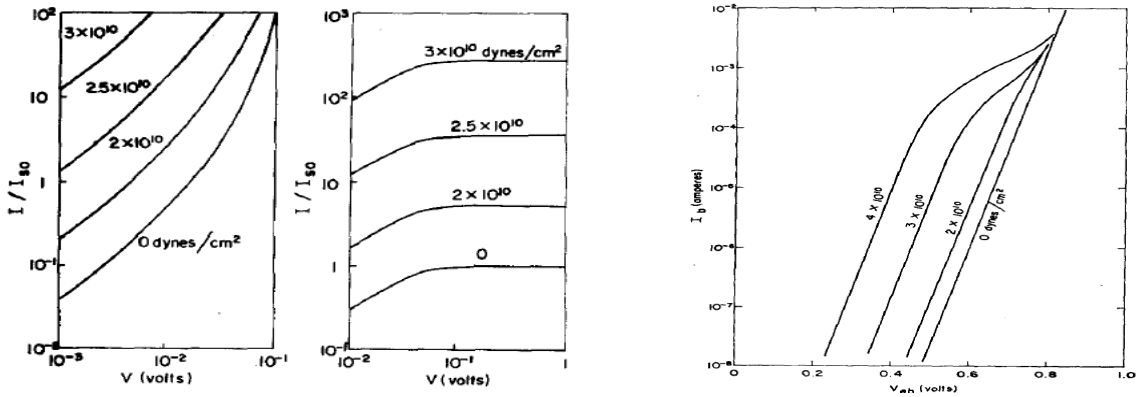
(b)

Figure 2.3 (a) Extraction expérimentale des coefficients piézorésistifs ; (b) Tableau de mesure des coefficients piézorésistifs *[Smit54]*

Les coefficients piézorésistifs dépendent généralement de la température et du dopage de chaque couche constituant le composant. Ces coefficients sont la base de la piézorésistance des matériaux semi-conducteurs.

En 1964, le Professeur Wortman a publié dans le "Journal of Applied Physics" un article *[Wort64]* qui présente le modèle théorique décrivant l'effet d'une contrainte mécanique sur les caractéristiques électriques des jonctions P-N à base de germanium et de silicium. Ce modèle est basé sur la variation dans la structure des bandes d'énergie et leur effet sur la densité de porteurs minoritaires.

Le changement de la densité des porteurs minoritaires est fonction du type de la contrainte appliquée : ainsi une contrainte anisotrope cause un grand changement par rapport à une contrainte hydrostatique. A partir du calcul de la dépendance de la densité des porteurs minoritaires en fonction de la contrainte mécanique appliquée, on peut tracer les caractéristiques du courant en fonction de la tension d'une diode et d'un transistor bipolaire sous contrainte mécanique (Figure 2.4).



(a) (b)

Figure 2.4 (a) $I_d = f(V_d)$ d'une diode polarisée en direct et en inverse, (b) $I_b = f(V_{be})$ d'un transistor bipolaire *[Wort64]*

Enfin, il faut noter que les premiers travaux dédiés à la caractérisation montrent que l'application d'une contrainte mécanique externe sur un composant à semi-conducteur (diode, transistor bipolaire) modifie les caractéristiques électriques de ces composants. Le changement des caractéristiques électriques dépend du niveau et de la nature de la contrainte mécanique appliquée.

2.3.2 Introduction à l'ingénierie des contraintes mécanique appliquées sur les composants électroniques « Stress Engineering »

L'ingénierie des contraintes mécaniques appliquées au composant micro-électronique de type CMOS est actuellement en plein expansion *[Paul05]*. Cette nouvelle branche de la micro-électronique a connu un développent important depuis le début du 21ème siècle. La motivation essentielle qui a poussé à ce développement rapide se résume aux

limites technologiques du développement au niveau de l'échelle des circuits CMOS. Effectivement, le principal axe de développement des composants CMOS consiste à réduire la taille du transistor élémentaire (Loi de MOORE), la longueur de la grille du transistor a atteint des dimensions minimales (30 nm). Pour dépasser ce verrou technologique et pour continuer à améliorer les performances des circuits CMOS, les concepteurs se sont tournés vers la caractérisation électromécanique pour atteindre leur objectif. Comme cela a été vu au paragraphe 2.2.2, l'application d'une contrainte mécanique appropriée peut améliorer la vitesse des porteurs de charges et par la suite augmenter les fréquences de commutation des transistors. Le deuxième avantage du changement de la mobilité par rapport à l'application de la contrainte mécanique réside dans le fait qu'il est indépendant de la taille du composant en lui-même, donc cet axe de recherche peut être complémentaire de la stratégie de réduire les tailles des composants.

La compréhension du développement de la caractérisation électromécanique dans le domaine des circuits CMOS nous permettra de mieux connaitre ces phénomènes liés au fonctionnement électrique en environnement contraint mécaniquement. Sachant qu'en ce qui concerne la phase de processus de fabrication de ces composants, la micro-électronique appliquée aux composants de puissance (MOSFET de puissance, IGBT, GTO, etc.) ressemble beaucoup à la micro-électronique des composants du traitement de signal, il est donc important de s'inspirer des travaux effectués dans ce dernier domaine, pour un éventuel transfert sur les composants de l'électronique de puissance. Dans les paragraphes suivants, nous présenterons les principales études consacrées à la caractérisation électromécanique des circuits CMOS.

2.3.2.1 Contraintes dues au processus de fabrication

Parmi les étapes de fabrication d'une puce, on peut citer, entre autres, les étapes de dopage pour former le composant, les étapes de dépôt des différentes couches sur la plaquette du silicium (oxyde, isolants, etc.). Ces étapes peuvent introduire des contraintes mécaniques au niveau de la puce.

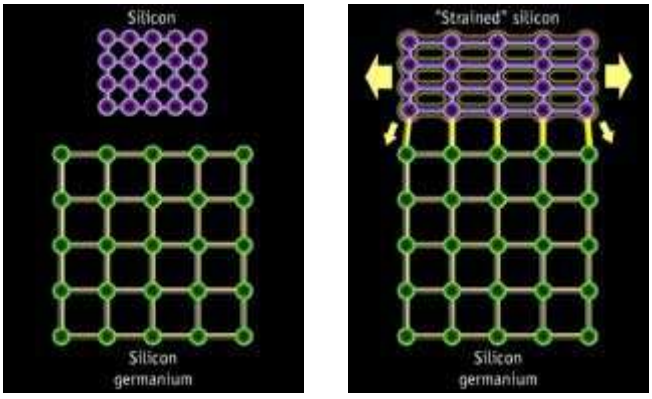
Lorsqu'on dope une plaquette de silicium avec des dopants, tels que le germanium ou le bore, les différences de mailles de ces dopants peuvent exercer localement des contraintes mécaniques *[Rand05]*. En ce qui concerne les dépôts de couches minces sur le silicium, à cause des différences de dilatation thermiques entre ces couches *[Sent01]* et aux contraintes intrinsèques à ces couches *[Freu03]*, on peut également produire des contraintes mécaniques au niveau des différentes interfaces de la puce.

2.3.2.2 Introduction intentionnelle des contraintes mécaniques

Pour améliorer les circuits CMOS, les fabricants ont mis en place des étapes de process de fabrication dédiées à l'introduction intentionnelle des contraintes mécaniques. Ces contraintes peuvent être d'une nature uniaxiale ou biaxiale selon l'objectif recherché. Sachant que les circuits CMOS sont constitués à la fois de transistors NMOS et PMOS, il faut adapter la contrainte mécanique à chaque type de transistor pour améliorer les performances de la cellule CMOS globale *[Olse04]*.

Généralement pour la cellule NMOS, la contrainte mécanique rajoutée est de type traction uniaxiale au niveau du canal du transistor. En ce qui concerne la cellule PMOS, la contrainte mécanique introduite est compressive biaxiale au niveau du canal du transistor *[Rang08]*.

Pour introduire une contrainte mécanique biaxiale, on a souvent recours à la déposition d'une couche en SiGe sur la partie active du composant qui est le canal du transistor MOS, comme le montre la figure 2.5.



(a) (b)

Figure 2.5 (a) Silicium non contraint, (b) Silicium contraint *[Bohr03]*

Cette technique est utilisée par IBM depuis 2001 et IBM annonce une amélioration de l'ordre de 30% de la vitesse de travail pour les composants avec contrainte mécanique intégrée. Pour introduire une contrainte mécanique uniaxiale, on dépose généralement une fine couche du nitrure de silicium « Si_3N_4 » sur la grille des transistors. Ainsi pour ces dernières générations de CMOS, IBM a développé un process qui consiste à appliquer une contrainte de compression de l'ordre de 3 GPa sur les transistors PMOS et une contrainte uniaxiale de traction de l'ordre de 1,4 GPa pour les transistors NMOS *[Baya05]*.

INTEL a suivi le même développement de ces technologies en suivant les mêmes tendances de l'introduction des contraintes mécaniques appropriées pour améliorer les performances des composants *[Boh03]*.

Nous avons montré dans cette partie, l'importance de la caractérisation électromécanique dans le développement actuel des composants électroniques CMOS. Un autre domaine est très sensible aux contraintes mécaniques, c'est le domaine de l'optoélectronique. En effet, puisque les contraintes mécaniques peuvent modifier la distribution des bandes d'énergie, cela peut avoir une incidence importante sur la réponse optique d'un composant optoélectronique telle qu'une diode électroluminescence (LED) par exemple. Dans le domaine de l'électronique de puissance peu d'études ont été consacrées à la caractérisation électromécanique et dans le paragraphe suivant nous présenterons les études qui ont été menées sur les composants de puissance à base de transistor IGBT.

2.4 Influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques des composants de puissance

Alors que plusieurs études ont été menées pour mettre en évidence l'influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques du MOSFET *[Radh07, Suth07, Gall04]*, les études concernant les composants de puissance (IGBT, MOSFET de puissance, GTO, etc.) restent relativement moins nombreuses. Les seules études récentes concernent le composant de puissance IGBT et ont été réalisées par TOYOTA. Dans la suite de ce paragraphe, nous montrerons les principaux résultats trouvés par TOYOTA concernant la caractérisation électromécanique des transistors IGBT. Deux études ont été publiées par TOYOTA, la première en 2005 et la deuxième en 2006.

La première publication date de 2005 *[Usui05]*. Dans cette étude, il est montré que lorsque l'on applique une contrainte mécanique uniaxiale externe sur un transistor IGBT asymétrique à grille en tranchée, ses caractéristiques électriques statiques de sortie $I_c = f(V_{ce})$ changent suivant la nature de la contrainte mécanique appliquée (traction, compression) et suivant son intensité (Figure 2.6 (a)). C'est la première fois que l'influence des contraintes mécaniques sur une caractéristique de sortie d'un transistor de puissance IGBT est publiée.

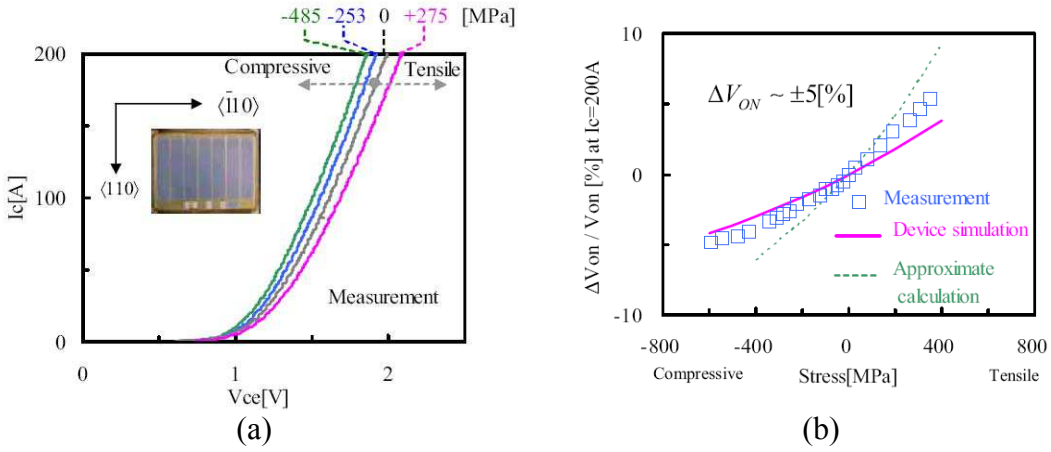


Figure 2.6 (a) Caractéristiques de sortie Ic = f (Vce), (b) Variation du Von en fonction de la contrainte *[Usui05]*

Pour effectuer la caractérisation électromécanique, un banc expérimental de flexion quatre points permettant d'appliquer une contrainte uniaxiale externe en traction et en compression a été mise en place. En traction, on atteint des valeurs maximales aux alentours de +275 MPa, alors qu'en compression uniaxiale on atteint des valeurs plus élevées de l'ordre de -500 MPa. La puce est montée sur un substrat et la flexion est appliquée sur le substrat de façon à avoir une distribution uniaxiale des contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance. Malheureusement, avec cette méthode, on rajoute des contraintes mécaniques dues à la fixation de la puce sur le substrat contraint mécaniquement, donc les puces testées ne sont pas initialement libres de toutes contraintes mécaniques. Pour cette raison, nous développerons dans le chapitre 4 dédié à la caractérisation électromécanique, un véhicule de test avec une puce non contrainte mécaniquement par le procédé de report avant le test expérimental électromécanique. Il faut noter que le choix du substrat sur lequel la puce est montée est choisi de manière à avoir le minimum de contraintes mécaniques résiduelles de fixation de la puce sur son substrat.

A partir de la figure 2.6 (a), on peut constater que l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale de traction de l'ordre de +275 MPa a tendance à augmenter la tension à l'état passant Von pour un niveau de courant donné. On a un comportement symétrique par rapport à l'application d'une contrainte mécanique en compression, puisqu'avec ce type de contrainte mécanique la tension à l'état passant diminue pour un niveau de courant donné.

En parallèle à la caractérisation électromécanique, le composant a été modélisé à l'aide du logiciel de simulation par éléments finis TCAD SENTAURUS. En effet, avec ce logiciel, il est possible d'effectuer des simulations électromécaniques. Dans le paragraphe suivant, nous présenterons les bases de la modélisation électromécanique. TOYOTA a

également présenté un modèle de calcul dit approximatif, la figure 2.6 (b) montre un bon accord entre la mesure, la simulation et le modèle approximatif.

Un autre résultat important montre, par simulation, que la partie MOSFET au sein de l'IGBT est la partie la plus sensible aux contraintes mécaniques (Figure 2.7). Les chutes de tension de la composante bipolaire de l'IGBT N- et du canal N+ varient suivant la contrainte mécanique appliquée, alors que le substrat et la couche tampon n'enregistre aucune variation.

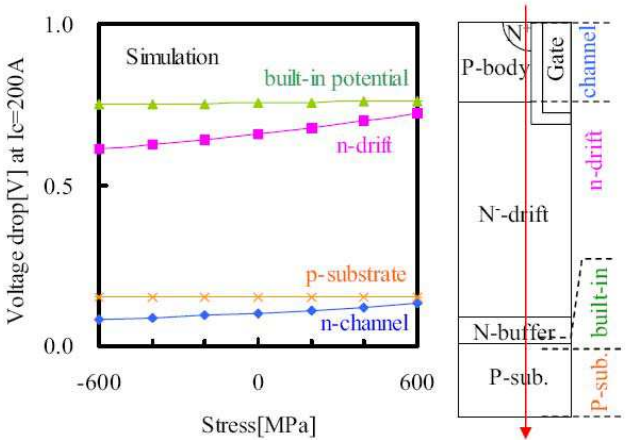


Figure 2.7 Variation de la tension des différentes régions de la structure en tranchée *[Usui05]*

La deuxième publication de TOYOTA a été présentée en 2006 *[Tana06]*. Elle avait pour objectif de montrer l'impact de la contrainte mécanique sur les caractéristiques électriques de l'IGBT en fonction de la structure de ce dernier, à savoir la grille en tranchée ou planaire. Deux résultats importants ont été mis en évidence. Le premier a permis de montrer qu'au même titre que la structure à grille en tranchée, l'IGBT à grille planaire est sensible de par ses caractéristiques électriques statiques aux contraintes mécaniques qui lui sont appliquées. De même ici, c'est la première fois qu'on montre expérimentalement l'effet des contraintes mécaniques sur ce genre de structure d'IGBT à grille planaire.

Dans cette étude, la comparaison du comportement électromécanique des deux structures de base des transistors IGBT (grille en tranchée ou planaire) a permis de révéler le fait que la structure à grille planaire est plus sensible aux contraintes mécaniques que la structure avec une grille en tranchée. Effectivement, la figure 2.8 (a) montre que suivant le sens de l'application de la contrainte mécanique, la dérive de la tension à l'état passant n'est pas la même. Pour une compression de -400 MPa avec la direction [110] la tension V_{on} augmente et suivant la direction [-110] la tension V_{on} diminue. La figure 2.8 (b) montre que le comportement électromécanique de l'IGBT à grille en tranchée est insensible au sens de l'application de la contrainte mécanique, seulement le niveau de ces contraintes est important pour la caractérisation électromécanique. De ce fait, on peut dire que la structure à grille en

tranchée est moins sensible aux contraintes mécaniques par rapport à la structure à grille planaire.

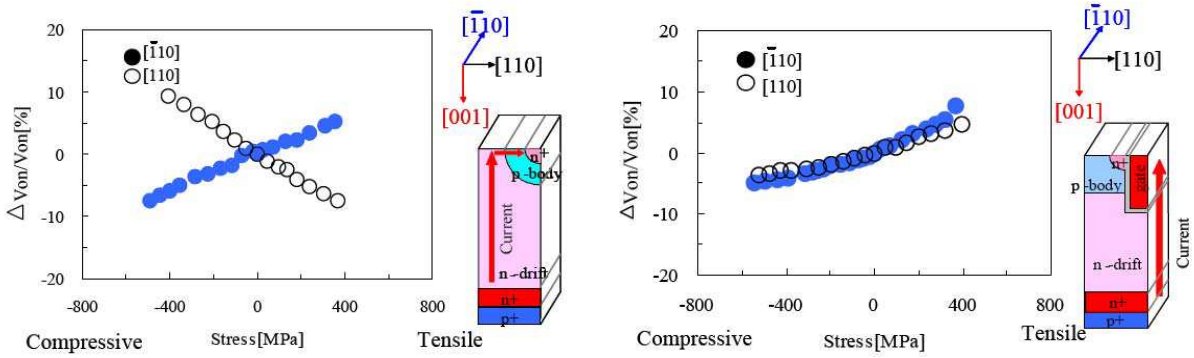


Figure 2.8 Variation de Von suivant le sens de la contrainte appliquée : (a) Structure Planaire, (b) structure en Tranchée *[Tana06]*

En conclusion, il est intéressant de remarquer que la caractérisation électromécanique entreprise par TOYOTA a permis de démontrer l'effet des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques statiques d'un composant IGBT à grille en tranchée et planaire. La réponse électromécanique dépend de la nature, du sens et du niveau des contraintes mécaniques appliquées.

2.5 Modélisation physiques par éléments finis électromécaniques

Après avoir démontré par l'expérimentation dans le paragraphe précédent l'effet des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques statiques d'un transistor de puissance IGBT, on peut s'interroger sur la possibilité de simuler à l'aide d'un logiciel par éléments finis cet effet électromécanique. Les bases physiques de la caractérisation électromécanique ont été présentées dans le paragraphe 2.3.1. A l'aide des fondamentaux de la physiques, l'intégration dans une plate-forme de calcul devient plus simple, ainsi le logiciel de simulation électrique par éléments finis TCAD SENTAURUS offre une partie dédiée à la modélisation électromécanique.

La base de la modélisation électromécanique du logiciel TCAD SENTAURUS s'est développée pour satisfaire la demande importante au niveau des composants CMOS (paragraphe 2.3.2). Ainsi, on peut distinguer deux étapes de la simulation physique par éléments finis : la première consiste en la simulation du process de fabrication qui est importante en technologie CMOS (paragraphe 2.3.2.1) puisqu'en sortie de cette phase le composant est initialement contraint par le process de fabrication. La deuxième phase est la

simulation électrique du composant initialement contraint par le process de fabrication ou initialement non contraint et dans ce cas on applique par nous même une contrainte mécanique externe pour voir l'influence de celle-ci sur les caractéristiques électriques statiques ou dynamiques du composant. Les composants CMOS sont différents des composants de puissance par leur structure interne essentiellement de surface avec des substrats relativement minces. Les composants de puissance sont essentiellement des composants verticaux. Bien que les structures CMOS et celles des composants de puissance ne soient pas les mêmes, les phénomènes physiques régissant leur comportement électromécanique restent les mêmes. Pour cette raison, dans le domaine des composants de l'électronique de puissance on peut appliquer les mêmes bases de modélisation développées sur la plateforme de calcul du logiciel TCAD SENTAURUS dédié au composant CMOS.

A la fin de ce chapitre à titre d'exemple, on présentera une modélisation d'un composant IGBT de type asymétrique à grille en tranchée.

On se contentera d'examiner l'influence de l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale sur le comportement électrique statique de ce composant sans la prise en compte des contraintes résiduelles du processus de fabrication.

La base de la modélisation électromécanique est le changement de la mobilité des porteurs de charges sous l'influence d'une contrainte mécanique externe (paragraphe 2.2.2). A l'aide de la piézorésistivité, on peut directement modéliser la variation de la mobilité des porteurs connaissant bien sûr les coefficients piézorésistifs du composant. La deuxième manière consiste à modéliser l'influence des contraintes mécaniques sur la masse effective des porteurs de charges en passant par la modélisation du changement des bandes d'énergies du composant. La figure 2.9 présente une présentation schématique simplifiée du calcul électromécanique *[Guil04]*.

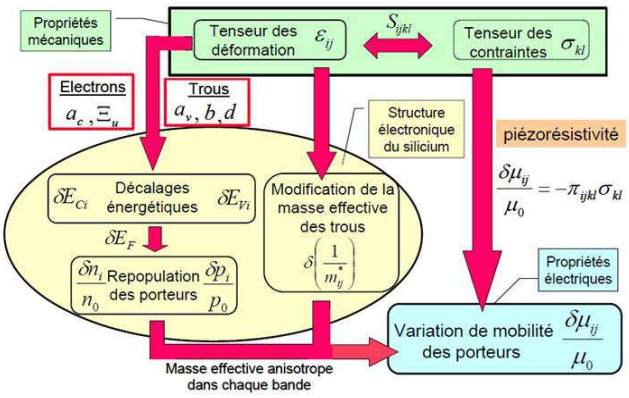


Figure 2.9 Représentation schématique du calcul électromécanique *[Guil04]*

Dans la suite de ce paragraphe, on présentera brièvement les deux modèles de base de la modélisation électromécanique : le modèle piézorésistif et la théorie des potentiels de déformation décrivant le changement des bandes d'énergie sous l'influence des contraintes mécaniques.

2.5.1 Modèle piézorésistif

Cette approche *[Lade95, Wang94]* se concentre sur la modélisation de l'effet piézorésistif. L'élément de base du modèle est une extension linéaire des relations constitutives pour les électrons et les trous dans le silicium monocristallin. Pour de faibles contraintes mécaniques, l'expression de la mobilité est donnée par l'expression suivante *[Wang94]* :

$$\overline{\mu_\alpha} = \mu_\alpha^0(\bar{1} - \overline{\pi}^\alpha . \overline{\sigma}), \alpha = n, p \qquad \textbf{E 2-12}$$

où $\overline{\mu}_\alpha$ le tenseur de la mobilité avec contrainte mécanique, μ_α^0 le tenseur de la mobilité sans contrainte mécanique, $\bar{1}$ le tenseur identité, $\overline{\sigma}$ le tenseur des contraintes, $\overline{\pi}^\alpha$ le tenseur des coefficients piézorésistifs qui dépend de la concentration, du dopage et de la distribution de la température dans le composant.

Le tenseur des contraintes mécaniques $\overline{\sigma}$ et de la mobilité $\overline{\mu}_\alpha$ sont symétriques et représentés par une matrice 3x3. Par conséquent, ils n'ont que six composantes indépendantes.

Le tenseur des coefficients piézorésistifs est sous la forme suivante pour un cristal de symétrie cubique tel que le silicium *[Nye85]* :

$$\overline{\pi}^\alpha = \begin{bmatrix} \pi_{11}^\alpha & \pi_{12}^\alpha & \pi_{12}^\alpha & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12}^\alpha & \pi_{11}^\alpha & \pi_{12}^\alpha & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12}^\alpha & \pi_{12}^\alpha & \pi_{11}^\alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44}^\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44}^\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44}^\alpha \end{bmatrix} \qquad \textbf{E 2-13}$$

Les coefficients piézorésistifs pour un semi-conducteur sont donnés par l'expression suivante *[Kand82]* :

$$\pi_{ij}^\alpha = \pi_{ij,\mathrm{var}}^\alpha P_\alpha(N,T) + \pi_{ij,kon}^\alpha \qquad \textbf{E 2-14}$$

L'application d'une contrainte mécanique externe conduit à un changement dans la masse effective et de la diffusion anisotrope. Le premier effet est décrit par un terme constant indépendant $\pi^{\alpha}_{ij,kon}$, mais le second effet, la diffusion anisotrope, peut être calculée *[Kand82]* à la température ambiante pour de faibles concentrations de dopage ($\pi^{\alpha}_{ij,\mathrm{var}}$) et peut être multipliée par un facteur correctif $P_{\alpha}(N,T)$ dépendant du dopage et de la température. Selon la littérature *[Kand82]*, le facteur $P_{\alpha}(N,T)$ peut être calculé par:

$$P_{\alpha}(N,T)=\frac{300K}{T}\frac{F_0^{'}\left(\frac{E_{F,\alpha}}{kT}\right)}{F_0\left(\frac{E_{F,\alpha}}{kT}\right)} \qquad \textbf{E 2-15}$$

où $F_0(x)$ et $F_0^{'}(x)$ sont les intégrales de Fermi de l'ordre 0 et sa dérivée. L'énergie de Fermi $E_{F,\alpha}$ est égal à $F_n - E_C$ pour les électrons et $E_V - F_P$ pour les trous. Elles sont calculées en appliquant des approximations analytiques *[Selb84]*. L'évaluation numérique du coefficient $P_{\alpha}(N,T)$ est basée sur une forme analytique des intégrales de Fermi *[Wolf91]*.

Les valeurs données par défaut dans le logiciel sont présentées dans le tableau suivant.

Tableau 2.1 Valeurs par défaut des coefficients piézorésistifs des trous et des électrons

$\pi^{p}_{11,kon}$	$\pi^{p}_{12,kon}$	$\pi^{p}_{44,kon}$	$\pi^{p}_{11,\mathrm{var}}$	$\pi^{p}_{12,\mathrm{var}}$	$\pi^{p}_{44,\mathrm{var}}$	Unité
5,1	-2,6	28	1,5	1,5	110	$\times 10^{-12}$ cm^{2}dyn^{-1}
$\pi^{n}_{11,kon}$	$\pi^{n}_{12,kon}$	$\pi^{n}_{44,kon}$	$\pi^{n}_{11,\mathrm{var}}$	$\pi^{n}_{12,\mathrm{var}}$	$\pi^{n}_{44,\mathrm{var}}$	
0	0	0	-102,6	53,4	-13,6	$\times 10^{-12}$ cm^{2}dyn^{-1}

Ces valeurs sont en concordance avec celles trouvées dans la littérature *[Usui05, Tana06]*.

Dans ce paragraphe, nous avons présenté l'effet piézorésistif basé sur le calcul des coefficients piézorésistifs. Ce modèle est très utilisé dans la modélisation électromécanique des composants électroniques.

2.5.2 Théorie des potentiels de déformation

L'application d'une contrainte mécanique externe sur un matériau semi-conducteur peut, dans certains cas, modifier la structure de bande de ce matériau, notamment la bande de conduction et la bande de valence. D'une manière simplifiée, on peut représenter cette variation sous la forme de l'expression suivante *[Wort64]* :

$$\Delta E_k^B = \xi_{k1}^B(\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3) + \xi_{k2}^B(\varepsilon_1 - \varepsilon_3) + \xi_{k3}^B(\varepsilon_2 - \varepsilon_3) + \xi_{k4}^B\varepsilon_4 + \xi_{k5}^B\varepsilon_5 + \xi_{k6}^B\varepsilon_6 \qquad \textbf{E 2-16}$$

où ξ_{ki}^B le tenseur de déformation potentiel, la notation B peut être C (bande de conduction) ou V (bande de valence), k le niveau d'énergie; $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ les composantes de déformations normales; et $\varepsilon_4, \varepsilon_5, \varepsilon_6$ les composantes de déformations tangentielles.

Comme on peut le constater sur l'équation 2.16, le changement des bandes d'énergie dépend du tenseur de déformation potentiel et des différents composantes de déformations normales et tangentielles. La théorie des potentiels de déformation est basée sur des déformations relativement faibles *[Bir74]*.

Pour remonter au tenseur de déformation, partant du tenseur des contraintes mécaniques et grâce à la loi de Hooke généralisée, on peut effectivement définir le tenseur des déformations nécessaire à la résolution de l'équation 2.16. On peut décomposer les contraintes mécaniques en deux parties :

- contrainte mécanique hydrostatique modifiant l'écart entre la bande de conduction et la bande de valence,
- contrainte mécanique en cisaillement levant la dégénérescence entre les sous-bandes de trous lourds (hh) et les sous-bandes de trous légers (lh).

La position relative des sous-bandes de trous est différente selon le type de contrainte appliquée : en traction ou en compression. La figure 2.10 montre les variations de l'énergie des bandes interdites d'un matériau semi-conducteur contraint ($\varepsilon \neq 0$) et non contraint ($\varepsilon = 0$). L'effet des contraintes mécaniques domine, en particulier, sur la bande des trous légers qui se trouve fortement affectée par rapport aux autres bandes de la Γ Valley dans les matériaux à bande interdite directe *[Bir74]*.

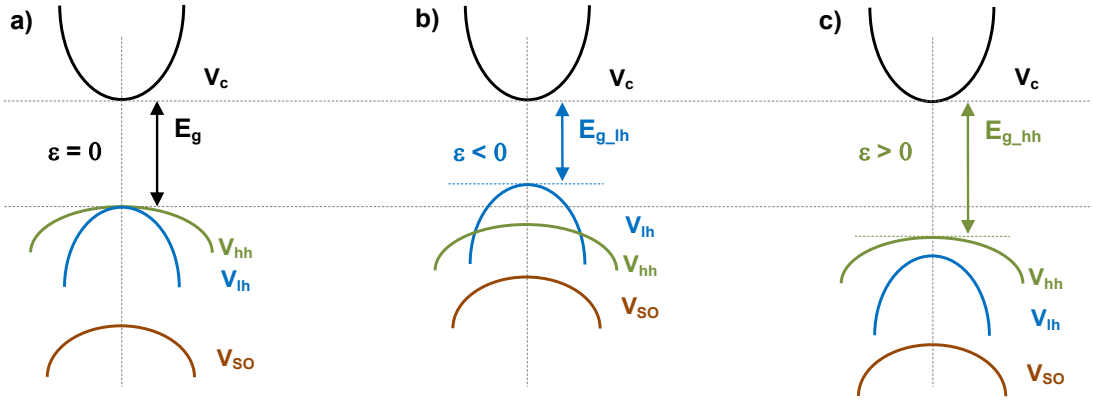


Figure 2.10 Représentation schématique de la structure de bande d'un matériau a) non contraint, soumis à une contrainte bi-axiale b) en traction, et c) en compression

La contrainte en compression induit une descente du niveau d'énergie des trous légers « E_{g_lh} » dans la bande de valence et remonte le niveau d'énergie des trous lourds « E_{g_hh} » contrairement à la contrainte en traction. Ces propriétés sont particulièrement utilisées dans le domaine de l'optoélectronique basé sur les transitions d'états entre les différents niveaux d'énergie. Il est ainsi possible de fixer le type de transition « e <=> lh ou e <=> hh » en fonction du type de contrainte mécanique à laquelle est soumis le matériau et plus particulièrement sa couche active.

La contrainte mécanique modifie également l'énergie de la bande interdite « Eg » et l'affinité électronique χ du matériau semi-conducteur. L'étude de cette variation est réalisée en diagonalisant l'Hamiltonien de Pikus et Bir (HPB) *[Bir74]* :

$$E_g = E_{g0} + \Delta E_C - \Delta E_V \qquad \textbf{E 2-17}$$

$$\chi = \chi_0 - \Delta E_C \qquad \textbf{E 2-18}$$

Pour le calcul de la modification des bandes d'énergie, le logiciel TCAD SENTAURUS ne modifie pas la masse effective des électrons et des trous, il donne la variation des énergies de bande de conduction et de valence :

$$\frac{\Delta E_C}{kT_{300}} = -\ln\left[\frac{1}{n_C}\sum_{i=1}^{n_C}\exp\left(\frac{-\Delta E_{C,i}}{kT_{300}}\right)\right] \qquad \textbf{E 2-19}$$

$$\frac{\Delta E_V}{kT_{300}} = -\ln\left[\frac{1}{n_V}\sum_{i=1}^{n_V}\exp\left(\frac{\Delta E_{V,i}}{kT_{300}}\right)\right] \qquad \textbf{E 2-20}$$

2.6 Exemple de simulation physique bidimensionnelle électromécanique statique d'un IGBT asymétrique à grille en tranchée

Dans ce paragraphe, nous présenterons une simulation physique par éléments finis électromécaniques sur un transistor de puissance de type IGBT asymétrique à grille en tranché *[Benm08]*. L'objectif est d'appliquer une contrainte mécanique externe sur le composant et de voir l'influence de cette contrainte mécanique sur les caractéristiques électriques statiques de ce composant. On se contentera en première approche d'appliquer des contraintes mécaniques uniaxiales.

Pour réussir cette simulation électromécanique, nous activerons les modèles électromécaniques que nous avons décrits dans le paragraphe précédent. On prendra en compte simultanément le modèle piézorésistif et le modèle de la théorie des potentiels de déformation.

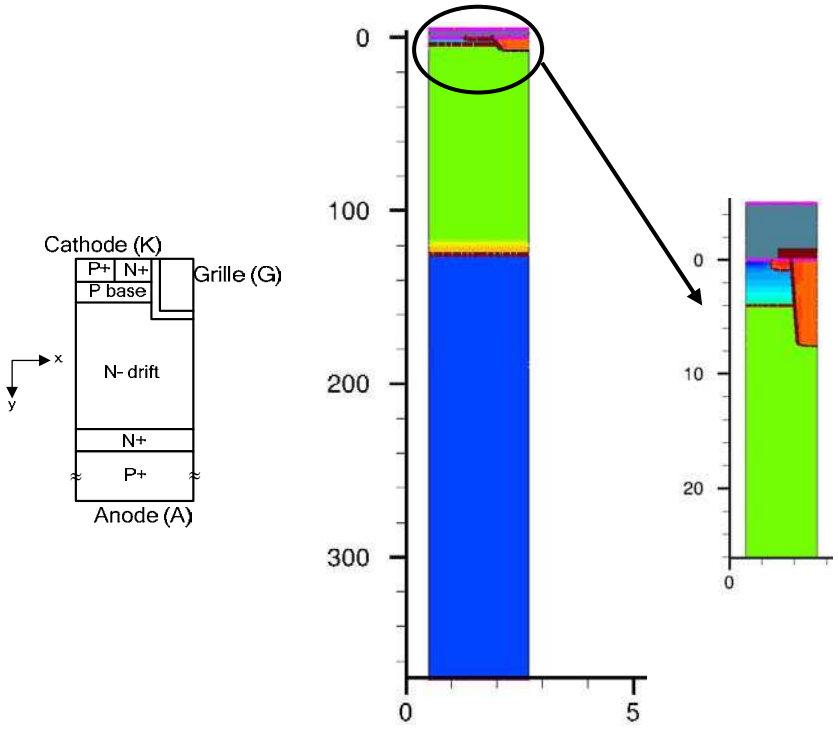
Du point de vue de la simulation électrique, sans considérer les contraintes mécaniques, plusieurs modèles ont été choisis afin de prendre en considération la dégradation de la mobilité des porteurs dans le semi-conducteur. Tout d'abord, on a pris en compte la dépendance de la mobilité des porteurs en fonction des dopages du matériau. On a choisi le modèle « Doping Dependance ». On considère aussi le modèle « Normal Electric Field » qui prend en compte la dépendance de la mobilité des porteurs au champ électrique normal. Enfin, le modèle « Carrier Carrier Scattering (Brooks Herring) » est important pour la simulation électrique.

Le modèle « Effective Intrinsic Density (Old Slotboom) a été choisi pour permettre de prendre en compte la largeur de bande dans le silicium ainsi que la concentration intrinsèque du matériau.

Concernant la recombinaison et la génération de porteurs, trois principaux modèles de recombinaison ont été activés durant les simulations : SRH (Shockley Read Hall), Auger. Le modèle d'avalanche Lackner.

Les options du modèle SRH, ExpTempdep et DopingDep, sont activées afin de prendre en compte une dépendance de la température et du dopage du matériau considéré. Ces modèles seront détaillés en annexe.

Du point de vue thermique comme on souhaite différencier l'effet thermique de l'effet mécanique sur les caractéristiques électriques statiques du composant, pour les simulations électriques statiques, on ne prend pas en compte l'auto-échauffement (simulation isotherme) et on considère généralement que la réponse électrique statique se fait à température ambiante.



(a) (b)

Figure 2.11 (a) Modèle de l'IGBT, (b) Le composant et le zoom sur la partie haute

La figure 2.11 présente le modèle du composant simulé, il s'agit d'un transistor IGBT asymétrique à grille en tranchée représenté ici par sa structure bidimensionnelle sur une demi-cellule. Le composant IGBT se fait à partir d'un substrat d'épaisseur 370 µm. La couche tampon est effectuée par un procédé d'épitaxie à partir du substrat du composant. Les zones dopées de la partie haute du composant se font par diffusion. En ce qui concerne la grille du composant, elle est gravée en tranchée dans le composant sur une profondeur d'environ 8µm.

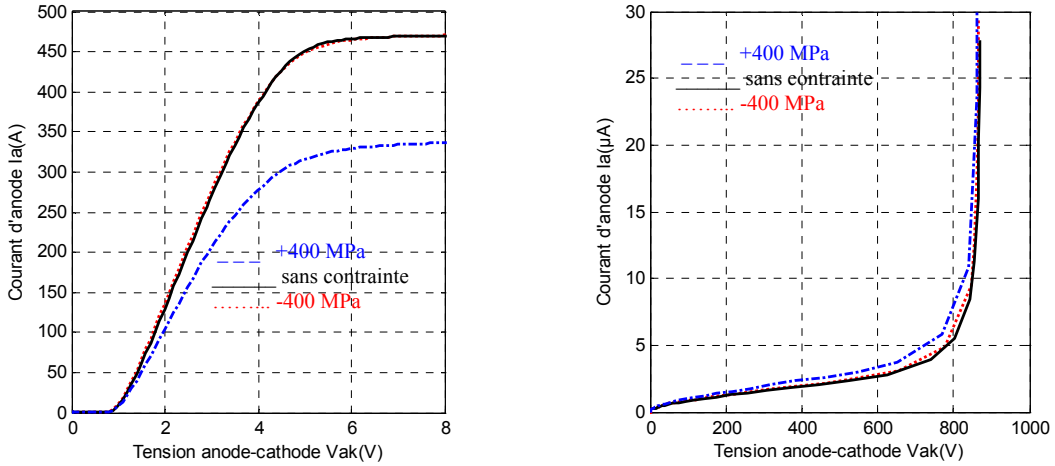
La largeur de la demi-cellule simulée est égale à 2,2 µm, et son épaisseur est égale à 370 µm (Figure 2.11). Pour effectuer les simulations et se ramener à des valeurs de courant réaliste, on considère un facteur de $5{,}5 \times 10^{+6}$ (Area Factor).

Dans cette étude, nous présenterons les résultats des simulations électromécaniques concernant deux caractéristiques électriques statiques : la caractéristique de sortie et la caractéristique de la tenue en tension (Breakdown Voltage). Les simulations sont initiées à

température ambiante (+300°K). Les contraintes mécaniques appliquées sont de nature uniaxiales de l'ordre de 400 MPa en traction et en compression et sont appliquées suivant l'axe 'Ox' (Figure 2.11) et sont perpendiculaires au sens de la circulation du courant dans le composant.

La figure 2.12 (a) présente la caractéristique de sortie du composant à température ambiante suivant la contrainte mécanique appliquée. La tension grille-cathode est fixée à 15 V pour cette simulation. A partir de cette figure, on peut constater que le courant d'anode est influencé par la contrainte mécanique appliquée sur le composant. L'influence des contraintes mécaniques sur l'allure de la caractéristique de sortie n'est pas symétrique par rapport à la contrainte en traction et la contrainte en compression. La traction de +400 MPa a plus d'effet sur la caractéristique de sortie par rapport à la contrainte de compression à -400 MPa, une traction uniaxiale appliquée sur le composant a tendance à diminuer le niveau du courant global du composant. Comme on le verra dans les chapitres 3 et 5, le comportement électromécanique de l'IGBT dépend de sa structure interne.

La caractéristique de la tenue en tension (Figure 2.12 (b)) est moins influencée que la caractéristique de sortie du composant par rapport aux contraintes mécaniques appliquées sur le composant. Ce résultat peut s'expliquer par l'influence moindre sur les bandes d'énergie lorsque l'on applique des contraintes mécaniques de nature uniaxiale.



(a) (b)

Figure 2.12 (a) Caractéristique de sortie, (b) Caractéristique de la tenue en tension, suivant la contrainte mécanique appliquée

Pour finir ce paragraphe, nous avons réussi grâce au logiciel de simulation physique par éléments finis TCAD SENTAURUS à simuler l'effet des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques statiques du transistor de puissance IGBT. La simulation physique

permet de prédire et d'explorer le fonctionnement électromécanique des transistors de puissance.

2.7 Conclusion partielle

Après avoir décrit les généralités concernant les contraintes mécaniques et leur relation avec le comportement électrique des composants électroniques à base de semi-conducteur, nous avons présenté une étude complète de l'historique de la caractérisation électromécanique des composants semi-conducteurs. Ainsi, nous avons cité les premiers travaux consacrés à la caractérisation électromécanique. Ces travaux ont été initiés au début du siècle dernier par des physiciens de renom tel que le Professeur Bridgman prix Nobel de physique en 1946.

Par la suite, nous avons présenté quelques travaux plus récents qui concernent essentiellement le développement des technologies CMOS. En effet cette technologie continue actuellement à se développer grâce à l'exploitation des phénomènes électromécaniques des composants semi-conducteurs. Nous avons également présenté les travaux réalisés par TOYOTA sur des transistors de puissance de type IGBT à grille planaire et en tranchée. Ces travaux montrent que les contraintes mécaniques externes influencent le comportement électrique statique du composant de puissance IGBT.

Pour finir le deuxième chapitre, nous avons présenté les modèles physiques responsables du changement du comportement électrique des composants semi-conducteurs soumis à l'application des contraintes mécaniques internes ou externes. Nous avons présenté également un exemple d'application de ces modèles en simulation physique sur un IGBT de type asymétrique à grille en tranchée.

Dans le chapitre suivant, nous détaillerons le fonctionnement en simulation de l'IGBT asymétrique en mode de fonctionnement électrique dynamique et extrême.

3. Modélisation électro-thermo-mécanique d'un IGBT asymétrique à grille en tranchée en mode de fonctionnement électrique dynamique et extrême

3.1 Introduction

La modélisation électro-thermo-mécanique de l'IGBT asymétrique à grille en tranchée permet l'investigation du comportement dynamique (CIS) et en régime extrême (UIS et CC) de ce même composant soumis à l'application d'une contrainte mécanique externe de type uniaxiale. L'objectif de ce chapitre est de réaliser la modélisation électro-thermo-mécanique de l'IGBT en commutation, cette modélisation est réalisée à l'aide du logiciel TCAD SENTAURUS. On se contentera dans cette partie de l'étude en simulation bien que la partie expérimentale est nécessaire pour valider les résultats de simulations. Un banc de test électromécanique en mode dynamique et en régime extrême constitue une perspective intéressante pour ces travaux.

Pour étudier les modes de défaillance au niveau du composant et plus particulièrement son fonctionnement aux limites de ses aires de fonctionnement sécurisé, on soumet le composant simultanément à de fortes contraintes électriques : courant élevé et tension élevée. Pour atteindre cet objectif, on peut soumettre le composant à un court circuit ou on peut commander son ouverture sur une charge inductive sans l'utilisation de la diode de roue libre. Dans ces conditions électriques extrêmes, à partir de certaines valeurs élevées de tension et de courant, le composant entre en mode de défaillance. Le courant total traversant le composant devient incontrôlable menant dans de nombreux cas à la destruction de celui-ci.

Les principaux phénomènes physiques conduisant à la défaillance des composants de puissance sont les phénomènes de verrouillage (latch-up), de claquage et d'emballement thermique *[Benm08]*.

Le modèle de l'IGBT à grille planaire caractérisé expérimentalement au chapitre 4 n'étant pas finalisé, nous avons choisi de porter l'étude préliminaire en régime extrême sur un IGBT asymétrique à grille en tranchée calibré par rapport à ses caractéristiques électriques statiques et dynamiques lors d'études précédentes *[Benm06, Benm07, Benm08]*, mais non disponible ni en lamelles, ni en puces individuelles.

L'étude du comportement électrothermique de l'IGBT en fonctionnement sous chargement électrique extrême, commutation à l'ouverture sous charge inductive avec et sans diode de roue libre et le mode court-circuit, a été largement investiguée sous différentes formes de contraintes électriques et thermiques *[Benm08]*. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la partie qui consiste à rajouter les modèles de prise en compte des contraintes mécaniques aux autres contraintes électriques et thermiques.

Grâce à la simulation physique 2D par éléments finis sous TCAD SENTAURUS *[Sent08]*, nous allons définir un modèle « électro-thermo-mécanique » appliquée sur un composant de puissance de type transistor IGBT. L'IGBT étudié est de type asymétrique à grille en tranchée. Pour éviter des temps de calcul très élevés, nous limiterons notre étude à la simulation physique bidimensionnelle sur une demi-cellule. En ce qui concerne les contraintes mécaniques appliquées sur le composant, elles seront de types uniaxiaux perpendiculaires au sens de circulation du courant total traversant le composant. Ces contraintes seront en compression et en traction.

Trois configurations seront analysées :

- commutation sous charge inductive avec la diode de roue libre (CIS),
- commutation sous charge inductive sans la diode de roue libre (UIS),
- court-circuit (CC).

Rappelons que l'un des objectifs dans ce chapitre n'est pas d'étudier la fiabilité au niveau composant mais d'analyser le comportement par simulation physique par éléments finis de l'IGBT asymétrique à grille en tranchée en fonctionnement électrique extrême sous contraintes mécaniques contrôlées. Cette étude permettra de suivre les tendances de l'évolution du comportement électro-thermo-mécanique avec l'application de la contrainte

mécanique externe et d'essayer de mettre en avant des paramètres électriques mécano-sensibles.

3.2 Simulation physique par éléments finis 2D « électro-thermo-mécanique »

3.2.1 Démarche générale

La simulation physique par éléments finis 2D sera réalisé à l'aide du logiciel TCAD SENTAURUS. En effet, ce logiciel offre une partie dédié à la modélisation électromécanique. Cette partie a été développée pour satisfaire la forte demande dans plusieurs domaines de la microélectronique et surtout pour le développement des technologies CMOS.

Notre stratégie est de partir d'une modélisation électrothermique et de rajouter des modèles électromécaniques permettant ainsi une modélisation « Electro-Thermo-Mécanique ». La figure 3.1 présente une schématisation de la réalisation de la modélisation physiques électro-thermo-mécanique.

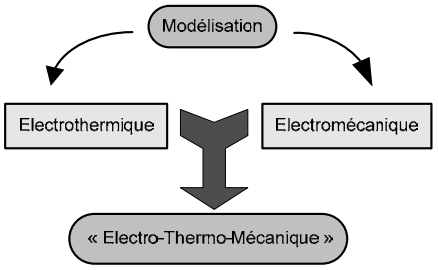


Figure 3.1 Modélisation « Electro-Thermo-Mécanique »

Dans cette partie, les simulations électro-thermo-mécaniques ne seront pas calibrées. L'objectif de notre étude en première approximation est de voir les tendances de simulations et la faisabilité de celles-ci au niveau de la réalisation et de la convergence. La simulation physique permettra de suivre l'évolution temporelle des paramètres physiques au niveau du composant : mobilité des porteurs, température intrinsèque, densité de courant etc. Le suivi de l'évolution de ces paramètres constituera une étape importante dans la compréhension du comportement électro-thermo-mécanique du composant de puissance IGBT.

Dans le cas du fonctionnement électrique extrême, nous nous placerons à des niveaux faibles de polarisation pour éviter tout comportement suspect conduisant à une divergence des simulations au niveau du composant. En effet, comme nous l'avons rappelé dans le paragraphe précédent l'objectif ici n'est pas d'étudier la fiabilité du composant.

L'étude de la fiabilité au niveau du composant *[Benm08]* a révélé que selon le mode de défaillance investigué la polarisation du composant en mode CIS peut atteindre simultanément 500 A et 1000 V. Ensuite, en mode UIS, les valeurs du courant d'anode et de la tension anode-cathode sont : 200 A – 800 V. Et finalement en mode court-circuit et suivant le mode de défaillance, on peut avoir les valeurs suivantes : 1000 V – 300 A.

Dans notre étude, en mode CIS et UIS, le courant d'anode maximum traversant le composant est maintenu à 40 A avec une tension de polarisation de 200 V. En mode court-circuit, la tension de polarisation est plus faible 60 V, ceci s'explique par le fait qu'en mode de fonctionnement en court-circuit, le courant traversant l'IGBT devient très élevé. Ce courant est de l'ordre de dix fois le courant nominal *[Benm08]*.

3.2.2 Structure de l'IGBT simulé

Le composant simulé est un IGBT asymétrique à grille en tranché (Figure 3.2). Ce composant est destiné aux applications moyennes puissances typiquement dans des applications de véhicules hybrides : son calibre en courant est de l'ordre de 150 A, sa tension de blocage est de l'ordre de 900 V. Ce composant fait partie des dernières générations des transistors IGBT se caractérisant par la grille en tranchée et une intégration, par rapport au composant à grille planaire, très élevée. La largeur d'une demi-cellule est égale à 2,2 µm, et son épaisseur est égale à 370 µm.

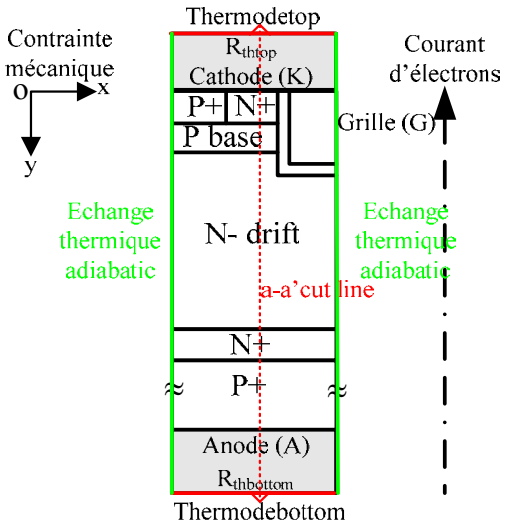


Figure 3.2 Modèle 2D IGBT asymétrique à grille en tranchée

Sur la figure 3.2, sont imposées les conditions aux limites thermiques. Le modèle est supposé sans échange thermique sur les deux parties latérales. Les échanges thermiques sur la partie haute et la partie basse du composant sont modélisés par des résistances thermiques : R_{thtop} et $R_{thbottom}$. La résistance thermique de la partie haute modélise l'échange thermique par convection et la résistance thermique de la partie basse du composant représente l'échange thermique par conduction. Sachant que le transfert de chaleur est plus important en conduction par rapport au transfert de chaleur par convection, nous choisissons pour cette raison la résistance de la partie haute supérieure à celle de la partie basse du composant, ainsi on prend $R_{thtop} = 10 \times R_{thbottom}$.

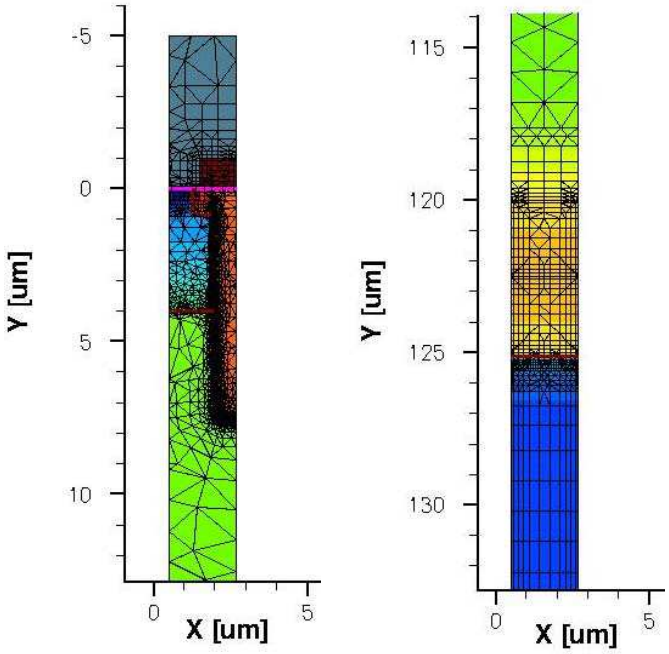
À cause des temps de calcul très élevés, nous ne pouvons réaliser que des simulations sur une demi-cellule, éliminant ainsi toute prospection latérale de l'évolution de la température ce qui constitue une limite pour ce genre de simulation. Sachant que la puce IGBT est constituée de plusieurs dizaines de milliers de cellules en parallèle pour atteindre le calibre en courant du composant, la simulation multicellulaire serait nécessaire pour explorer le comportement latéral de la température au sein même du composant. En revanche pour des structures moins intégrées et notamment les structures à grille planaire, la simulation multicellulaire est fortement envisageable.

En ce qui concerne les contraintes mécaniques, elles sont définies d'une manière uniforme sur toute l'épaisseur du composant. Cette manière de définir les contraintes mécaniques est imposée par le simulateur. Lorsqu'on définit un bloc silicium pour la modélisation, les contraintes mécaniques définies ne peuvent être qu'uniformément réparties par rapport au bloc silicium prédéfini. Néanmoins, c'est envisageable de discrétiser le bloc silicium en plusieurs blocs pour simuler une contrainte mécanique non-uniformément définie sur le composant.

Ainsi, les contraintes mécaniques appliquées sur le composant sont d'une nature uniaxiale. Elles seront appliquées suivant l'axe Ox (Figure 3.2), l'axe d'application des contraintes mécaniques est perpendiculaire au sens de la circulation du courant dans le composant. Les contraintes mécaniques appliquées sont de l'ordre de 400 MPa en traction et en compression. Cet ordre de grandeur a été proposé par l'étude effectuée par TOYOTA sur un IGBT asymétrique à grille en tranchée *[Tana06]*.

Les contraintes issues du process de fabrication ne seront pas prises en compte dans cette étude ce qui constitue une approximation importante dans l'étude du comportement électromécanique et électro-thermo-mécanique. Pour avoir ces contraintes, il faudrait effectuer une simulation décrivant le process de fabrication du composant. Cette simulation implique la connaissance exacte de toutes les étapes de fabrication du composant : temps de recuit après les phases de dopage, les phases de dépôts, les profils de traitement thermique etc. Ces données ne sont pas facilement accessibles, et dans la plupart des cas, elles sont la propriété exclusive des fondeurs. Pour toutes ces raisons, en première approximation, on se contentera de l'étude de l'influence des contraintes mécaniques externes au composant.

Pour avoir des résultats de simulation précis, le maillage de la structure est essentiel. Il doit s'adapter aux différentes régions et interfaces constituant le composant. Ainsi, un maillage plus fin est adopté entre les interfaces de l'oxyde de grille et le silicium (Figure 3.3 (a)). Le maillage dépend également des différentes zones et interfaces pour chaque région constituant le composant IGBT (Figure 3.3 (b)). Le modèle proposé contient 5200 nœuds.



(a) (b)

Figure 3.3 Modèle de simulation par éléments finis (a) partie haute, (b) partie basse du composant

3.2.3 Modèles physiques « électro-thermo-mécaniques » de simulation

Les phénomènes physiques régissant le comportement électrique des composants de puissance sont très complexes, et suivant les applications ces phénomènes physiques sont décrits souvent par des équations aux dérivées partielles à différents niveaux de complexité. Les coefficients de ces équations et leurs conditions aux limites (comme la mobilité, le taux de recombinaison des générations, les paramètres en fonction des matériaux, l'interface et des conditions aux limites de contact) sont souvent délicats à définir. Ils dépendent généralement de la physique appliquée aux objets microscopiques, la structure du composant, et la tension appliquée. L'outil de simulation TCAD SENTAURUS permet la combinaison des équations de transport et de modèles physiques, ce qui permet la possibilité de simuler un large spectre de dispositifs semi-conducteurs.

Les trois équations régissant le transport de charge dans des dispositifs semi-conducteurs sont : l'équation de Poisson et les équations de continuité des électrons et des trous.

L'équation de Poisson est de la forme :

$$\nabla.\varepsilon\nabla\phi = -q(p - n + N_D - N_A) - \rho_{trap} \qquad \textbf{E 3-1}$$

où ε est la permittivité électrique, q est la charge électronique élémentaire, n et p représentent les densités des électrons et des trous respectivement, N_D est la concentration des donneurs ionisés, N_A est la concentration des accepteurs ionisés, ρ_{trap} est la densité de charge des pièges et des charges fixes.

Les équations de continuité pour les électrons et les trous, sont respectivement:

$$\nabla\vec{J}n = qRnet + q\frac{\partial n}{\partial t} \qquad \textbf{E 3-2}$$

$$-\nabla\vec{J}p = qRnet + q\frac{\partial p}{\partial t} \qquad \textbf{E 3-3}$$

où R_{net} est le taux net de recombinaison des électrons, $\vec{J}n$ est la densité de courant d'électrons, et $\vec{J}p$ est la densité des trous.

Deux modèles électromécaniques seront pris en compte pour la simulation physique par éléments finis électro-thermo-mécanique, le modèle piézorésistif et la théorie des potentiels de déformation. Le premier modèle est activé lorsque le composant est en phase de conduction, alors que le deuxième modèle est utilisé lorsque le composant est en blocage

électrique. Ces modèles seront rajoutés aux modèles conventionnels des simulations électrothermiques.

Le modèle de la théorie des potentiels de déformation (équation 3.4) qui traduit la modification des bandes d'énergie en fonction de la contrainte mécanique appliquée :

$$\Delta E_k^B = \xi_{k1}^B(\varepsilon_1+\varepsilon_2+\varepsilon_3)+\xi_{k2}^B(\varepsilon_1-\varepsilon_3)+ \\ \xi_{k3}^B(\varepsilon_2-\varepsilon_3)+\xi_{k4}^B\varepsilon_4+\xi_{k5}^B\varepsilon_5+\xi_{k6}^B\varepsilon_6 \qquad \textbf{E 3-4}$$

avec ξ_{ki}^B le tenseur de déformation potentiel, la notation B peut être C (bande de conduction) ou V (bande de valence), k le niveau d'énergie; $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ les composantes des déformations normales; et $\varepsilon_4, \varepsilon_5, \varepsilon_6$ les composantes des déformations tangentielles.

Et l'effet piézorésistif (équation 3.5) qui est basée sur le calcul des coefficients piézorésistifs *[Wort64, Smit54]* :

$$\frac{\Delta\mu_i}{\mu_0} = \bar{1} - \sum_{j=1}^{6} \pi_{ij} T_j \qquad \textbf{E 3-5}$$

avec $\Delta\mu_i / \mu_0$ la fraction du changement de la mobilité, $\bar{I}$ le tenseur identité, et π_{ij} le tenseur des coefficients piézorésistifs.

3.3 Commutation sur charge inductive avec la diode de roue libre

3.3.1 Objectifs

L'étude de la commutation sur charge inductive avec la diode de roue libre d'un transistor IGBT permet l'étude du comportement dynamique de ce dernier. Ainsi, à la fermeture de l'IGBT, le courant d'anode du transistor IGBT croît suivant une loi linéaire dictée par l'inductance L. A l'ouverture du transistor, le courant traversant le transistor s'annule très rapidement (de quelques centaines de nano à quelques micro secondes) suivant deux phases : la première correspond à la disparition presque immédiate de la partie des électrons constituant le courant total, la deuxième phase correspond au courant lié aux porteurs minoritaires du composant qui sont dans le composant étudié les trous.

L'application d'une contrainte mécanique sur le composant permettra de voir l'influence éventuelle sur la partie queue de courant constitué essentiellement d'un courant de trous.

Dans le but de bien comprendre le comportement électro-thermo-mécanique de l'IGBT fonctionnant en mode dynamique, la mise en œuvre d'analyse physique par simulation physique par éléments finis nous semble importante dans l'étude de l'influence des contraintes mécaniques sur le comportement dynamique de l'IGBT.

3.3.2 Circuit de test

La figure 3.4 illustre le circuit de test utilisé pour la simulation de la commutation de l'IGBT sur charge inductive avec diode de roue libre. Nous nous focaliserons plus particulièrement sur la phase d'ouverture du transistor. L'inductance parasite externe l_A est choisie pour modéliser les fils de câblage.

Afin de réduire le temps de calcul nécessaire à la simulation, la diode D a été choisie en tant que modèle par défaut de type SPICE. Ainsi une simulation de type « Mixed mode » est initiée à l'aide du logiciel TCAD SENTAURUS, et permet la simulation physique par rapport à un élément choisi (pour nous c'est le transistor IGBT) et de combiner celle là avec des modèles plus compacts dans le même circuit de simulation. Cette méthode permet un gain de temps important.

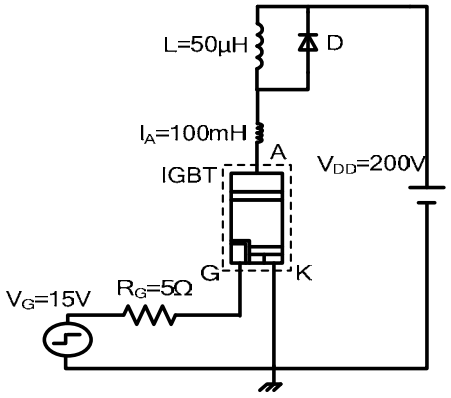


Figure 3.4 Circuit de simulation

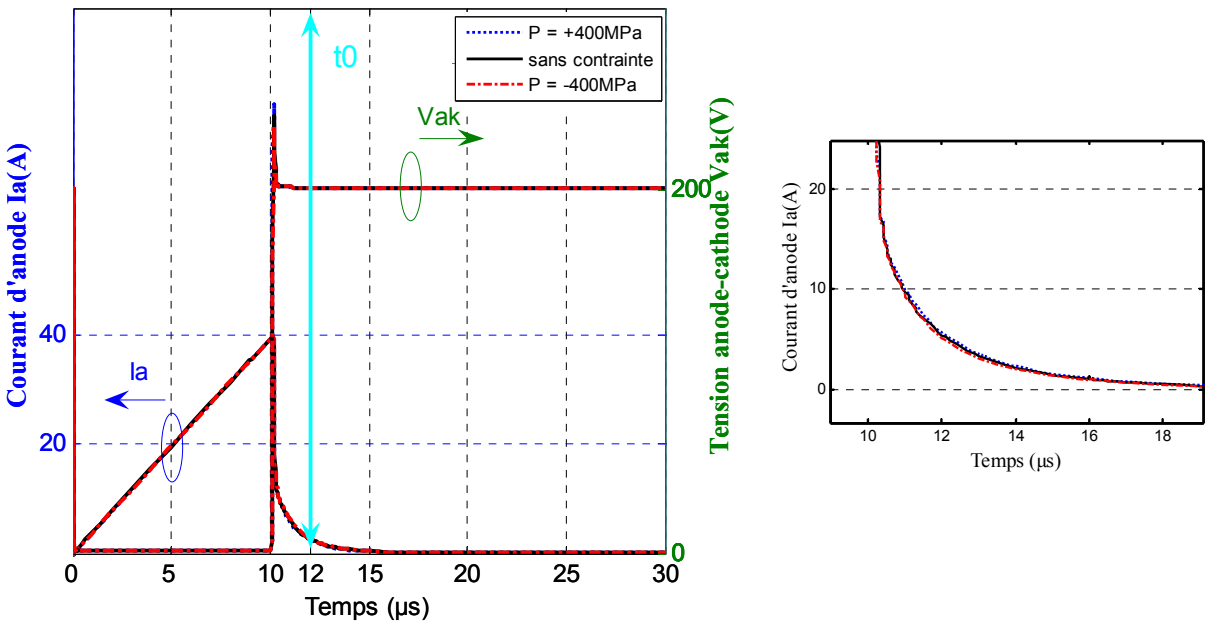
En prenant en compte les principaux phénomènes physiques mis en œuvre lors de l'étude développée au deuxième chapitre, tels que la recombinaison des porteurs et l'ionisation par impact, il est alors possible par simulation d'obtenir les formes d'ondes des principales grandeurs électriques à la commutation de l'IGBT sous charge inductive avec la diode de roue libre sans la contrainte mécanique.

3.3.3 Conditions et résultats de test en simulation

L'inductance L est égale à 50 µH. L'analyse de l'IGBT est réalisée à V_{DD} = 200 V et I_{Amax} = 40A. V_G = 15V, R_G = 5Ω et la température ambiante est fixée à 298°K. L'inductance parasite l_a est égal à 100 nH. L'IGBT est maintenu en état de fermeture pendant 10 µs.

On trace les trois courbes représentant le courant en mode CIS pour trois conditions mécaniques: compression uniaxiale, sans contrainte mécanique et une traction. Comme on peut le constater sur la figure 3.5, l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale sur l'IGBT en mode CIS ne modifie pas la queue de courant. Sachant que la queue de courant est constituée essentiellement d'un courant de trous, on peut admettre que la contrainte mécanique n'influe pas sur ces porteurs pendant l'ouverture de l'IGBT.

Effectivement, comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2, les trous sont plus sensibles aux contraintes de cisaillement qu'aux contraintes uniaxiales. Donc, c'est logique d'avoir peu d'influence sur la queue de courant du composant.



(a) (b)

Figure 3.5 (a) Courant d'anode (à gauche) et tension anode-cathode (à droite) suivant la contrainte mécanique appliquée en mode CIS, (b) Zoom sur la queue de courant

3.3.4 Zones d'analyse sur la structure

Pour analyser la répartition de la mobilité des trous, nous proposons une analyse unidimensionnelle suivant la ligne de coupe « a-a' » (Figure 3.2). Cette analyse est effectuée à t_0 = 12µs (2µs après l'ouverture de l'IGBT). La figure 3.6 montre la distribution de la mobilité des trous le long de l'épaisseur du composant (370 µm). On peut constater que l'application

de la contrainte mécanique uni-axiale de l'ordre de 400 MPa en traction et en compression ne modifie pas l'allure de la courbe de la mobilité des trous. Ce résultat vient conforter la forme d'onde de la queue de courant inchangé par rapport à l'application de la contrainte mécanique (paragraphe 3.3.3).

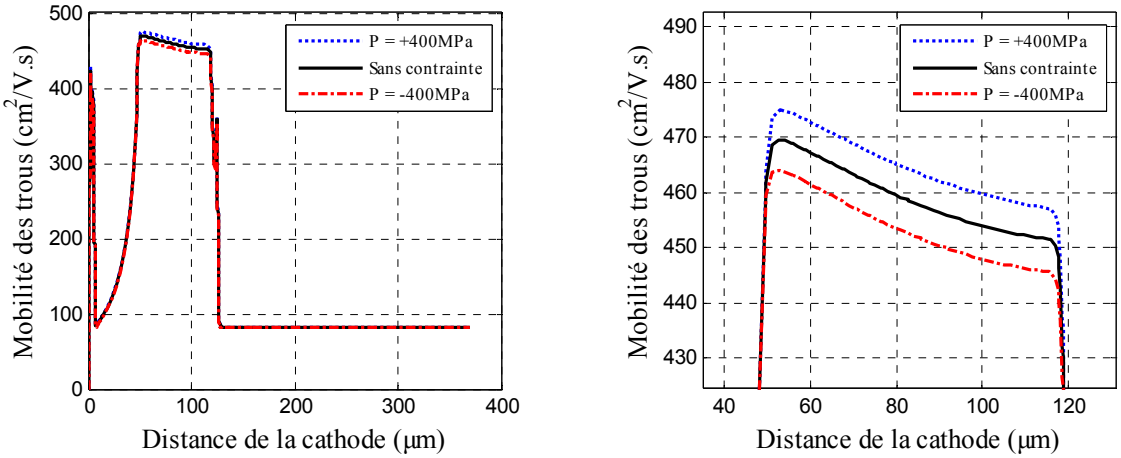


Figure 3.6 (a)Distribution 1D des trous à t_0 = 12µs le long de la ligne de coupe a-a' suivant la contrainte mécanique appliquée, (b) zoom entre 48 µm et 118 µm

Le zoom effectué entre 48 µm et 118 µm de distance de la cathode révèle que cette zone est la zone la plus sensible aux contraintes mécaniques. La contrainte de la traction a tendance à augmenter la mobilité des trous dans cette zone, alors que la compression diminue la mobilité des trous dans la même zone.

3.4 Commutation sur charge inductive sans la diode de roue libre

3.4.1 Objectifs

Bien que principalement dédié au MOSFET en fonctionnement d'avalanche, l'étude de la commutation sur charge inductive sans la diode de roue libre d'un transistor IGBT permet aussi l'étude du comportement de l'IGBT sous des conditions extrêmes de chargement électrique. Ainsi à la fermeture de l'IGBT, le courant d'anode de l'IGBT évolue en suivant une loi de croissance linéaire dictée par l'inductance L. A l'ouverture du transistor normalement le courant traversant le transistor doit s'annuler après quelques centaines de nanosecondes. En l'absence de la diode de roue libre, le courant ne pouvant pas circuler afin de décroitre à travers la diode manquante, dans ces conditions le courant est obligé de traverser le composant le mettant ainsi en régime d'avalanche.

Dans le but de bien comprendre le comportement électromécanique de l'IGBT fonctionnant en mode UIS, la simulation physique par éléments finis 2D permettra de prédire le comportement électro-thermo-mécanique du composant et permettra également de suivre l'évolution spatio-temporelle des paramètres physiques du composant.

3.4.2 Circuit de test

La figure 3.7 illustre le circuit de test utilisé pour la simulation de la commutation de l'IGBT sous charge inductive sans la diode de roue libre. Nous nous focaliserons plus particulièrement sur la phase d'ouverture du transistor. Après cette phase d'ouverture le composant se retrouve soumis simultanément à une forte tension et un fort courant, l'entrainant dans le régime de l'avalanche *[Azzo98, Azzo01]*.

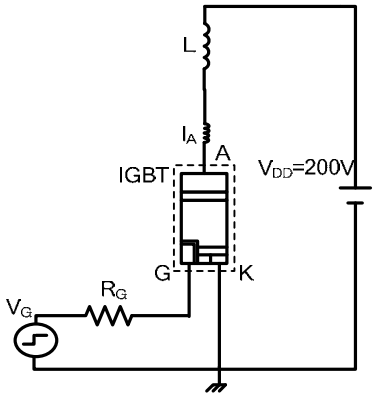


Figure 3.7 Circuit de simulation

Au même titre que l'étude développée au paragraphe précédent, on prendra en compte pour les simulations les principaux phénomènes physiques mis en œuvre lors de l'étude développée au deuxième chapitre, tels que la recombinaison des porteurs et l'ionisation par impact. Toujours en prenant en compte la dépendance en température, il est alors possible par simulation d'obtenir les formes d'ondes des principales grandeurs électriques à la commutation de l'IGBT sous charge inductive sans la diode de roue libre sans la contrainte mécanique.

3.4.3 Conditions et résultats de test en simulation

En supprimant la diode de roue libre dans le montage du circuit CIS, nous pouvons simuler la configuration UIS. Nous gardons les mêmes conditions de simulation pour la configuration UIS.

Dans le mode UIS, nous nous intéresserons particulièrement à la tension de claquage. Cette tension peut être modifiée par l'application des contraintes mécaniques externes. Après

l'ouverture du composant, la tension d'anode atteint la tension maximale de blocage du composant conduisant le composant en mode d'avalanche dynamique.

On trace les trois courbes représentant la tension de claquage en mode UIS pour trois conditions mécaniques : une compression uniaxiale de -400 MPa, sans contrainte mécanique et une traction uniaxiale de +400 MPa. Le sens de ces contraintes mécaniques est perpendiculaire au sens du courant.

La figure 3.8 représente les formes d'ondes du courant et de la tension traversant le composant suivant la contrainte mécanique appliqué. A partir de cette courbe, on peut voir effectivement qu'après l'ouverture de l'IGBT le courant traversant le composant n'est absolument pas influencé par les contraintes mécaniques appliquées. Ce courant est exclusivement imposé par la décharge de l'inductance L. La contrainte mécanique uniaxiale a peu d'effet sur la tension de claquage en régime UIS (Figure 3.8). Ce résultat vient du fait que les fluctuations du potentiel sont peu représentatives par rapport aux contraintes mécaniques appliquées sur le composant (30 meV à 500 MPa [Usui 05]).

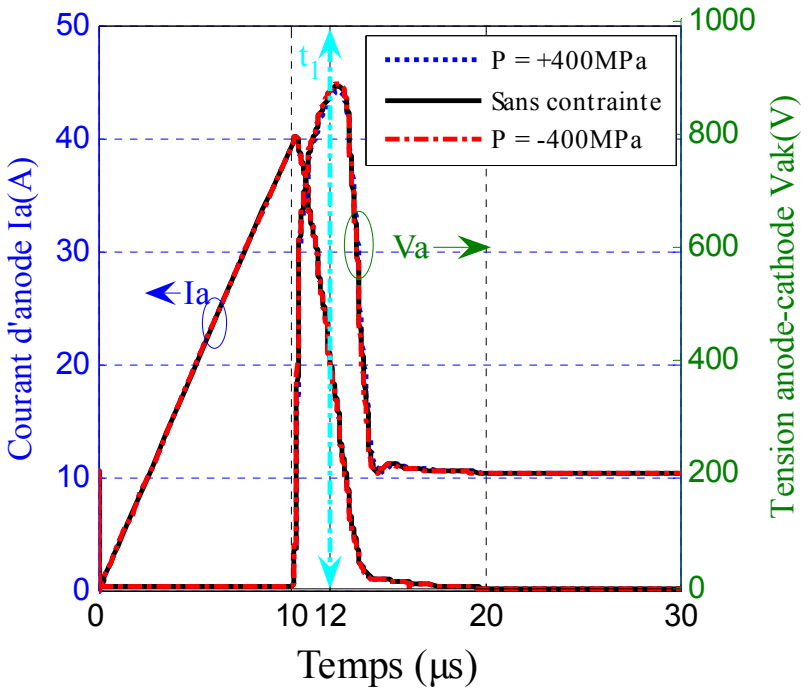


Figure 3.8 Courant d'anode (à gauche) et tension anode-cathode (à droite) suivant la contrainte mécanique appliquée en mode UIS

Dans le paragraphe suivant, on fera une étude unidimensionnelle concernant la fluctuation éventuelle de la bande interdite du gap E_g.

3.4.4 Zones d'analyse sur la structure

Pour analyser les fluctuations du gap Eg, nous proposons une analyse 1D suivant la ligne de coupe « a-a' » à x = 1,65 µm (Figure 3.2). Cette analyse est effectuée à t_1 = 12 µs (2µs après l'ouverture de l'IGBT). La figure 3.9 montre l'énergie du gap le long de l'épaisseur du composant (370 µm). On peut constater que l'application de la contrainte mécanique uni-axiale de l'ordre de 400 MPa en traction et en compression a peu d'influence sur l'allure de la courbe de l'énergie du gap sans la contrainte mécanique. Ce résultat vient conforter le résultat de simulation concernant l'influence minimale des contraintes mécaniques sur la tension de claquage dynamique en mode UIS (paragraphe 3.4.3).

La figure 3.9 présente la répartition 1D de l'énergie du gap Eg au sein du composant à t_1 = 12 µs (2 µs après avoir annulé la tension grille-cathode). A partir de cette figure, on peut constater que la fluctuation de la bande interdite est faible dans les cas de l'application des contraintes mécaniques externes de nature uniaxiales.

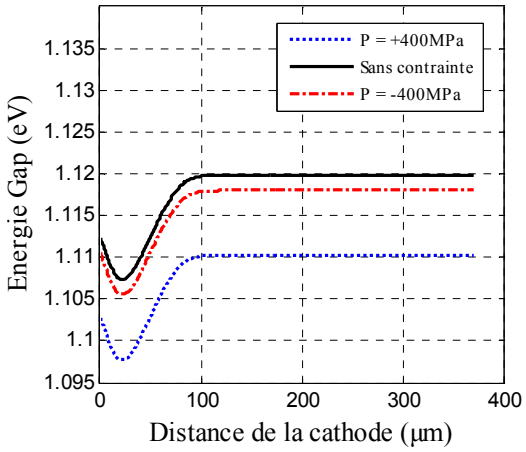


Figure 3.9 Distribution 1D de l'énergie Gap à t_1 = 12 µs le long de la ligne de coupe a-a' suivant la contrainte mécanique appliquée'

En mode de fonctionnement UIS, les contraintes mécaniques appliquées sur le composant ne modifient pas la réponse électrique au niveau du courant parce que celui-ci est imposé par la décharge de l'inductance. En ce qui concerne la tension de claquage dynamique, elle est peu sensible aux contraintes mécaniques du fait de la fluctuation minimale de la bande interdite gap E_g.

3.5 Simulation en mode court-circuit

Lors de la mise en court-circuit de la charge, l'IGBT peut être soumis à de fortes tensions et peut être traversé par de forts courants durant un certain temps. Il doit être capable de supporter ces contraintes électriques. Les fabricants d'IGBT fournissent souvent l'énergie maximale dissipée durant un temps référence de 10µs. Dans le cas où cette énergie maximale est dépassée, des défaillances de l'IGBT peuvent se produire et amènent souvent à la destruction du composant. L'un des principaux atouts de l'IGBT est sa tenue en court-circuit qui doit être considérée comme étant une caractéristique importante concernant sa robustesse.

3.5.1 Objectifs

L'objectif de l'étude en mode court-circuit est de voir l'influence des contraintes mécaniques sur le courant de court-circuit du composant. Le mode de fonctionnement en court-circuit est réalisé en mettant une tension de polarisation directement entre les bornes du composant.

Dans le but de bien comprendre le comportement électromécanique de l'IGBT fonctionnant en mode court-circuit, la simulation physique par éléments finis 2D permettra de prédire le comportement électro-thermo-mécanique du composant et permettra également de suivre l'évolution temporelle des paramètres physiques du composant.

3.5.2 Circuit de test

La figure 3.10 illustre le circuit de test utilisé pour la simulation de la commutation de l'IGBT en mode court-circuit. Nous nous focaliserons dans notre étude particulièrement sur la phase de conduction du transistor. Pendant cette phase le composant se retrouve soumis simultanément à une forte tension et un fort courant. Pour des valeurs élevées de la tension de polarisation, le composant peut entrer dans des phases de défaillance *[Benm08]*.

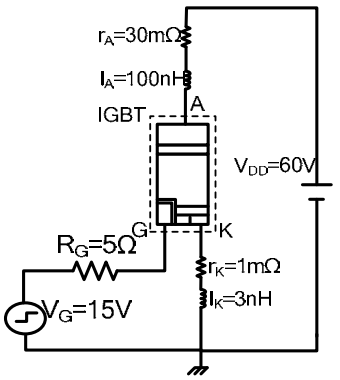


Figure 3.10 Circuit de simulation

Pour éviter tout comportement dégénéré au niveau du composant, nous nous limiterons dans notre étude du comportement électro-thermo-mécanique à de faibles valeurs de polarisation.

Le circuit permettant la simulation de la mise en court-circuit de l'IGBT est présenté à la figure 3.10, R_G représente la résistance de grille, r_A et r_K représentent les résistances d'accès respectivement de l'anode et de la cathode, tandis que l_A et l_K sont les inductances parasites dues à la connectique sur ces mêmes électrodes.

La charge étant négligeable, on peut donc considérer que l'application d'une tension V_{DD} se fera directement entre l'anode et la cathode du composant.

L'application d'une tension V_G au niveau de la grille induit le passage d'un courant à travers l'IGBT tandis que la tension V_{AK} reste appliquée et est égal à V_{DD}, due à l'absence d'une charge significative capable de supporter cette tension. C'est dans cette configuration électrique que le composant se trouve en mode de court-circuit.

La durée de mise en court-circuit a été choisie égale à 10µs pour se conformer à la durée typique de test préconisée par les fabricants de semi-conducteurs.

Une fois la tension de grille-cathode V_{GK} appliquée, le composant entre en mode de conduction et le courant maximum est limité par la mise en série de $r_A + r_K$ sous de fortes tensions V_{DD} appliquées. Si aucune défaillance ne se produit, le composant s'ouvre une fois que la tension de grille-cathode V_{GK} est annulée. La forte variation du courant (dI_A/dt) induit, au travers de l_A et l_K, des surtensions, en plus ou en moins de la tension V_{AK}.

3.5.3 Conditions et résultats de test en simulation

Les éléments parasites rajoutés au modèle de simulation physique ont les valeurs suivantes : r_A = 30 mΩ, l_A = 100 nH, r_K = 1 mΩ et l_K = 3 nH. La tension de la grille est maintenue à 15 V durant le temps de conduction (10 µs) et la résistance de grille R_G est égale à 5 Ω. La tension est maintenue faible de l'ordre de 60 V pour éviter toute défaillance du composant, qui se traduirait par une divergence de la simulation.

Dans le mode court-circuit, nous nous intéresserons particulièrement au courant du mode court-circuit, ce courant peut être modifié par l'application des contraintes mécaniques externes. Pendant la phase de conduction du composant en mode court-circuit, le courant traversant le composant peut être dix fois plus élevé que le courant nominal *[Benm08]*.

Pour l'étude du mode court-circuit, nous présenterons des résultats de simulation pour trois températures : -40°C, +25°C et +125°C. Nous tracerons les trois courbes représentant le courant de saturation en mode court-circuit pour trois conditions mécaniques : une compression uniaxiale de -400 MPa, sans contrainte mécanique et une traction uniaxiale de +400 MPa. Les contraintes mécaniques appliquées sont perpendiculaire au sens du courant suivant l'axe Ox (Figure 3.2).

3.5.3.1 Simulation à température ambiante « +25°C »

Dans ce paragraphe, nous étudions l'influence de l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale sur le comportement électrique de l'IGBT asymétrique à grille en tranchée fonctionnant en mode court-circuit. La température des « thermodes » de la partie haute et la partie basse du composant est fixée à 298 °K.

La figure 3.11 présente les formes d'ondes du courant du court-circuit et la tension anode-cathode du composant suivant la contrainte mécanique appliquée.

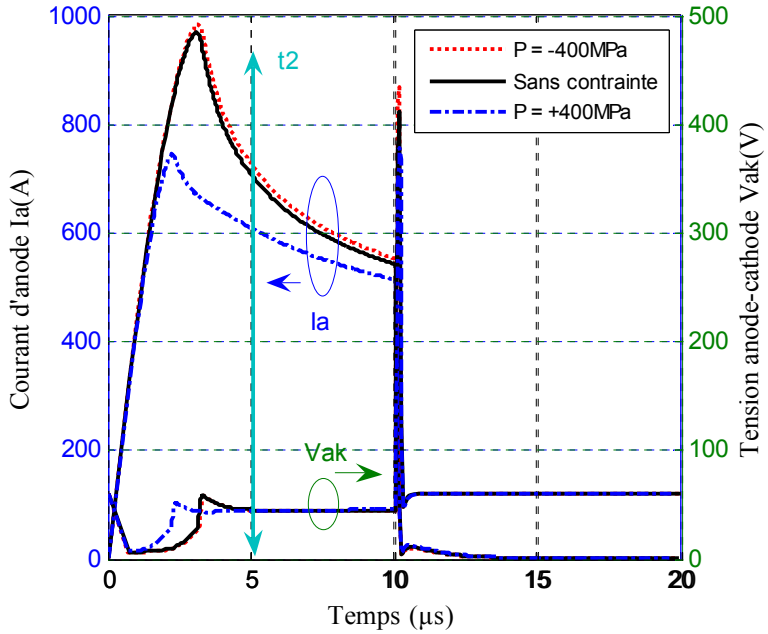


Figure 3.11 Courant d'anode (à gauche) et tension anode-cathode (à droite) suivant la contrainte mécanique appliquée

A partie de la figure 3.11, nous pouvons constater que :

- après une augmentation rapide du courant du court-circuit, on observe une diminution de ce courant. Ce résultat s'explique par l'auto-échauffement du composant,
- suivant la nature de la contrainte mécanique appliquée en traction ou en compression, l'influence sur le courant de saturation n'est pas symétrique,

- la contrainte mécanique en compression de l'ordre de -400 MPa a une influence moins importante sur le courant du court-circuit par rapport à l'application d'une contrainte mécanique de traction de +400MPa.

Durant les dizaines de microsecondes de la conduction du composant, le modèle électromécanique dominant est le modèle piézorésistif présenté au deuxième chapitre. Ce modèle est basé sur le calcul des coefficients piézorésistifs du composant semi-conducteur.

Pour expliquer le changement de l'allure de la courbe du courant pendant la phase du court-circuit, on peut analyser l'expression du courant de saturation en mode court-circuit qui est donné par *[Bali92]* :

$$I_{sat} = \frac{\mu_e C_{OX}}{2} \frac{Z}{L} (V_g - V_T)^2 \qquad \textbf{E 3-6}$$

où μ_e est la mobilité des électrons, C_{OX} est la capacité de l'oxyde de grille, Z est la largeur du canal, L est la longueur du canal, V_G est la tension de grille et V_T est la tension de seuil.

Comme on peut le constater à partir de l'équation 3.6, le courant de saturation dépend entre autres de la mobilité des électrons, et comme nous l'avons montré au chapitre 2 la mobilité des électrons dépend de la température et de la contrainte mécanique. Donc, toute modification de la mobilité engendrera une modification au niveau du courant de saturation en mode court-circuit. Sachant que la mobilité des électrons est très sensible aux contraintes mécaniques de nature uniaxiale et de traction, et sachant que les coefficients piézorésistifs régissant le comportement électromécanique dans la phase de conduction en mode court-circuit sont plus importants pour les contraintes de traction, on peut expliquer la diminution du courant du court-circuit avec l'application des contraintes uniaxiales de traction. Une étude bidimensionnelle sera développée dans le paragraphe 3.5.4 pour plus d'explication concernant la diminution du courant en mode court-circuit.

L'application d'une contrainte de traction uniaxiale de l'ordre de +400 MPa a pour effet de diminuer le niveau du courant du court-circuit, cette propriété peut être exploitée pour améliorer la tenue en mode de fonctionnement en court-circuit de l'IGBT. Cette voie de développement peut être un axe de recherche concernant l'amélioration du comportement électrique en mode court-circuit par l'exploitation de la caractérisation électromécanique du composant de puissance IGBT.

3.5.3.2 Simulation à basse température « -40°C »

Pour explorer le fonctionnement du transistor IGBT à basse température, on applique une température de -40 °C sur les deux thermodes (thermodetop et thermodebottom) du composant (Figure 3.12 (a)). En simulation physique, il faut activer le mode de simulation thermodynamique responsable de la prise en compte de l'évolution de la température dans la structure interne du composant. Le résultat de simulation (Figure 3.12 (b)) montre qu'à basse température le composant présente les mêmes tendances de variation par rapport aux contraintes mécaniques appliquées. Cependant, la contrainte de compression n'a aucun effet sur la caractéristique du courant en mode court-circuit.

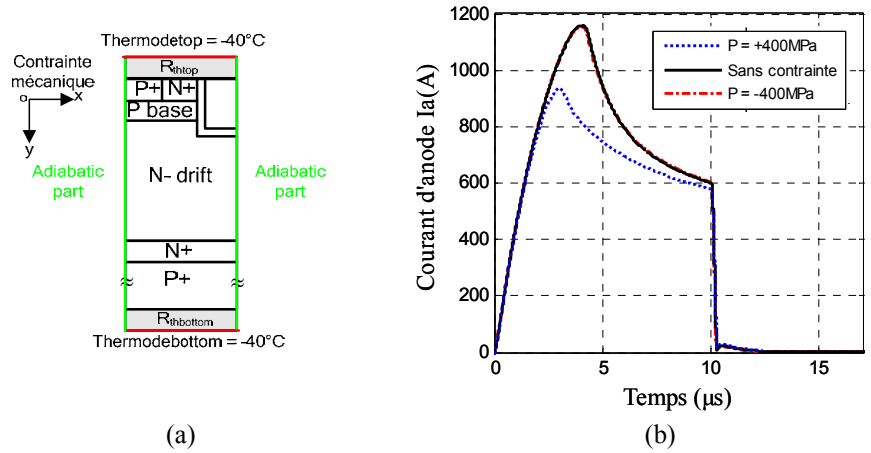
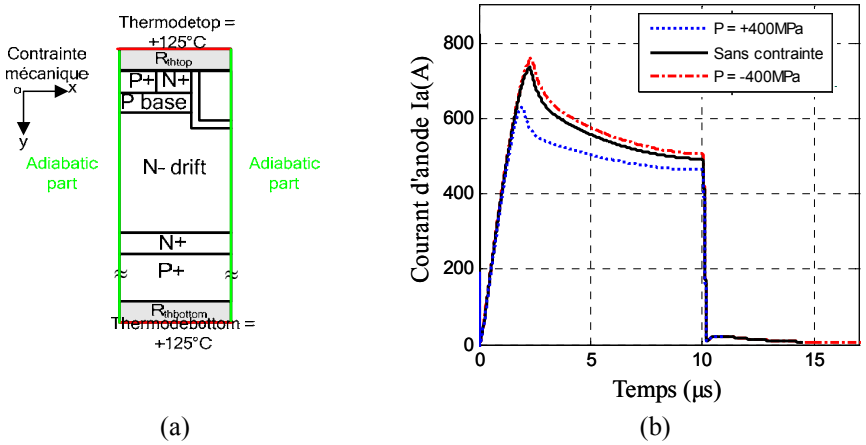


Figure 3.12 (a) Application de la température sur le modèle, (b) Résultat de simulation du mode court-circuit

3.5.3.3 Simulation à haute température « +125°C »

Au même titre que l'étude en basse température, à haute température (+125°C) on applique une température de +125°C sur les deux thermodes du composant (Figure 3.13 (a)). Pour tenir compte de l'évolution de la température interne du composant, il faut activer en simulation le mode thermodynamique. Le résultat de simulation (Figure 3.13 (b)) montre qu'à haute température le composant présente les mêmes tendances de variation par rapport aux contraintes mécaniques appliquées. On peut constater également qu'à haute température, les contraintes ont moins d'influence sur la caractéristique du courant en mode court-circuit.



(a) (b)

Figure 3.13 (a) Application de la température sur le modèle, (b) Résultat de simulation du mode court-circuit

Pour les trois températures étudiées (-40°C, +25°C, +125°C), les contraintes mécaniques ont la même influence sur le courant du court-circuit, à savoir une diminution de celui-ci avec la contrainte mécanique de traction. Avec la contrainte mécanique de compression l'influence est minimale sur le courant du court-circuit.

Tableau 3.1 Valeurs de la variation du niveau de courant du court-circuit en fonction de la température et de la contrainte mécanique appliquée à l'instant t = 5µs.

	$\Delta i_{CCTr} = i_{CCSC} - i_{CCTr}$	$\Delta i_{CCCr} = i_{CCCr} - i_{CCSC}$	$\Delta i_{CCTr-Cr} = i_{CCCr} - i_{CCTr}$
T = -40°C	***200A***	***0***	***200A***
T = +25°C	***100A***	***10A***	***110A***
T = +125°C	***40A***	***15A***	***55A***

Où, i_{CCSC} est le courant du court-circuit sans contrainte mécanique, $i_{CC\ Tr}$ est le courant du court-circuit en traction mécanique, i_{CCCr} est le courant du court-circuit en compression mécanique, Δi_{CCTr} la variation du courant du court-circuit en traction mécanique, Δi_{CCCr} est la variation du courant du court-circuit en compression mécanique et $\Delta i_{CCTr\text{-}Cr}$ est la variation relative du courant du court-circuit en traction-compression.

A partir du tableau 3.1, on peut constater que la dérive Δi_{CCTr} du courant du court-circuit s'estompe avec l'augmentation de la température. On peut constater également que la dérive par rapport à la contrainte mécanique en compression Δi_{CCCr} est complètement inhibée à -40°C.

3.5.4 Zones d'analyse sur la structure

Grâce à la simulation physique par éléments finis, nous pouvons analyser l'évolution interne des paramètres physiques du composant IGBT. Nous proposons une analyse bidimensionnelle à l'instant t_2 (Figure 3.11), le temps t_2 correspond à la moitié de la phase de

conduction (5 µs). A cet instant, nous analyserons la distribution de la mobilité des électrons et la distribution de la densité du courant dans la structure interne du composant. Nous proposerons également une analyse 1D suivant la ligne de coupe « a-a' » à x = 1,65 µm (Figure 3.2) à l'instant t_2. Dans cette partie consacrée à l'analyse physique des paramètres physiques, nous nous limiterons au cas où la température est fixée à 298°K.

La figure 3.14 illustre la distribution 2D de la mobilité des électrons et la densité du courant dans la partie active du composant (partie haute). Comme on peut le constater à partir de cette figure, la mobilité des électrons est plus élevée en mode de traction mécanique par rapport à l'application de la compression. En ce qui concerne la densité du courant dans la structure, elle est moins importante dans le cas de l'application de la contrainte mécanique uniaxiale de traction.

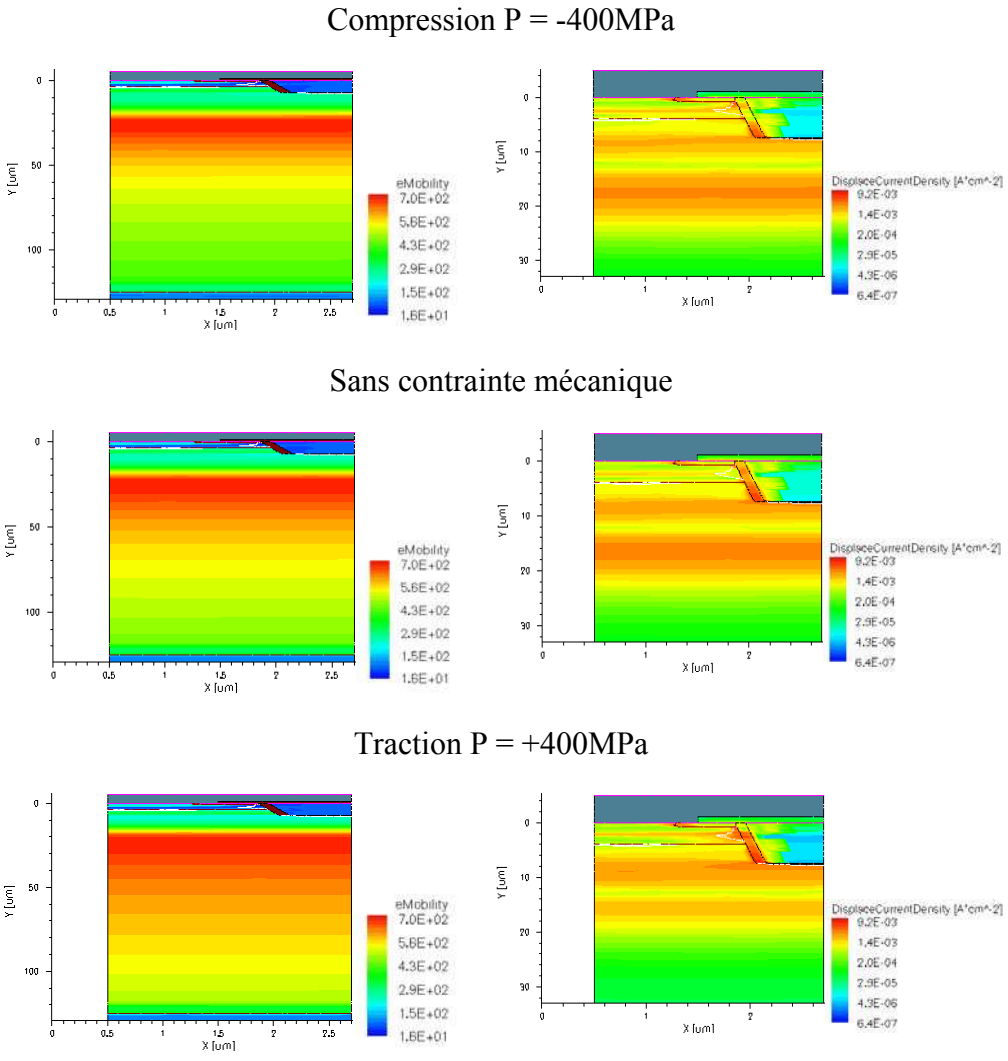


Figure 3.14 Distribution bidimensionnelle de la mobilité des électrons (à gauche) et de la densité du courant (à droite) durant le court-circuit au temps t_2 suivant la contrainte mécanique appliquée

Afin d'avoir une meilleure compréhension concernant la distribution 2D de la mobilité des électrons dans la structure du composant, nous proposons une analyser 1D le long de la coupe « a-a' » à x = 1,65 µm (Figure 3.2) à l'instant t_2. La figure 3.15 présente les courbes de la mobilité des électrons traversant la structure à t_2 = 5 µs suivant la contrainte mécanique appliquée. Les courbes de la mobilité des électrons confirment la tendance montrée dans l'analyse précédente 2D. On retrouve une augmentation de la mobilité des électrons sur la partie haute du composant (120 µm) dans le cas de l'application de la contrainte mécanique uniaxiale en traction. En ce qui concerne la contrainte mécanique de compression, la mobilité des électrons est moins élevé par rapport au cas où on n'applique pas de contrainte mécanique.

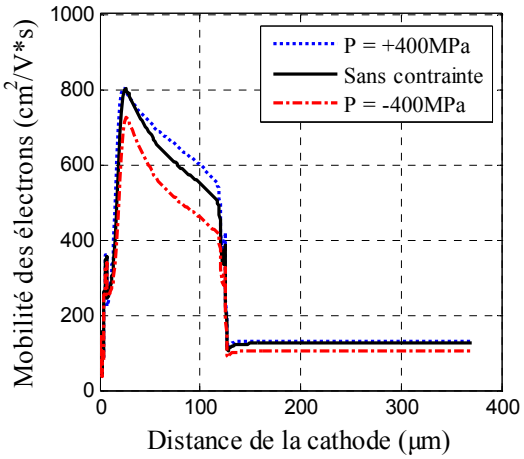
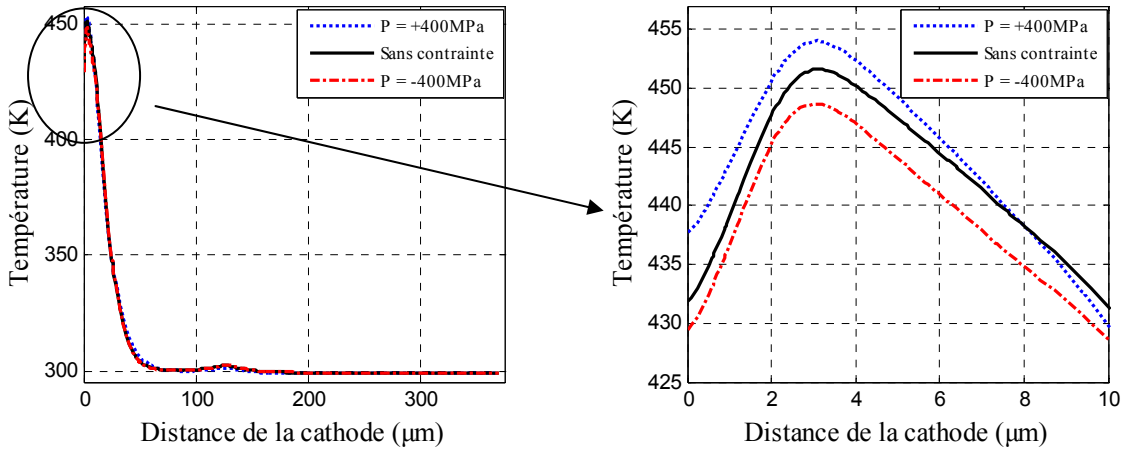


Figure 3.15 Distribution 1D de la mobilité des électrons le long de la ligne de coupe a-a' suivant la contrainte mécanique appliquée

Pour analyser la distribution de la température dans la structure, nous proposons une analyse 1D suivant la ligne de coupe « a-a' ». Cette étude permettra de suivre l'évolution de la température suivant la contrainte mécanique appliquée. La figure 3.16 (a) présente la distribution de la température suivant toute l'épaisseur de la structure, à partir de cette figure on peut dire que la température interne du composant est plus élevée sur sa partie haute (30 µm de la cathode), la température est égale à la température ambiante sur la partie substrat du composant.



(a) (b)

Figure 3.16 (a) Distribution 1D de la température le long de la ligne de coupe a-a'
(b) Zoom à 10 µm de la partie haute du composant

3.6 Bilan des simulations « électro-thermo-mécaniques »

Pour faire le bilan sur l'étude en simulation électro-thermo-mécanique de l'IGBT asymétrique à grillé en tranchée fonctionnant en mode électrique extrême, on peut dire que le fonctionnement en mode de commutation sur une charge inductive avec ou sans la diode de roue libre n'est pas influencé par l'application des contraintes mécaniques uniaxiales. En revanche, le mode de fonctionnement en court-circuit est influencé par les contraintes mécaniques. L'influence sur le fonctionnement en mode court-circuit dépend de la nature et du niveau des contraintes mécaniques appliquées sur le composant.

3.7 Conclusion partielle

Dans ce chapitre, nous avons proposé une simulation électro-thermo-mécanique d'un transistor IGBT asymétrique à grille en tranchée fonctionnant dans des conditions électriques extrêmes : commutation sur charge inductive avec et sans la diode de roue libre (CIS et UIS respectivement) et le mode de court-circuit. Grâce à l'outil de simulation physique par éléments finis bidimensionnelle TCAD SENTAURUS, nous avons combiné les trois contraintes : électrique, thermique et mécanique. Les résultats de simulation montrent que le mode de fonctionnement en court-circuit est fortement affecté à la fois par les contraintes mécaniques et les contraintes thermiques. Le fonctionnement en mode CIS et UIS est insensible à l'application d'une contrainte mécanique externe de type uniaxiale.

La simulation électro-thermo-mécanique permet la combinaison de l'effet thermique et mécanique sur le comportement électrique de l'IGBT simulé en mode dynamique et en régime extrême. Les effets thermiques et mécaniques sont difficilement dissociables en ce qui concerne le comportement dynamique et du régime extrême ce qui implique que par la suite, nous effectuerons des caractérisations électromécaniques à température contrôlée (enceinte climatique) et en évitant un auto-échauffement du composant.

Avant d'entamer les tests expérimentaux électromécaniques réalisés sur des puces de puissance IGBT et MOSFET de puissance (chapitre 5), dans le quatrième chapitre, nous allons présenter une étude dédiée à la caractérisation mécanique de ces puces de puissance. Dans le chapitre suivant, nous définirons les modèles mécaniques et les bancs expérimentaux nécessaires à l'élaboration de la caractérisation expérimentale électromécanique.

4. Caractérisation mécanique : lamelles de silicium et assemblages

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, après une brève introduction concernant la caractérisation mécanique des matériaux, nous présenterons une étude complète sur les propriétés mécaniques du silicium. Le silicium est un matériau ayant des propriétés mécaniques linéaires, les courbes de contrainte - déformation caractérisant ce composant sont en général des droites dont les pentes représentent le module d'Young. Bien qu'il soit un matériau linéaire, les propriétés mécaniques du silicium dépendent de l'orientation cristallographique du composant et de la température ambiante.

Ensuite, nous présenterons les résultats expérimentaux de la caractérisation mécanique pour les deux tests : traction et flexion quatre points. Dans cette partie, on présentera les objectifs et les conditions des expérimentations.

Avant de procéder aux tests électromécaniques sur les transistors de puissance (IGBT et MOSFET de puissance), nous allons effectuer une caractérisation mécanique sur des lamelles et des puces reportées sur un substrat de type FR-4. Le choix de l'assemblage sur le substrat FR-4 se justifie par rapport à la facilité de manipuler mécaniquement ce véhicule de test, et surtout pour réaliser des tests électromécaniques en mode de traction.

Les lamelles de transistors, détaillées par la suite, sont obtenues à partir des plaquettes non prédécoupées de transistors IGBT et MOSFET de puissance. Grâce à la caractérisation mécanique, nous pourrons déterminer la nature et le niveau des contraintes

mécaniques appliquées sur les puces sous tests électromécaniques. Deux tests mécaniques ont été sélectionnés pour effectuer la caractérisation mécanique :

- traction uniaxiale,

  flexion quatre points.

Puis grâce au logiciel de simulation mécanique par éléments finis ANSYS, nous réaliserons des simulations mécaniques pour remonter à la distribution des contraintes mécaniques au niveau des puces sous test mécanique de traction et de flexion quatre points.

Enfin, nous ferons le bilan des expérimentations mécaniques en traction et en flexion puis nous établirons une comparaison entre les contraintes mécaniques exercées sur la puce de puissance dans les deux expérimentations de traction et de flexion.

4.2 Généralités

La caractérisation mécanique des matériaux est basée sur des essais mécaniques (uniaxiaux, multiaxiaux, flexion, etc.). Ces essais mécaniques sont une étape indispensable pour accéder aux grandeurs caractéristiques des matériaux tels que le module d'Young, la limite d'élasticité, en passant par la ténacité ou la résistance à la fatigue, et ce dans des conditions variables, par exemple de température ou de vitesse de sollicitation.

Dans ce chapitre, il s'agit de donner les grandes idées et les modes opératoires propres à chacune des techniques abordées (traction uniaxiale et flexion quatre points), sans entrer dans les détails, chacune d'entre elles pouvant faire l'objet d'un ou de plusieurs chapitres. L'objectif est d'explorer une procédure expérimentale, en indiquant comment et avec quelle précision nous réaliserons les tests mécaniques.

Nous allons donner les définitions de base concernant la contrainte, la déformation et les relations reliant ces grandeurs mécaniques *[Trai07]*. Nous rappelons également la notion du critère de Von Mises.

Une **contrainte mécanique** est l'état de pression dans lequel se trouve un matériau lorsqu'on lui applique une ou plusieurs forces. Il s'agit d'une réaction distribuée de la matière ; les atomes se réorganisent pour compenser les forces extérieures. Une **contrainte** est une force divisée par une surface ; elle est donc homogène à une pression. La contrainte mécanique s'exprime dans le système international en Pascal (Pa). Suivant les forces exercées

sur le matériau, les contraintes mécaniques peuvent être de nature uniaxiale, multiaxiale ou de cisaillement.

En ce qui concerne les **déformations**, on peut les définir par le fait que sous l'action d'un chargement externe ou d'une variation de température, les dimensions d'un corps varient, il en résulte donc une déformation de ce corps. Nous pouvons distinguer deux types de déformation. La première concerne la variation de longueur : c'est la **déformation normale** ; la seconde a trait à la variation d'angle : c'est la **déformation de cisaillement**.

Lorsqu'un matériau est sous contrainte mécanique, on peut distinguer d'une manière générale trois types de comportement : élastique, plastique et visqueux. On dit qu'un matériau a un **comportement élastique** lorsque, après avoir subi une déformation sous l'action de sollicitations, il reprend instantanément sa forme initiale dés que celles-ci cessent. Si, en outre, il y a proportionnalité entre les contraintes et les déformations, le matériau est réputé avoir un **comportement élastique**. C'est à ce type de comportement que nous nous intéresserons particulièrement, car il s'applique au silicium. On utilise les relations tirées de la loi de Hooke pour décrire le comportement élastique. Par la suite, nous exposerons brièvement les lois de Hooke.

Un matériau a un **comportement plastique** lorsqu'il se déforme de façon permanente, c'est-à-dire s'il conserve une partie de se déformation même après le retrait des sollicitations. Beaucoup de matériaux se comportent de façon plastique au-delà d'une certaine limite de contrainte.

Finalement, on dit qu'un matériau a un **comportement visqueux** lorsque les déformations qu'il subit varient en fonction du temps, même si les sollicitations auxquelles il est soumis demeurent constantes (il en va autrement des comportements élastique et plastique qui, par définition, sont indépendants du temps : dans ce cas, les déformations se produisent dès l'application des sollicitations et ne changent que lorsque celles-ci changent). A température moyenne, la plupart des matériaux métalliques sont très peu visqueux. La viscosité s'accentue dés que la température d'un matériau atteint le tiers de celle de son point de fusion. Les deux phénomènes suivants sont caractéristiques de ce comportement :

- **Le fluage** : la force externe étant maintenue constante, le fluage implique une variation de la déformation en fonction du temps.
- **La relaxation** : la force nécessaire pour que la déformation soit maintenue constante diminue avec le temps et donne lieu au phénomène de relaxation.

Le comportement visqueux et viscoplastique, en général complexe, est important pour les modules de puissance parce que les brasures se caractérisent par ce comportement.

Dans le domaine élastique, on a recours à la loi de Hooke pour faire le lien entre la contrainte et la déformation d'un matériau. Effectivement, c'est Robert Hooke qui, le premier, énonça à la fin du XVII^{e} siècle la loi de la déformation élastique *[Trai07]*. On peut exprimer cette loi de la façon suivante :

$$\delta = \frac{1}{k} F \qquad \textbf{E 4-1}$$

où : δ le déplacement relatif, F la force appliquée et k la rigidité du matériau.

La rigidité k est constante pour une géométrie et un matériau donné, à condition que le matériau soit élastique. La loi de Hooke a cependant été généralisée pour permettre d'établir une corrélation entre la déformation et la contrainte. C'est ainsi que, pour un matériau élastique isotrope, on a les relations suivantes :

$$\varepsilon = \frac{1}{E} \sigma \qquad \textbf{E 4-2}$$

$$\gamma = \frac{1}{G} \tau \qquad \textbf{E 4-3}$$

où : E est appelé module d'élasticité (ou module d'Young) et G, module de rigidité (ou module d'élasticité en cisaillement). Ces modules généralement sont dépendants de la température.

Généralement, on présente les diagrammes appelés contrainte-déformation pour chaque type de comportement mécanique : fragile, semi-ductile et ductile (Figure 4.1).

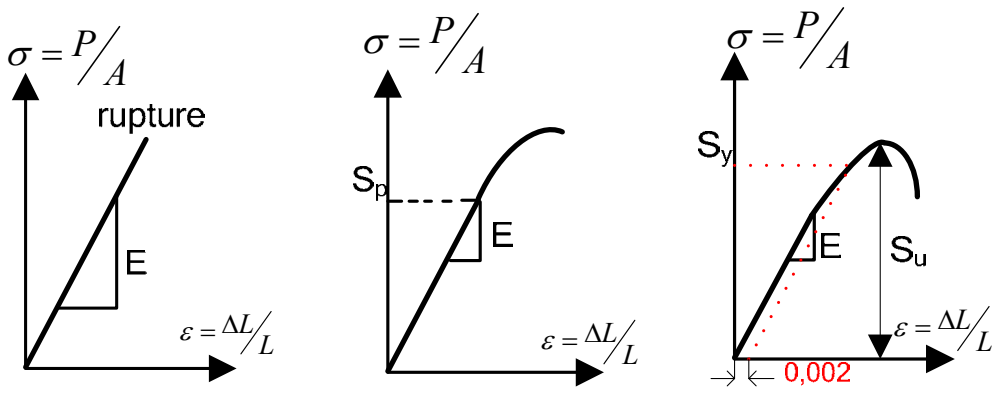


Figure 4.1 Diagrammes contrainte-déformation suivant le type de matériau (a) Fragile, (b) Semi-ductile, (c) Ductile

La courbe 4.1 (a) correspond à un matériau fragile (par exemple le silicium), pour lequel la relation entre contrainte et déformation est linéaire jusqu'à la rupture du matériau ; la courbe a comme pente le module d'élasticité E. Un matériau semi-ductile (par exemple la fonte grise) adopte le comportement représenté par la courbe 4.1 (b) : la relation entre σ et ε est linéaire jusqu'à une certaine valeur de la contrainte S_p, valeur qu'on nomme **limite de proportionnalité**. On peut également appeler cette valeur **la limite d'élasticité** (approximativement) au-dessous de laquelle l'éprouvette reprend sa forme originale, sans aucune déformation permanente, lorsque l'on enlève la charge. Ce qui n'est plus vrai lorsque $\sigma > S_p$, car alors le comportement n'est plus linéaire : un plus faible accroissement de la contrainte suffit en effet à entrainer un accroissement donné de la déformation. Ce phénomène dure jusqu'à la rupture ; on nomme **déformation plastique** la déformation qui se produit au-dessus de la limite de proportionnalité. Finalement, un matériau ductile (dont fait partie, par exemple, la plupart des aciers, des alliages d'aluminium, etc.) a un comportement représenté par la courbe 4.1 (c). Ici, la ductilité est telle que, à un certain moment, lorsque la contrainte atteint une valeur maximale (contrainte ultime S_u), il se produit, quelque part dans l'éprouvette, une réduction importante de la section qu'on appelle **striction**. Cette réduction est assez importante pour que la charge P transmise par la machine diminue et que le rapport charge/section minimale augmente constamment. Comme l'ordonnée implique l'utilisation de la section originelle A, le rapport P/A diminue jusqu'à la rupture. En ce qui concerne **la limite d'écoulement** S_y, on comprend aisément que, pour un matériau ductile, il est important de savoir si la contrainte correspond ou non à la partie linéaire de la courbe (Figure 4.1 (c)). A première vue, il semblerait logique d'accorder de l'importance à la limite de proportionnalité S_p (Figure 4.1 (b)) ; toutefois, pour des raisons pratiques, on agit autrement. En effet, il n'est pas facile, en ce qui concerne la plupart des matériaux, de faire, sur une courbe obtenue expérimentalement, la distinction entre ce qui est linéaire et ce qui ne l'est plus. On préfère utiliser la limite d'écoulement, qu'on détermine à partir d'une valeur donnée de la déformation sur l'axe des déformations (en général 0,002 m/m ou 0,2 %), en traçant une parallèle à la pente initiale de la courbe. On appelle **limite d'écoulement**, l'ordonnée S_y de l'intersection de cette parallèle avec la courbe (Figure 4.1 (c)). La **contrainte ultime** S_u correspond au rapport, pendant l'essai, entre la charge maximale et la section initiale de l'éprouvette (Figure 4.1 (c)).

Il existe une autre propriété fondamentale du matériau qu'un essai de traction fait ressortir : le coefficient de Poisson ν. Dans un repère (*x, y, z*), lorsqu'un matériau est soumis à une traction selon l'axe « *Ox* », il existe évidemment une déformation normale ε_x définie par : $\varepsilon_x = \sigma_x / E$. De plus, toutefois, il existe une déformation normale inverse dans les directions *y* et *z*. On appelle **coefficient de Poisson** ν le rapport (avec signe négatif) des déformations transversales à la déformation longitudinale, lorsque le chargement uniaxial opère dans la direction longitudinale.

$$\upsilon = -\frac{\varepsilon_y}{\varepsilon_x} = \frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_x} \qquad \textbf{E 4-4}$$

Dans le domaine élastique, la valeur accordée à bon nombre de matériaux métalliques est ν = 0,3.

Pour finir cette partie dédiée aux définitions de base dans le domaine de la caractérisation mécanique, on rappellera la notion du critère de Von Mises. **Le critère dit de Von Mises** fut formulé par Maxwell en 1865. Cependant, sa paternité est généralement attribuée à Von Mises (1913). On parle aussi parfois de la théorie de Maxwell–Huber–Hencky–Von Mises *[Trai07]*, ou de critère de Prandtl-Reuss. Le critère de Von Mises est un critère énergétique : l'énergie de déformation élastique s'écrit : $U = ½\sigma\varepsilon$ en traction-compression. Cette énergie ne doit pas dépasser une valeur limite si l'on veut rester dans le domaine élastique. En contraintes planes, le critère de Von Mises s'écrit :

$$\left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2\right]^{1/2} \leq R_e \qquad \textbf{E 4-5}$$

On parle également de la contrainte équivalente de Von Mises. Cette contrainte n'est pas une contrainte réelle existant à un instant donné à l'intérieur d'un solide, mais est utilisée en mécanique pour prédire la rupture. Néanmoins, la plupart des ingénieurs l'utilisent pour déterminer si un champ de contrainte donné dans une pièce est acceptable ou non. On parle aussi de contrainte équivalente ou de contrainte effective. Elle découle des critères de plasticité. La contrainte équivalente de Von Mises s'écrit :

$$\sigma_{eq} = \sqrt{\frac{1}{2}\left[\left(\sigma_x - \sigma_y\right)^2 + \left(\sigma_y - \sigma_z\right)^2 + \left(\sigma_z - \sigma_x\right)^2 + 6\left(\tau_{xy}^2 + \tau_{yz}^2 + \tau_{zx}^2\right)\right]} \qquad \textbf{E 4-6}$$

Dans ce paragraphe, nous avons rappelé quelques définitions de base dans le domaine de la caractérisation mécanique des matériaux. Dans le paragraphe suivant, nous présenterons les propriétés mécaniques du silicium.

4.3 Propriétés mécaniques du silicium

Le silicium est un matériau fragile, élastique et sa courbe contrainte-déformation est une droite dont la pente représente le module d'Young du silicium. Bien qu'il soit un matériau élastique, le silicium est un matériau anisotrope, ses propriétés mécaniques dépendent de l'orientation cristallographique de ce composant et de la température. Dans ce paragraphe, nous présenterons les propriétés mécaniques du silicium suivant deux plans de coupe (001) et (111), ces deux plans de coupe étant les plus utilisés pour la fabrication des composants de la micro-électronique.

On commence par rappeler les orientations cristallographiques du silicium. Ce matériau est un cristal dont l'arrangement des atomes est cubique à faces centrées (Figure 4.2). Un cristal est dit cubique à faces centrées (CFC) lorsque les nœuds de son réseau sont situés :

- aux 8 sommets d'un cube,
- au centre de chacune des faces de ce cube.

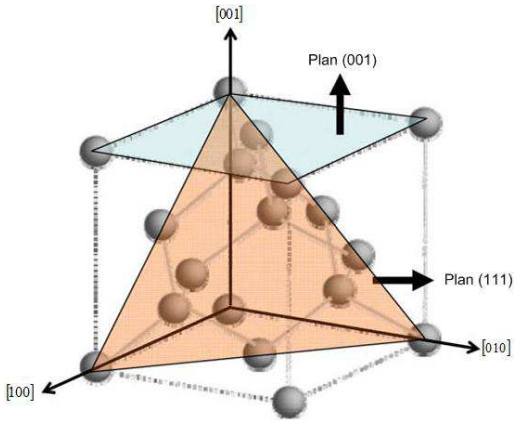


Figure 4.2 Structure cubique face centrées du silicium *[Cho09]*

La plupart des composants de l'industrie micro-électronique sont réalisés à partir du plan (001). Toutefois, il existe des composants en électronique de puissance et dans le domaine des transistors bipolaires *[Jaeg02]* qui sont fabriqués à partir du plan (111). La figure 4.3 (a) montre les orientations dans le plan (001) et la figure 4.3 (b) montre les orientations par rapport au plan de coupe (111). Le plan (x_1, x_2) est défini selon l'orientation choisie et le plan (x'_1, x'_2) est parallèle et perpendiculaire au méplat de la plaquette de silicium.

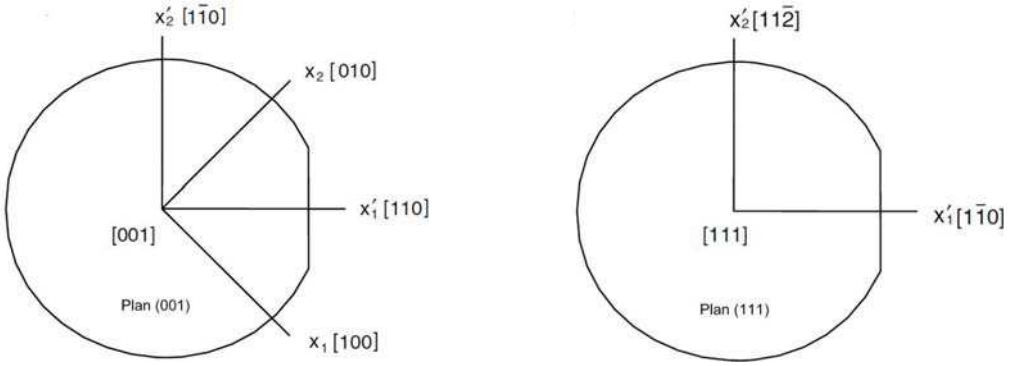


Figure 4.3 (a) Orientations dans le plan (001), (b) Orientations dans le plan (111)

Théoriquement, nous pouvons déterminer le module d'Young et le coefficient de Poisson dans les deux cas : plan (001) et (111). Ce calcul est basé sur la loi de Hooke présentée dans le paragraphe précédent. Sans développer les calculs théoriques, nous présentons les deux expressions du coefficient d'élasticité et du coefficient du Poisson dans les deux plans.

Dans le plan (001), on a les expressions suivantes *[Cho09]* :

$$E = \frac{4}{2[1+\sin^2(2\phi)]s_{11} + 2\cos^2(2\phi)s_{12} + \cos^2(2\phi)s_{44}} \qquad \textbf{E 4-7}$$

$$\upsilon_{12} = -\frac{2\cos^2(2\phi)s_{11} + 2\left[1+\sin^2(2\phi)\right]s_{12} - \cos^2(2\phi)s_{44}}{2\left[1+\sin^2(2\phi)\right]s_{11} + 2\cos(2\phi)s_{12} + \cos^2(2\phi)s_{44}} \qquad \textbf{E 4-8}$$

où : ϕ correspond à l'angle à partir de la direction $[110]$ (Figure 4.3 (a)), les coefficients s_{11}, s_{12} et s_{44} sont les composants du tenseur déviateur. Le tableau suivant présente les valeurs de ces coefficients.

Tableau 4.1 Coefficients s_{ij} du silicium à partir de la littérature *[Wort64]*

s_{11}	s_{12}	s_{44}
7,68 x 10^{-12} Pa^{-1}	-2,14 x 10^{-12} Pa^{-1}	12,6 x 10^{-12} Pa^{-1}

En faisant varier la valeur de l'angle ϕ entre 0° et 90°, à partir des équations 4.7 et 3.8, on a : $130{,}1GPa \le E \le 169{,}1GPa$ et $0{,}062 \le \upsilon \le 0{,}278$.

Pour les axes parallèles à $[110]$ l'angle $\phi = 0$, *E = 169,1 GPa* et *v = 0,062*, perpendiculairement à l'axe $[110]$ l'angle $\phi = 90°$, *E = 130,1 GPa* et *v = 0,278.*

Dans le plan (111), on a les expressions suivantes *[Cho09]* :

$$E = \frac{4}{2s_{11} + 2s_{12} + s_{44}} \qquad \textbf{E 4-9}$$

$$\upsilon_{12} = -\frac{2 + 10s_{12} - s_{44}}{6s_{11} + 6s_{12} + 3s_{44}} \qquad \textbf{E 4-10}$$

Comme on peut le constater sur les deux expressions précédentes, dans le plan (111) le silicium a un comportement isotrope, ses valeurs de module d'Young et du coefficient de Poisson sont : *E = 169,1 GPa* et *v = 0,262*.

Alors que dans le plan (001) le silicium présente des propriétés anisotropes, dans le plan (111) le silicium a des propriétés isotropes.

La question qu'on peut se poser à ce stade est de savoir s'il existe une différence entre les propriétés mécaniques des plaquettes du silicium brut et les plaquettes de transistors MOSFET et IGBT, sachant que les plaquettes de transistors ont suivi le procédé de fabrication :

- oxydes de grille,
- oxydes de masquage,
- poly silicium de la grille,
- passivation, etc.

Le fait de rajouter ces matériaux en surface du silicium pourrait modifier les propriétés mécaniques du silicium brut. Dans les paragraphes qui suivent, nous présenterons dans le cadre de la caractérisation mécanique des lamelles de transistors en traction et en flexion, une étude expérimentale concernant la mesure du module d'Young des transistors de puissance IGBT et MOSFET de puissance.

4.4 Caractérisation mécanique en traction uniaxiale

4.4.1 Objectifs

En vue de la caractérisation électromécanique qui sera développée dans le cinquième chapitre, nous testerons par traction uniaxiale des lamelles de silicium brut et des lamelles de transistors IGBT et MOSFET. L'objectif est de définir une procédure de test en traction uniaxiale sur des lamelles de transistors sachant que les valeurs maximales de contraintes mécaniques uniaxiales souhaitées sont de l'ordre de 300 MPa. Cette valeur élevée a été

obtenue, avec une phase de préparation importante des échantillons, par Christophe POILÂNE lors de ses travaux de thèse *[Poil98]*.

En plus de la traction uniaxiale effectuée sur les lamelles de silicium, nous réaliserons la traction sur un substrat de type époxy FR-4. En effet, nous reporterons une puce sur ce substrat et nous analyserons les contraintes mécaniques produites au niveau de la puce de puissance.

4.4.2 Lamelles de silicium en traction

4.4.2.1 Conditions de l'expérimentation de traction sur les lamelles

Le silicium, comme on a vu dans le paragraphe 4.3, est un matériau élastique fragile, ceci implique que l'expérimentation en traction uniaxiale ne sera pas simple à réaliser. Par contre au niveau des tests électromécaniques préliminaires sur un cas de chargement simple, le test de traction uniaxiale nous paraît le plus adapté pour atteindre cet objectif.

Pour pouvoir appliquer les contraintes mécaniques, nous avons fait l'acquisition d'une machine de caractérisation mécanique bi-colonne (INSTRON 5565) d'une capacité de charge allant jusqu'à 5000 N (Figure 4.4 (a)). Cette machine est associée à une enceinte thermique permettant de fixer une température pour chaque essai. Elle peut fournir des températures dans l'intervalle [-100°C, +300°C]. La machine de caractérisation mécanique est équipée selon l'utilisation de deux types de mors : serrage manuel de l'éprouvette ou auto-alignement de l'éprouvette (Figure 4.4 (b)).

Avec cette machine, nous réaliserons le test de traction uniaxiale, ces tests seront à température contrôlée. Vu la fragilité des barrettes de silicium, nous somme obligés d'adapter les accessoires de la machine mécanique à notre application. Dans ce cadre, des mors spécifiques auto-serrant sont utilisés pour pouvoir réaliser le test de traction pure. Le serrage des mors se fait d'une manière variable pour éviter toute cassure avant de commencer les tests. L'alignement des lamelles est manuel et la ligne de charge est réduite au minimum. La vitesse de déplacement de la traverse est comprise entre 40µm/min et 5µm/min. En ce qui concerne la mesure des déplacements, lorsqu'on n'a pas d'extensomètre, la mesure par la traverse reste approximative pour des déplacements faibles de l'ordre de microns. Toutes les mesures sont effectuées à température ambiante (25°C). La machine est équipée du capteur 5000 N.

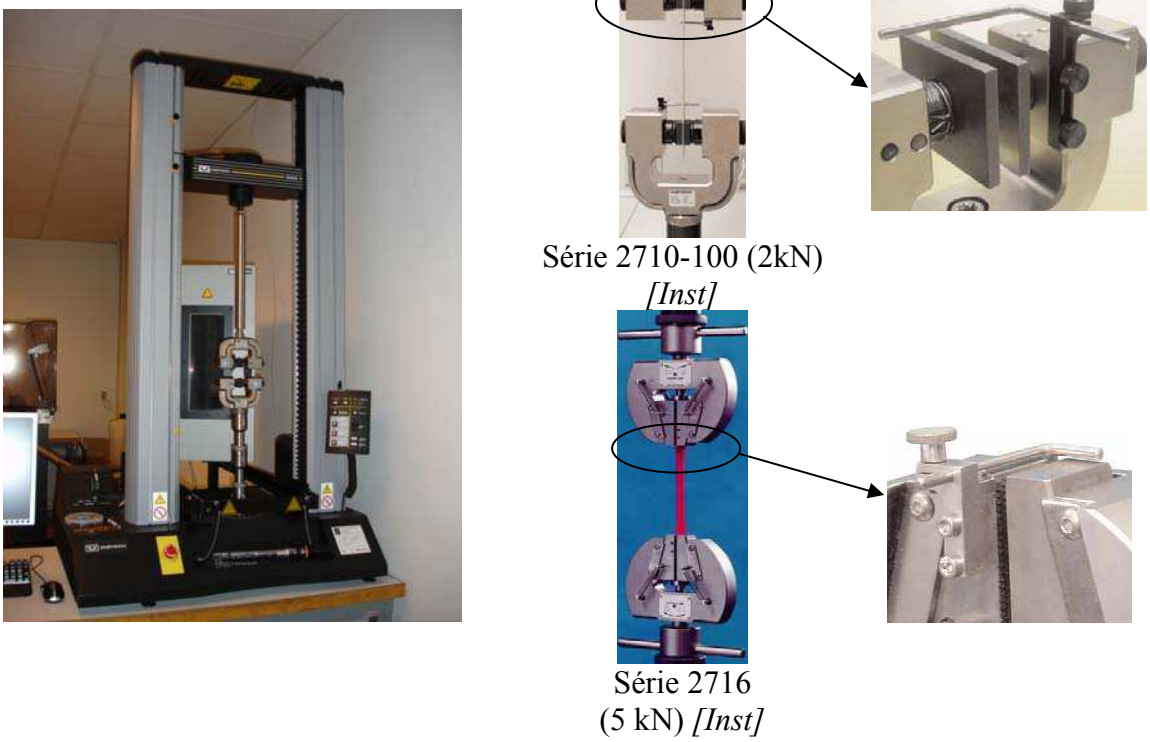


Figure 4.4 (a) Machine de caractérisation mécanique bi-colonnes INSTRON 5565, (b) Mors

Les lamelles de silicium sont obtenues en découpant des plaquettes (Figure 4.5 (a)). Ces plaquettes sont d'orientation dans le plan (001). Nous rappelons que dans ce plan, le silicium est anisotrope (paragraphe 4.3). Nous disposons de trois épaisseurs concernant le silicium brut : 370 µm, 400 µm et 670 µm. Nous testerons ces trois épaisseurs. En ce qui concerne les plaquettes de transistors, l'épaisseur de l'IGBT est 380 µm et l'épaisseur du MOSFET est 240 µm. Sur le tableau 4.2, nous résumerons les dimensions des lamelles qui seront testées. La longueur des lamelles varient entre 6 cm et 10 cm (Figure 4.5 (b)).

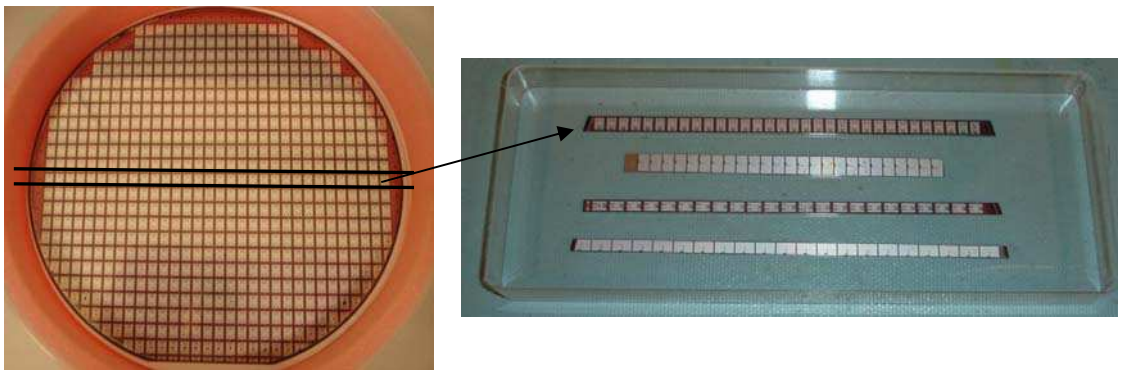


Figure 4.5 (a) Plaquette transistors IGBT, (b) Lamelles de MOSFET et d'IGBT

Tableau 4.2 Dimensions des différentes lamelles

	Lamelles Si brut									*Lamelles IGBT*		*Lamelles MOSFET*	
épaisseur (µm)	370			400			670			380		240	
largeur (mm)	5	10	20	5	10	20	5	10	20	4,31	5,98	4,26	6,33

Lorsqu' on veut appliquer une contrainte de traction uniaxiale, on applique la force F uniformément sur la surface S (Figure 4.6). La valeur de la contrainte mécanique appliquée P est donnée par l'expression suivante :

$$P = \frac{F}{S} \qquad \textbf{E 4-11}$$

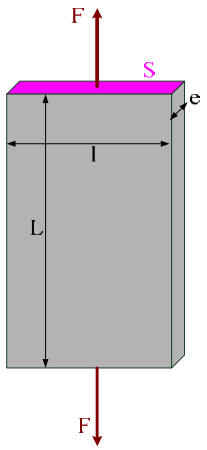


Figure 4.6 Traction uniaxiale

La machine dont on dispose a une capacité en charge maximale de 5000 N, ce qui correspond à 500 Kg de charge. Les contraintes maximales de traction dépendent de la charge et de la section S. Le tableau 4.3 montre la puissance maximale pour des lamelles de silicium brut d'épaisseur 400 µm. Pour une même charge, plus la section est petite plus la contrainte est élevée.

Tableau 4.3 Valeur maximale de traction uniaxiale 'P_{max}'

	Lamelles Si brut		
e (µm)	400		
l (mm)	5	10	20
S (m^2) = l x e	2E-07	4E-07	8E-07
P_{max} (GPa)	25	12,5	6,25

4.4.2.2 Résultats de l'expérimentation de traction sur les lamelles

a) Silicium brut

Les premiers tests réalisés concernent les lamelles de silicium brut. Ces tests préliminaires permettent la prise en main des essais de traction sur les lamelles extrêmement fragiles et résistantes en traction à la fois. Les lamelles sont placées directement entre les mors

et grâce à la machine de caractérisation mécanique, nous appliquerons la traction uniaxiale sur ces lamelles (Figure 4.7). Dans ce paragraphe, nous montrerons les résultats expérimentaux des tests effectués sur des lamelles de silicium brut d'épaisseur 400 µm et de largeur 0,5 cm et 1 cm, nous testerons également l'épaisseur 670 µm avec une largeur de 1 cm.

Figure 4.7 Traction uniaxiale sur une lamelle de silicium brut

Le tableau 4.4 montre les résultats des tests de traction pour six lamelles. Ces lamelles sont découpées suivant la direction $[110]$ et ont une épaisseur de 400 µm et une largeur de 0,5 cm. Nous avons fait varier la longueur des lamelles (3 cm < L < 8 cm) et la vitesse de déplacement de la traverse (3 µm/min – 10 µm/min). A partir de ce tableau, nous avons les contraintes de traction à la rupture du test. La valeur maximale enregistrée pour l'éprouvette '4' est de l'ordre de 80 MPa. C'est une valeur en dessous de nos estimations par rapport au test de traction (valeur souhaitée 300 MPa). Sur la dernière colonne du tableau sont indiquées les observations faites pendant les tests. Les faibles valeurs de traction s'expliquent par les cassures prématurées dans les mors et le glissement des lamelles entre les mâchoires des mors. L'écart-type élevé implique une mauvaise reproductibilité du test de traction.

Tableau 4.4 Résultats expérimentaux direction de coupe $[110]$.

		Charge à rupture (N)	*Contrainte de traction à rupture (MPa)*	*Observations*
L = 8cm, V = 5µm/min	1	65	29	Cassure mors haut
L = 6cm, V= 5 µm/min	2	109	49	Glissement
L = 5,5cm, V = 10 µm/min	3	3	1	Glissement + Cassure
L = 3cm, V = 10 µm/min	4	175	80	Cassure milieu
L = 5,5cm, V = 5 µm/min	5	143	65	Cassure mors haut
L = 5,5cm, V = 3 µm/min	6	45	20	Cassure mors haut
Moyenne (MPa)			41	
Ecart-type (MPa)			29	

Nous pouvons également tracer les courbes contrainte-déplacement à partir des contraintes de traction relevés par le capteur de la force et le déplacement de la traverse de la machine de caractérisation mécanique. La valeur des déplacements enregistrée par la machine est ici représentative du déplacement de toute la ligne de charge, en l'absence d'un extensomètre les déplacements au niveau des lamelles ne peuvent pas être enregistrés. Les faibles vitesses de déplacement de la traverse impliquent un temps important pour chaque test.

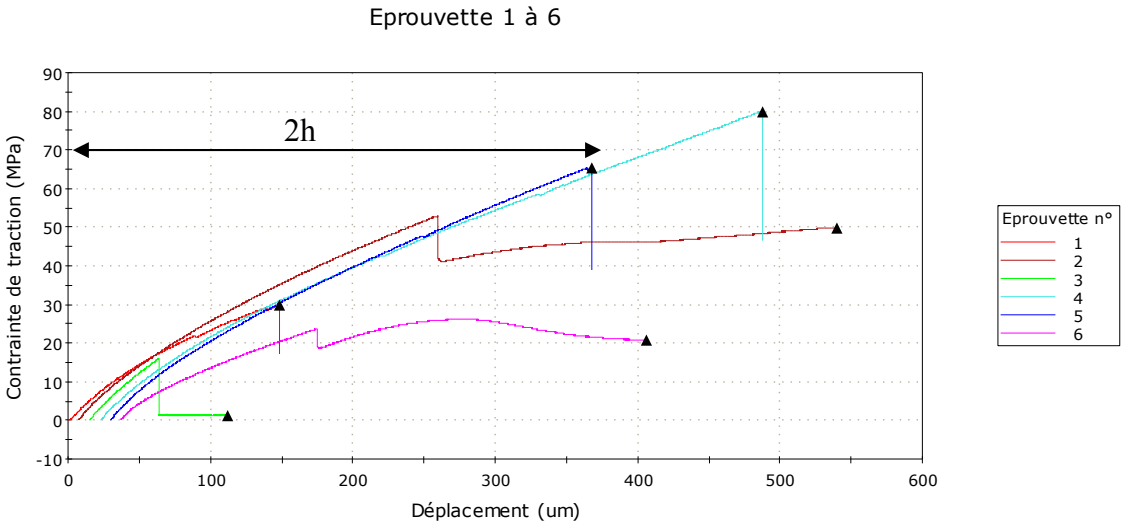


Figure 4.8 Courbes contrainte-déplacement dans la direction $[110]$

Après avoir testé les lamelles suivant la direction $[110]$, nous avons testé ces mêmes lamelles suivant la direction $[1\bar{1}0]$. L'objectif de cette expérimentation est de tester la résistance en traction du silicium brut suivant différents axes. Ainsi, le tableau 4.5 montre les résultats des tests de traction pour six lamelles. La vitesse de déplacement de la traverse est comprise entre 5 µm/min et 20 µm/min. A partir de ce tableau, nous avons les contraintes de traction à la rupture du test, la valeur maximale enregistrée pour l'éprouvette '6' est de l'ordre de 90 MPa, c'est une valeur en dessous de la valeur souhaitée (300 MPa). Du même titre que les tests sur les lamelles suivant la direction $[110]$, les lamelles suivant la direction $[1\bar{1}0]$ présentent de faibles valeurs de traction ceci peut s'expliquer par les cassures prématurées dans les mors et le glissement des lamelles entre les mâchoires des mors.

Tableau 4.5 Résultats expérimentaux direction de coupe $[1\bar{1}0]$

		Charge à rupture (N)	*Contrainte de traction à rupture (MPa)*	*Constatations*
L = 2cm, V = 20µm/min	1	63	15	Glissement + Cassure
L = 5cm, V = 20µm/min	2	82	19	Glissement + Cassure
L = 3cm, V = 20µm/min	3	260	62	Cassure milieu
L = 3,5, V = 20µm/min	4	153	36	Cassure milieu
L = 8cm et V = 5µm/min	5	355	84	Cassure mors haut
L = 4cm et V = 5µm/min	6	377	89	Cassure mors haut
Moyenne (MPa)			43	
Ecart-type (MPa)			29	

Les courbes contrainte-déplacement des lamelles de silicium sont présentées sur la figure 4.9.

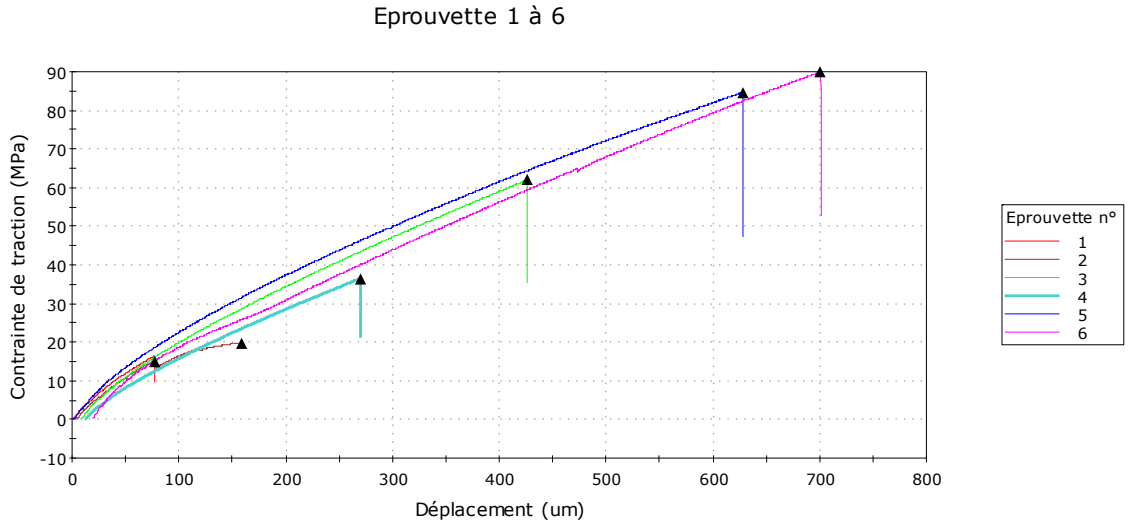


Figure 4.9 Courbes contrainte-déplacement dans la direction $[1\bar{1}0]$

Parmi les nombreux tests en traction que nous avons effectués, nous présenterons par la suite les résultats expérimentaux obtenues sur des lamelles de silicium brut d'épaisseur égale à 600 µm. Ces lamelles sont découpées suivant la direction $[110]$. L'objectif de cette expérimentation consiste à tester des lamelles d'une épaisseur relativement plus élevée. Nous voulons savoir si le fait d'augmenter l'épaisseur de la lamelle a un impact sur le comportement mécanique des lamelles de silicium brut en traction. Les longueurs des lamelles testées sont : 3,5 cm et 11,5 cm. La vitesse de déplacement de la traverse est fixée à 5 µm/min. A partir du tableau 4.6, nous avons les contraintes de traction à la rupture du test. La valeur maximale enregistrée pour l'éprouvette '2' est de l'ordre de 50 MPa. Même avec des lamelles relativement plus épaisses (670 µm), les valeurs de contrainte de traction sont en dessous de la valeur souhaitée de l'ordre de 300 MPa.

Tableau 4.6 Résultats expérimentaux direction de coupe [110]

		Charge à rupture (N)	*Contrainte de traction à rupture (MPa)*	*Constatations*
L = 3,5cm	1	228	32	Cassure mors haut
L = 11,5cm	2	372	52	Cassure mors haut
Moyenne (MPa)			42	
Ecart-type (MPa)			14	

Pour les tests réalisés sur plusieurs types de lamelles, on peut conclure que :

- la valeur maximale obtenue en contrainte uniaxiale est égal à 90 MPa,
- la longueur de la lamelle sous test n'a pas d'effet sur les valeurs obtenues,
- l'épaisseur de la lamelle sous test n'a pas d'effet sur les valeurs obtenues,
- la vitesse de la traverse doit être la plus faible possible (5µm/min),
- le glissement dans les mors est minimisé par l'utilisation du papier de verre,
- les cassures dans les mors deviennent importantes à proximité de 60MPa de traction,
- la reproductibilité du test est très faible (écart-type important),
- les valeurs obtenues sont très en dessous par rapport aux valeurs souhaitées,
- l'alignement est approximatif.

b) IGBT et MOSFET

Après avoir testé les lamelles en silicium brut, nous avons effectué plusieurs tests sur des lamelles de transistors IGBT et MOSFET. L'objectif est de voir le comportement mécanique des lamelles de transistors en traction uniaxiale. Les résultats que nous avons obtenus montrent les mêmes tendances que le comportement du silicium brut, à savoir une contrainte de rupture aux alentours de 40 MPa. Sur la figure 4.10, nous avons une courbe contrainte-déformation pour un transistor IGBT (L = 10 cm, l = 5,98 cm et e = 380 µm) en traction.

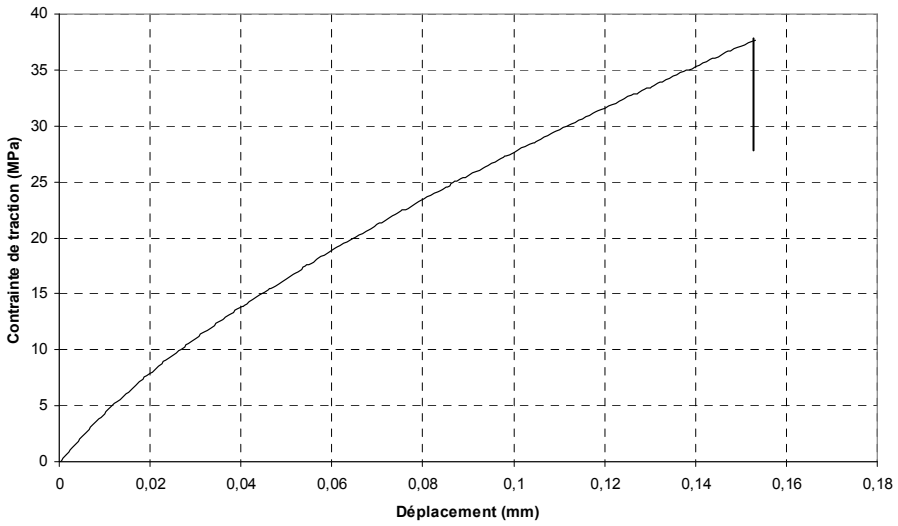
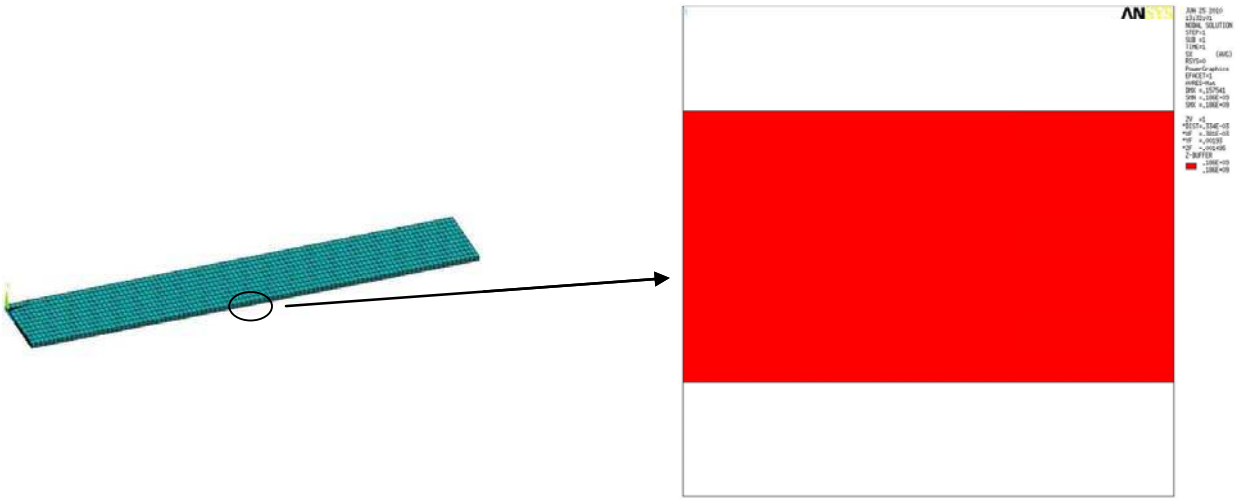


Figure 4.10 Courbe contrainte-déplacement « lamelle IGBT »

4.4.2.3 Distribution des contraintes mécaniques en traction sur les lamelles

Dans cette partie, nous présentons la distribution des contraintes mécaniques générées au niveau des transistors sous contrainte mécanique de traction uniaxiale. A l'aide du logiciel de simulation par éléments finis ANSYS, nous pouvons avoir une idée sur la distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce sous test mécanique. Cette simulation est relativement simple et montre que la contrainte mécanique de traction est uniformément répartie sur toute l'épaisseur de la lamelle (Figure 4.11).



(a) (b)

Figure 4.11 (a) Modèle simulé sur ANSYS (b) Zoom sur le résultat de la simulation de la traction uniaxiale suivant l'épaisseur de la lamelle

Après les tests de traction uniaxiale effectués sur des lamelles de silicium, dans le paragraphe suivant nous présenterons les tests effectués sur un assemblage sur un substrat de type FR-4.

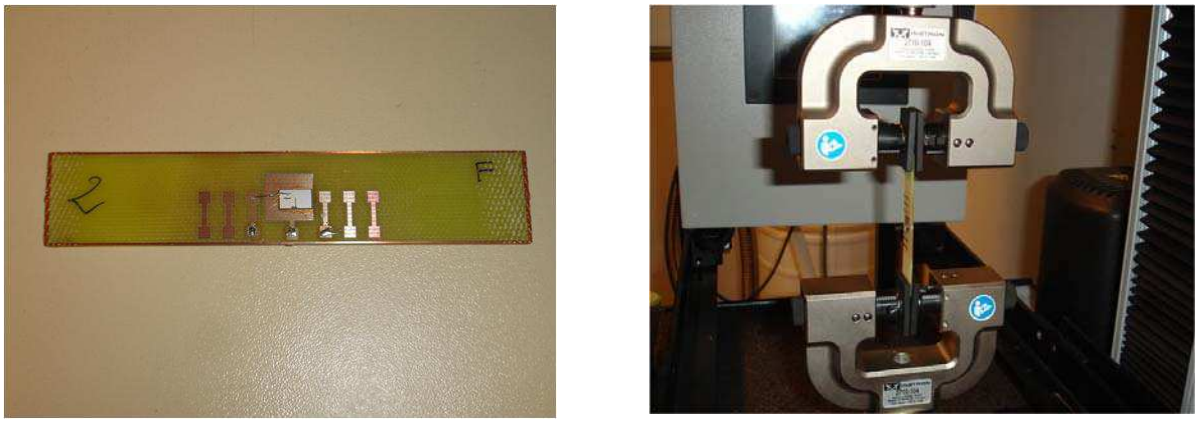
4.4.3 Assemblage sur substrat de type FR-4 en traction

4.4.3.1 Conditions de l'expérimentation de traction sur substrat FR4

Pour éviter de casser les lamelles de silicium en exerçant directement sur celles-ci des tractions uniaxiales, nous avons fabriqué un véhicule de test qui consiste à braser une puce de puissance (IGBT ou MOSFET) sur un substrat de type FR-4 (Figure 4.12 (a)). La contrainte de traction uniaxiale est appliquée maintenant sur le substrat FR-4 (Figure 4.12 (b)). L'expérimentation s'effectue à température ambiante.

Le véhicule de test a les dimensions suivantes : L = 10 cm, l = 2 cm et e = 2 mm. La nature résistante du matériau époxy nous permet d'exercer des forces élevées de l'ordre de 4500 N, cette force correspond à 112,5 MPa en termes de traction sur le substrat FR-4. La puce de puissance est brasée sur le substrat à l'aide de la brasure $Sn_{60}Pb_{40}$. La couche de cuivre (30 µm) du substrat FR-4 est gravée sur toute la surface du véhicule de test excepté le plot d'accueil de la puce de puissance et les connecteurs des trois broches du transistor : grille, anode et cathode.

La traction uniaxiale exercée sur le substrat FR-4 est transmise à la puce de puissance par le biais de l'assemblage. La nature de cette contrainte est de type multiaxiale au niveau de la puce de puissance. Son amplitude dépend de la charge de traction imposée sur le substrat époxy FR-4.



(a) (b)

Figure 4.12 (a) Véhicule de test, (b) Test de traction uniaxiale

4.4.3.2 Résultats de l'expérimentation de traction sur substrat FR4

Le substrat FR-4 est un composite de résine époxy renforcé de fibre de verre. Ses propriétés mécaniques peuvent varier selon les directions de sa structure (parallèle ou perpendiculaire aux fibres). Lorsque l'on applique une traction sur ce matériau, on peut atteindre des valeurs élevées de l'ordre de la limite supérieure de la capacité maximale en

charge de notre machine de caractérisation mécanique 5000 N. Sur la figure 4.13, nous avons une courbe typique de la charge en fonction du déplacement pour le substrat FR-4. L'application d'une force de l'ordre de 4500 N en traction sur le substrat correspond à 110 MPa en traction uniaxiale sur le substrat FR-4. Cette contrainte est transmise à la puce de puissance à travers l'assemblage sur le substrat FR-4. Dans le paragraphe suivant, nous aurons la distribution des contraintes mécaniques générées au niveau de la puce de puissance.

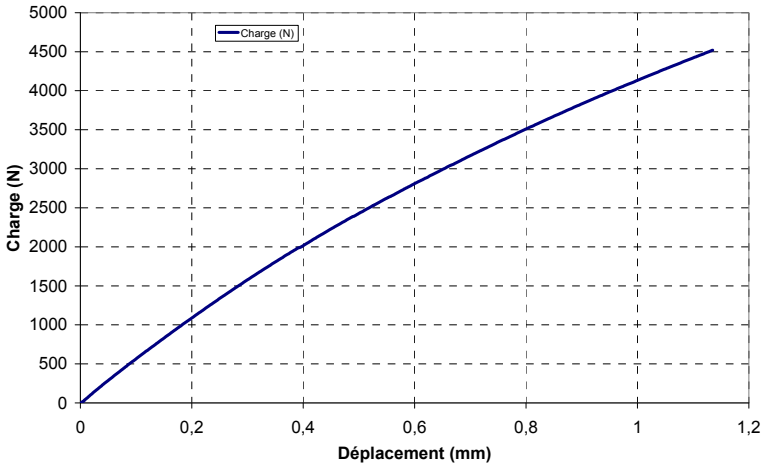
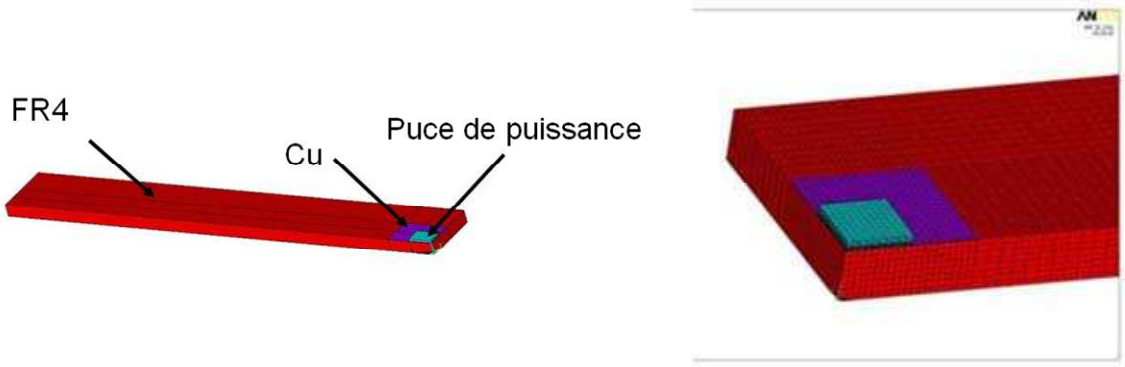


Figure 4.13 Courbe charge-déplacement du substrat FR-4

4.4.3.3 Distribution des contraintes mécaniques en traction sur le substrat FR4

Dans ce paragraphe, nous illustrons la distribution des contraintes mécaniques générées au niveau des transistors de puissance sous contrainte mécanique multiaxiales. A l'aide du logiciel de simulation par éléments finis ANSYS, nous pouvons avoir une idée sur la distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce sous test mécanique. Pour des raisons de convergence, seulement le quart de la structure sera simulé à l'aide du logiciel ANSYS (Figure 4.14). Le maillage est régulier sur tout l'assemblage, il est plus resserré au niveau de la brasure et de la puce de puissance.



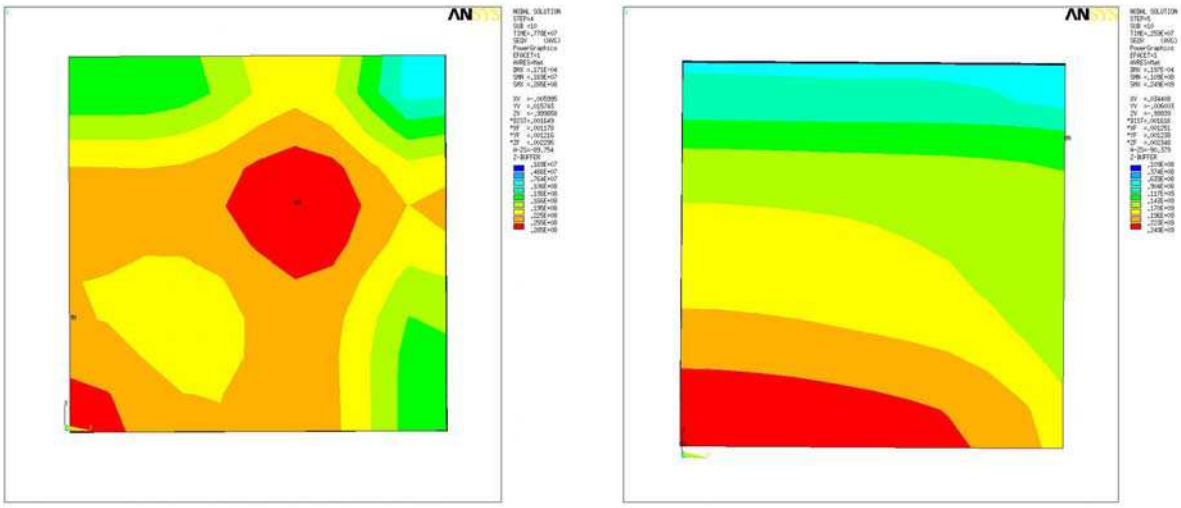
(a) (b)

Figure 4.14 (a) Modèle simulé avec ANSYS, (b) Zoom sur la partie active

La simulation réalisée se fait en plusieurs étapes. Elle prend en compte le processus de report de la puce sur le substrat (descente de la refusion 3 minutes), également un stockage de 1 mois, et finalement un chargement en traction de 100 MPa est appliqué sur le substrat FR-4. Les matériaux époxy FR-4, cuivre et silicium sont modélisés linéairement et la brasure $Sn_{60}Pb_{40}$ est modélisée par le modèle d'Anand qui prend en compte le comportement viscoplastique de ce type de brasures.

On présentera les résultats de simulation au niveau de la puce de puissance (ici IGBT) pour deux cas de charges : report + stockage 1 mois et report + stockage + traction. L'objectif est de déterminer la distribution des contraintes équivalentes de Von Mises au niveau de la puce de puissance.

La contrainte au niveau de la puce de puissance après refusion et un mois de stockage est de nature multiaxiale son maximum est égal à 28,5 MPa (en rouge sur la figure 4.15 (a)). Après avoir effectuée la traction uniaxiale sur le substrat FR-4, la contrainte équivalente de Von Mises est plus importante, son maximum est égal à 249 MPa. La contrainte après traction est de nature multiaxiale. La contrainte mécanique générée au niveau de la puce IGBT est plus importante en traction par rapport à la contrainte due au report de la puce sur le substrat FR-4.



(a) (b)

Figure 4.15 Distribution des contraintes de Von Mises en dessous de la puce (a) Avant chargement de traction uniaxiale (b) Après chargement de traction

4.4.4 Conclusion concernant les tests de traction

Pour conclure la partie consacrée au test de traction uniaxiale, on peut dire que malgré le fait de modifier plusieurs paramètres (longueur, largeur, épaisseur, vitesse de déplacement de la traverse, etc.) pour augmenter les valeurs de la contrainte de traction appliqué sur les lamelles, ces contraintes restent faibles et ceci à cause de la mise en place de l'essai qui est délicat pour le test en traction uniaxiale sur des lamelles de silicium. On rappelle que le silicium est un matériau fragile (comportement proche du verre), toute manipulation mécanique de traction sur ce matériau est difficilement réalisable.

Afin de s'affranchir de la fragilité du silicium, l'assemblage de la puce de puissance sur le substrat FR-4 a permis de réaliser des tests de traction uniaxiale sur ce substrat, la contrainte engendrée au niveau de la puce de puissance est dix fois plus élevée par rapport à l'assemblage non contraint.

4.5 Caractérisation mécanique en flexion

4.5.1 Objectifs

La caractérisation en traction présentée dans le paragraphe précédent a montré que la mise en place du test de traction uniaxiale sur des lamelles de silicium est délicate de part la fragilité des lamelles du silicium et de part les faibles valeurs de traction obtenues. Pour cette raison, nous nous sommes orientés vers des tests de flexion quatre points qui sont à priori plus accessibles. Ce genre de test est très utilisé dans le cas de la caractérisation des matériaux fragiles *[Cho09]*.

Dans ce paragraphe, nous présenterons la caractérisation en flexion quatre points effectuée sur des lamelles de silicium brut, et des lamelles constituées de transistors IGBT et MOSFET. On présentera les limites de rupture en flexion des lamelles sous différentes configurations de test.

En plus de la flexion quatre points effectuée sur les lamelles de silicium, nous réaliserons la flexion sur un substrat de type époxy FR-4. Identiquement que dans le cas de la traction uniaxiale, nous reporterons une puce sur ce substrat et nous analyserons les contraintes mécaniques produites au niveau de la puce de puissance avec le test de la flexion quatre points.

4.5.2 Lamelles de silicium en flexion

4.5.2.1 Conditions de l'expérimentation de flexion sur les lamelles

Nous réaliserons le test de flexion grâce à notre machine de caractérisation mécanique et à la place d'équiper la machine avec des mors de traction, on mettra un dispositif adapté à la flexion quatre points (Figure 4.16). L'avantage majeur de la flexion réside dans le fait de s'affranchir de l'utilisation des mors qui constituent une source importante de cassure prématurée des lamelles sous test de traction. Pour le test de flexion, nous équiperons la machine d'un capteur de force de 50 N. En effet, ce capteur est adapté au test de flexion quatre points du fait de la fragilité des lamelles soumises à la flexion.

Les tests préliminaires sont effectués à température ambiante. La flexion s'effectue avec une partie fixe (ici la partie basse) et la partie mobile réalisée par le déplacement de la traverse. Pour éviter toute cassure précoce des lamelles, la vitesse de déplacement de la traverse est maintenue à 10 μm/min.

(a) (b)

Figure 4.16 (a) Dispositif expérimental de flexion quatre points (b) Lamelle sous chargement de flexion

La flexion quatre points d'une lamelle consiste à soutenir la poutre en deux points fixes sur la partie basse B_1B_2 et la charge est appliquée entre les deux points de la partie haute H_1H_2 (Figure 4.17). La contrainte de flexion générée au niveau de la lamelle est de nature uniaxiale suivant l'axe Ox et elle se distribue d'une façon non uniformément suivant l'épaisseur de la lamelle (parallèlement à l'axe Oy). L'expression analytique de la contrainte uniaxiale maximale entre les deux points d'appui B_1B_2 est donnée par :

$$\sigma_{xx\max} = \frac{Eyt}{2a(\frac{L}{2} - \frac{2a}{3})} \qquad \text{E 4-12}$$

avec, E le module de Young du silicium, y le déplacement suivant l'axe Oy, t l'épaisseur de la lamelle, L la distance entre les deux points de chargement H_1H_2 et a la distance entre les points H_1B_1 et H_2B_2 (Figure 4.17).

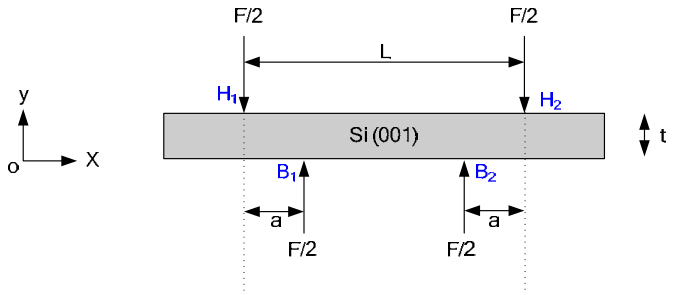


Figure 4.17 Application du chargement en mode de flexion 4 points

Comme le montre l'équation 3-12, la contrainte maximale de la traction uniaxiale dépend de la disposition du test (L, a et y), des caractéristiques géométriques de la lamelle (t) et de la valeur du module d'Young de la lamelle. Ceci implique que la connaissance exacte de la valeur du module d'Young est nécessaire pour déterminer la contrainte maximale de traction uniaxiale appliquée sur la lamelle. Étant donné que les lamelles dont on dispose sont orientés dans le plan (001), leur module d'Young dépend de l'orientation de la lamelle (paragraphe 3.3). Les lamelles de silicium brut sont découpées selon la direction $[110]$, dans cette direction le module d'Young à température ambiante vaut 169 GPa *[Cho09]*. En ce qui concerne les lamelles de transistors (IGBT et MOSFET) nous mesurerons la valeur de leur module d'Young par la méthode de caractérisation en flexion 4 points (paragraphe suivant).

Suivant la disposition des points H_1H_2 par rapport aux points B_1B_2, nous pouvons réaliser deux configurations pour le test de flexion (Figure 4.18). La première configuration consiste à appliquer une contrainte mécanique de traction sur la partie haute de la lamelle et une contrainte de compression sur sa partie basse. La deuxième configuration consiste à inverser par rapport à la première configuration le sens de l'application de la contrainte mécanique. Les valeurs de la contrainte maximale sont égales au signe prés pour les deux configurations. Nous effectuerons des mesures sur les deux configurations.

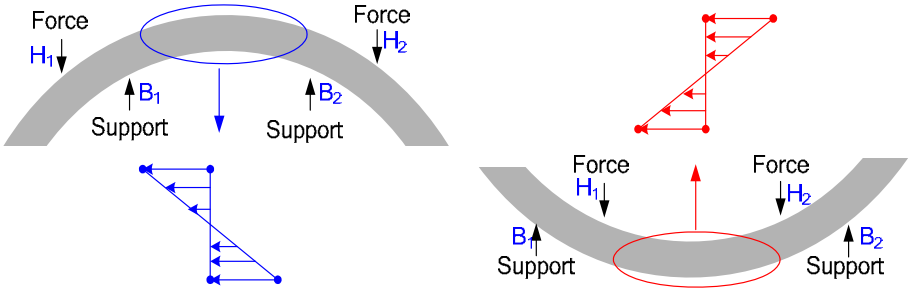


Figure 4.18 Configurations de mesure envisagées

4.5.2.2 Résultats de l'expérimentation de flexion sur les lamelles

Pour effectuer l'expérimentation, il faut choisir pour les deux configurations du test la position des points B_1B_2 et H_1H_2. Théoriquement, nous aurons le maximum des valeurs de contraintes mécaniques pour une longueur L égal à 6 cm (Figure 4.19). Des mesures pour plusieurs configurations nous ont confirmé le choix de 6 cm pour la longueur L et 1 cm pour la longueur a. Les valeurs maximales sont aux alentours de 250 MPa.

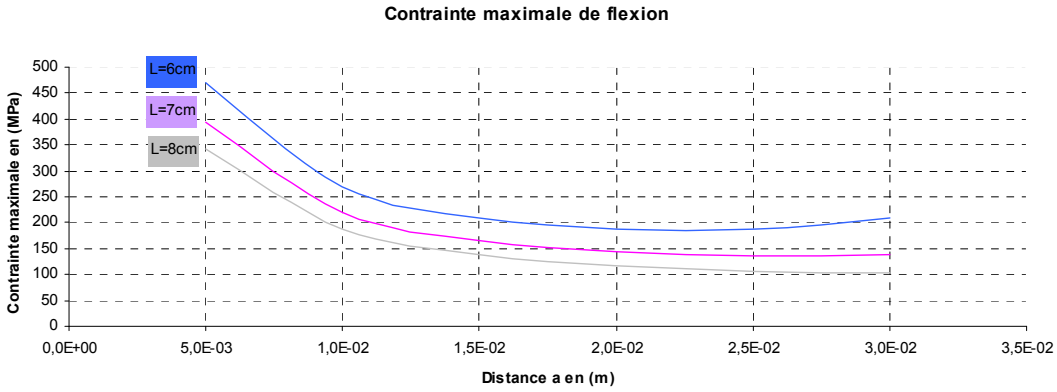


Figure 4.19 Contraintes maximales suivant les distance a et L

a) Mesure du module d'Young des lamelles de transistors

Grâce à la caractérisation en flexion quatre points, on pourra mesurer le module d'Young des lamelles des transistors IGBT et MOSFET. A partir de la littérature *[Gere02, Bitt90, Bitt91, Lund99]*, nous avons l'expression suivante valable pour la caractérisation en mode de flexion quatre points :

$$y = \frac{Fa^2(3L - 4a)}{6EI} \qquad \text{E 4-13}$$

avec, F la force du chargement en flexion, a et l sont définies précédemment, I moment d'inertie de la lamelle et E module d'Young de la lamelle.

A partir de l'équation 4-13, on peut avoir l'expression suivante :

$$\overline{F} = Ey \qquad \textbf{E 4-14}$$

avec, $\overline{F} = \dfrac{Fa^2(3L-4a)}{6I}$

Pour mesurer le module d'Young, il suffit de tracer la courbe correspondante à l'équation 4.14, le module d'Young correspond à la pente de cette courbe. La force F correspond à la force indiquée par le capteur installé sur la machine de caractérisation mécanique, le déplacement est mesuré par le déplacement de la traverse de la machine. Les valeurs des distances L et a sont fixées respectivement à 6cm et 1cm.

Dans ces conditions, pour trois lamelles identiques de transistors IGBT de largeur 5,98 mm et 380 µm d'épaisseur découpées selon la direction $[110]$, nous obtenons les courbes présentées sur la figure 4.20. La pente correspond à 181 GPa pour le module d'Young, pour trois lamelles testées.

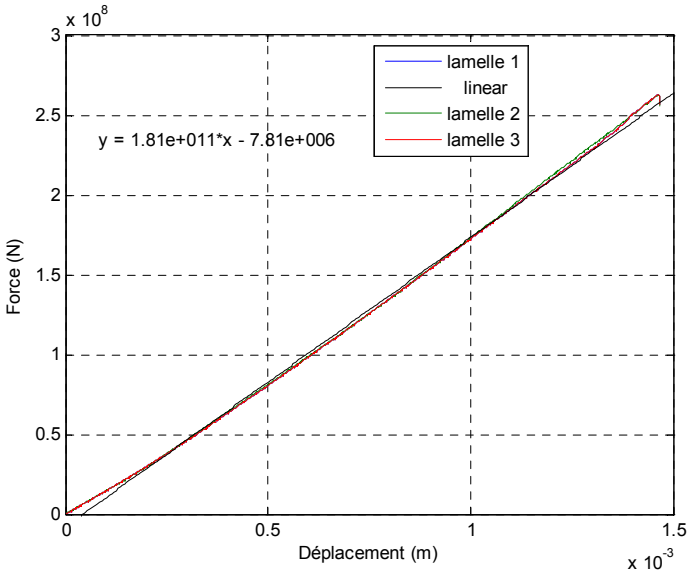


Figure 4.20 Courbes de variation de $\overline{F}$ en fonction du déplacement « IGBT »

Pour trois lamelles identiques de transistors MOSFET de largeur 6,93 mm et 240 µm d'épaisseur découpées selon la direction $[110]$, nous obtenons les courbes présentées sur la figure 4.21. La pente correspond à 181 GPa pour le module d'Young, pour cinq lamelles testées.

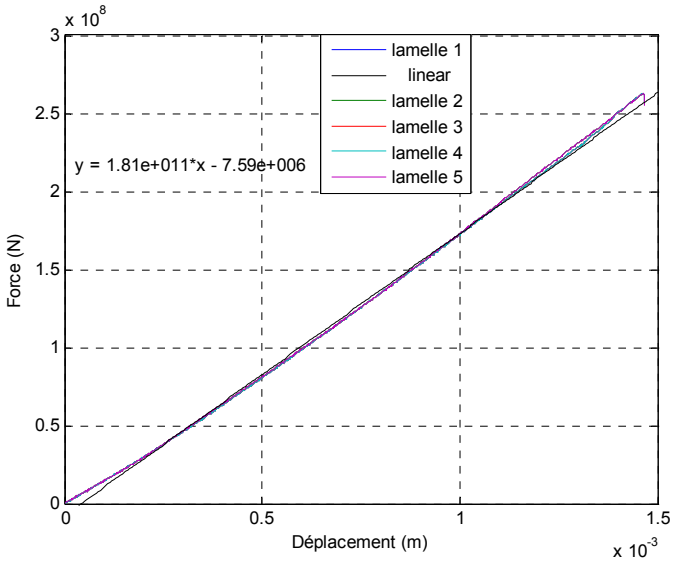


Figure 4.21 Courbes de variation de $\overline{F}$ en fonction du déplacement « MOSFET »

Pour la caractérisation en mode flexion quatre points, le module d'Young des lamelles des transistors MOSFET et IGBT est égal à 181 GPa suivant la direction $[110]$.

b) MOSFET

Notre objectif dans cette partie est de déterminer la limite de rupture en flexion des lamelles de transistors MOSFET dans les deux configurations traction-compression décrites dans le paragraphe 3.5.2.1. A partir de l'équation 4.12, on a :

$$\sigma_{xx\max} = \frac{181.10^{9} \times 240.10^{-6}}{2.10^{-2}\left(\frac{6.10^{-2}}{2} - \frac{2.10^{-2}}{3}\right)} y = 93.10^{9} \times y \qquad \textbf{E 4-15}$$

La valeur de la contrainte maximale dépend de la valeur du déplacement enregistré sur les tests de flexion des lamelles. Les tests expérimentaux réalisés sur un grand nombre de lamelles (30 lamelles) ont montré des valeurs limites de déplacements en configuration de traction et de compression de la partie haute des lamelles aux alentours de 2,7 mm (Figure 4.21). Ces valeurs de déplacement correspondent à une valeur maximale de traction de 250 MPa et de 250 MPa en compression. Sur la figure 4.22, nous avons les courbes du déplacement maximal pour les deux configurations testées.

$$\sigma_{xx\max} = \frac{181.10^{9} \times 240.10^{-6}}{2.10^{-2}\left(\frac{6.10^{-2}}{2} - \frac{2.10^{-2}}{3}\right)} y = 93.10^{9} \times 2.710^{-3} = 251.1MPa \qquad \textbf{E 4-16}$$

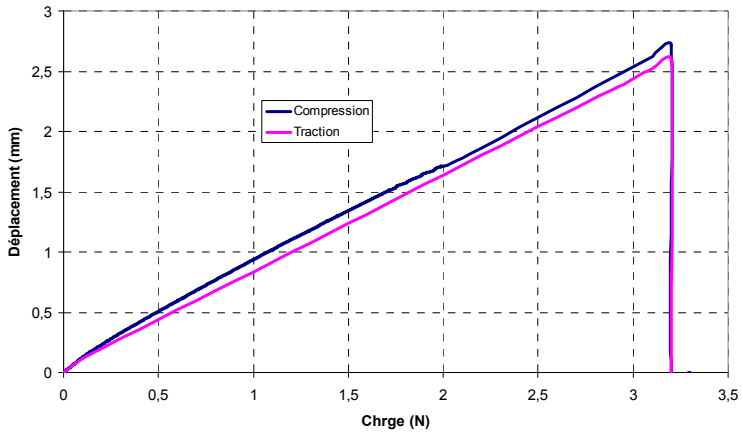


Figure 4.22 Courbes de variation du déplacement en fonction de la charge « MOSFET »

c) IGBT

Au même titre que pour les lamelles de transistors MOSFET, nous avons déterminé la limite de rupture en flexion des lamelles de transistors IGBT dans les deux configurations traction-compression décrites dans le paragraphe 4.5.2.1. La valeur maximale de la contrainte en fonction du déplacement suivant l'axe Oy est obtenue par l'équation 4.12 :

$$\sigma_{xx\max} = \frac{181.10^{9} \times 370.10^{-6}}{2.10^{-2}(\frac{6.10^{-2}}{2} - \frac{2.10^{-2}}{3})} y = 143{,}5.10^{9} \times y \qquad \textbf{E 4-17}$$

Comme le montre l'équation E 4-17, la valeur de la contrainte maximale dépend de la valeur du déplacement enregistré sur les tests de flexion des lamelles IGBT. Nous avons obtenu un déplacement de 1,75 mm en configuration de traction et 1 mm en configuration de compression (Figure 4.23). Ces valeurs de déplacement correspondent à une valeur maximale de traction de +250 MPa et de -150 MPa en compression.

$$\sigma_{xx\max Traction} = \frac{181.10^{9} \times 370.10^{-6}}{2.10^{-2}(\frac{6.10^{-2}}{2} - \frac{2.10^{-2}}{3})} y = 143{,}5.10^{9} \times 1.7510^{-3} = 251.125MPa \qquad \textbf{E 4-18}$$

$$\sigma_{xx\max Compression} = \frac{181.10^{9} \times 370.10^{-6}}{2.10^{-2}(\frac{6.10^{-2}}{2} - \frac{2.10^{-2}}{3})} y = 143{,}5.10^{9} \times 10^{-3} = 143.5MPa \qquad \textbf{E 4-19}$$

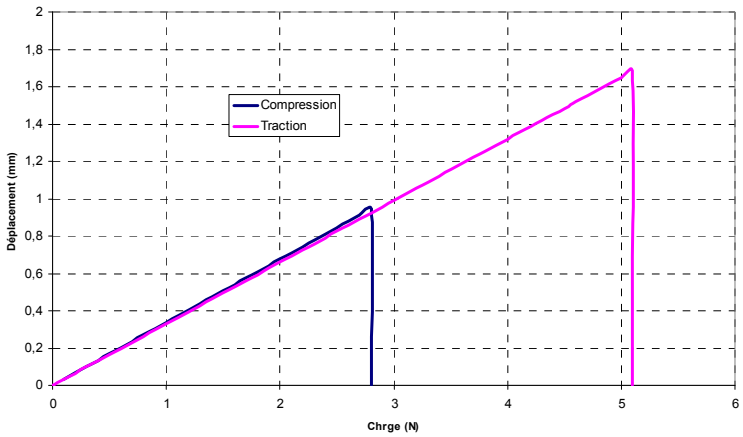


Figure 4.23 Courbes de variation du déplacement en fonction de la charge « IGBT »

d) Conclusion

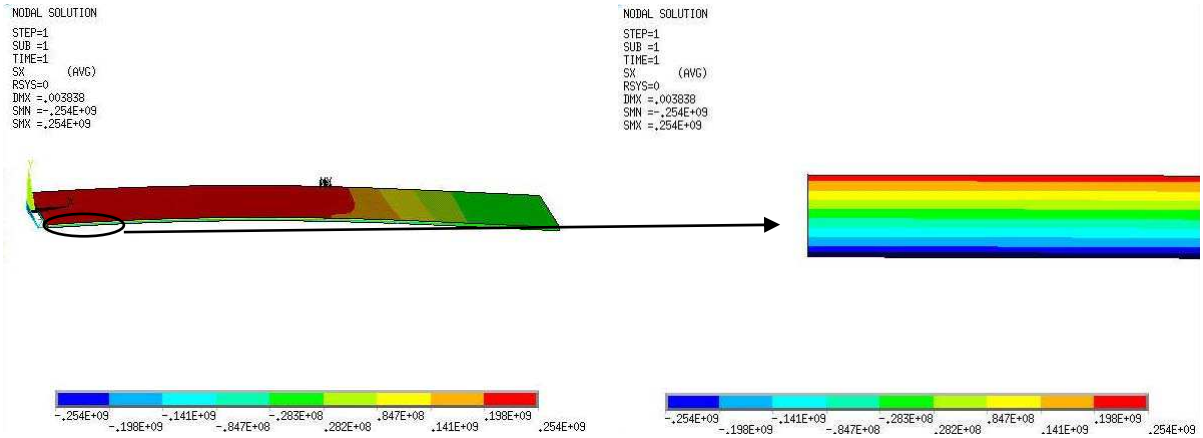
En mode de flexion quatre points, les valeurs expérimentales de traction-compression relatives aux lamelles de transistors sont symétriques de l'ordre de +/- 250MPa. En revanche, pour les lamelles de transistors IGBT, on remarque que la valeur limite en mode compression est moins élevée (-150 MPa) par rapport à la valeur atteinte en traction (+250 MPa). Cette constatation est peut être expliquée par rapport aux différences des dimensions géométriques des lamelles de transistors MOSFET et IGBT. En effet, l'épaisseur des lamelles IGBT est de 370 µm alors que les lamelles MOSFET ont une épaisseur seulement de 240 µm.

4.5.2.3 Distribution des contraintes mécaniques de flexion sur les lamelles

La contrainte mécanique générée par le banc de flexion quatre points est de type uniaxiale non uniformément répartie suivant l'épaisseur de la lamelle testée. A l'aide du logiciel de simulation par éléments finis ANSYS, nous pouvons examiner la distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce sous test mécanique.

Nous allons simuler une lamelle MOSFET d'épaisseur 240 µm, de longueur 7 cm et de largeur 1 cm. Pour des raisons de convergence seulement le quart de la lamelle sera simulé. Le chargement se fera avec un déplacement de 2,6 mm.

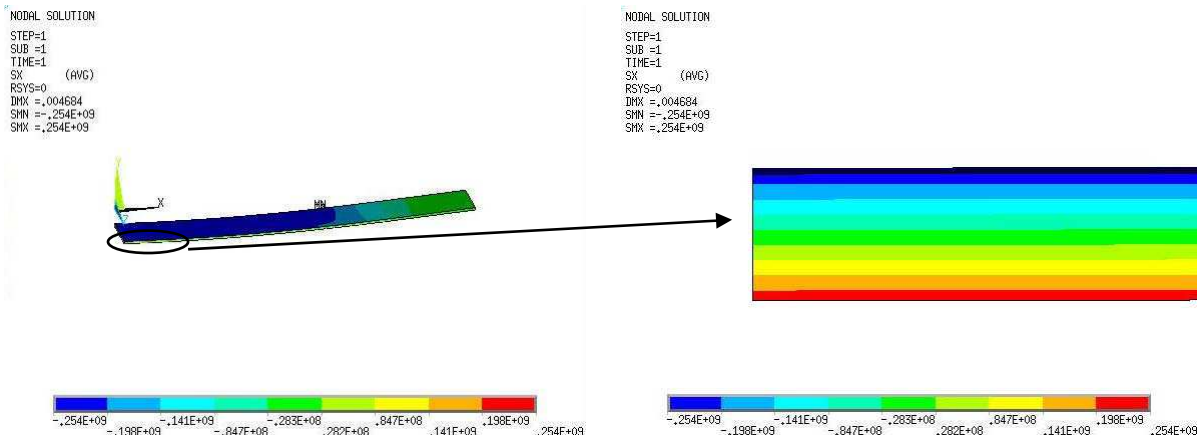
La figure 4.24 présente le résultat de la simulation de la lamelle sous chargement de flexion. La contrainte est de type uniaxiale non uniformément répartie sur l'épaisseur de la lamelle (Figure 4.23 (b)). Le maximum de la contrainte est donné entre les points d'appui B_1B_2 (254 MPa).



(a) (b)

Figure 4.24 Distribution de la contrainte uniaxiale S_{XX} en traction, (a) Quart de la lamelle, (b) Zoom sur l'épaisseur

Au même titre que pour le mode de traction, grâce à la simulation par éléments finis, on peut simuler la deuxième configuration qui consiste à inverser, par rapport à la première configuration, le sens de l'application de la contrainte mécanique. Les valeurs de la contrainte maximale sont égales au signe prés. Nous montrons sur la figure 4.25 la distribution des contraintes mécaniques dans la deuxième configuration. Pour un chargement de même ordre de grandeur (2,6 mm de déplacement), nous avons la même distribution des contraintes uniaxiales avec une inversion de signe.



(a) (b)

Figure 4.25 Distribution de la contrainte uniaxiale S_{XX} en compression, (a) Quart de la lamelle (b) Zoom sur l'épaisseur

La simulation par éléments finis du test de la flexion quatre points nous a permis de déterminer la nature uniaxiale des contraintes mécaniques générées sur les puces de puissance. Ces contraintes mécaniques sont non uniformément distribuées suivant l'épaisseur de la puce de puissance (IGBT ou MOSFET).

4.5.3 Assemblage sur substrat de type FR-4 en flexion

4.5.3.1 Conditions de l'expérimentation de flexion sur substrat FR4

Au même titre que pour la caractérisation en traction de l'assemblage sur le substrat FR-4, nous avons fabriqué un véhicule de test qui consiste à braser une puce de puissance (IGBT ou MOSFET) sur un substrat de type FR-4 (Figure 4.12 (a)). La contrainte de flexion quatre points est appliquée maintenant sur le substrat FR-4 (Figure 4.26). L'expérimentation s'effectue à température ambiante. Le véhicule de test a les mêmes dimensions que celui utilisé pour les tests de traction.

La contrainte mécanique en flexion quatre points est exercée sur le substrat FR-4. Elle est transmise par la suite à la puce de puissance par le biais de l'assemblage. Cette contrainte est de type multiaxiale au niveau de la puce de puissance. Son niveau dépend du déplacement enregistré.

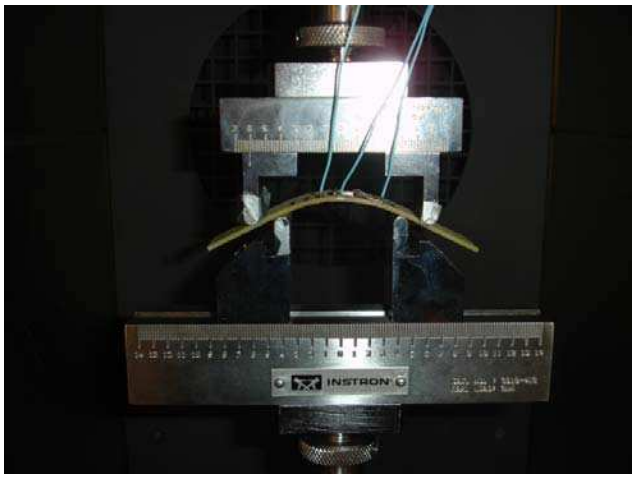


Figure 4.26 Test de flexion quatre points

4.5.3.2 Résultats de l'expérimentation de flexion sur substrat FR4

La flexion quatre points est effectuée sous les conditions suivantes : L = 6 cm, a = 1 cm. Les deux configurations (paragraphe 4.5.2.1) seront analysées. Nous limiterons le chargement en déplacement à +/- 3mm. Cette limite est imposée pour éviter toute cassure au niveau de la puce de puissance.

A partir de l'équation E 4.12 pour un déplacement de 3 mm la valeur maximale de la contrainte mécanique appliquée sur le substrat FR-4 est donné par :

$$\sigma_{xx\max} = \frac{17e9 \times 2e-3 \times 3e-3}{2e-2(\frac{6e-2}{2} - \frac{2e-2}{3})} = 218MPa \qquad \textbf{E 4-20}$$

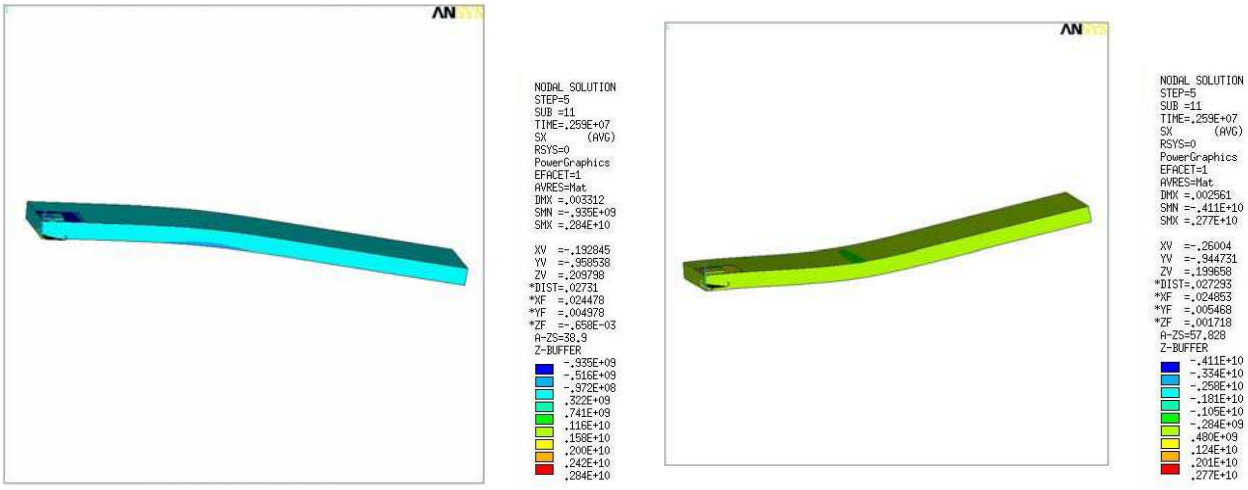
La valeur de la contrainte mécanique en flexion exercée sur le substrat FR-4 est transmise à la puce de puissance. Pour avoir une idée sur la nature et la distribution des contraintes mécaniques générées au niveau de la puce de puissance, on propose dans le paragraphe suivant une simulation par éléments finis du chargement en mode de flexion quatre points.

4.5.3.3 Distribution des contraintes mécaniques de flexion sur substrat FR4

La distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce de puissance est déterminée par la simulation par éléments finis. Nous reproduirons le même modèle simulé dans le paragraphe 4.4.3.3 (Figure 4.14).

Au même titre que pour la simulation de traction présentée dans le paragraphe 4.4.3.3, nous effectuons une simulation du substrat FR-4 sous mode de chargement en flexion. On rappelle que cette simulation se fait en plusieurs étapes, elle prend en compte le processus de report de la puce sur le substrat (descente de la refusion 3 minutes), un stockage de 1 mois, et finalement un chargement en flexion de 3 mm est appliqué sur le substrat FR-4.

La figure 4.27 (a) présente les contraintes mécaniques de Von Mises de l'assemblage dans le cas de la traction de la partie haute de l'assemblage. Sur la figure 3.27 (b), nous avons la distribution des contraintes mécaniques de Von Mises dans le cas de la compression de la partie haute de l'assemblage sur le substrat FR-4.

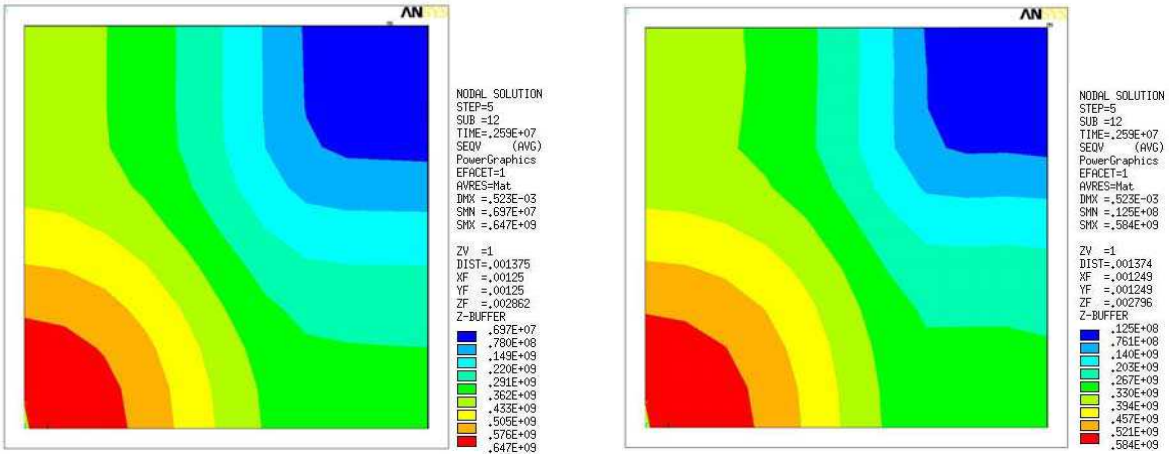


(a) (b)

Figure 4.27 Distribution des contraintes uniaxiales S_{XX} sur l'assemblage
(a) Configuration partie haute en traction (b) Configuration partie haute en compression

La contrainte au niveau de la puce de puissance après refusion et un mois de stockage est de nature multiaxiale son maximum est égal à 34,6 MPa, son minimum est égal à 0,89 MPa pour la puce MOSFET. Après la flexion du substrat FR-4, la contrainte équivalente de Von Mises est de nature multiaxiale, configuration partie haute en traction. Le maximum est égal à 647 MPa pour la puce IGBT (Figure 4.28 (a)), et il est égal à 584 MPa pour la puce MOSFET (Figure 4.28 (b)).

La flexion quatre points exercés sur le substrat FR-4 a permis l'augmentation importante du niveau des contraintes mécaniques exercées au niveau de la puce de puissance.



(a) (b)

Figure 4.28 Distribution des contraintes de Von Mises en dessous de la puce en configuration partie haute en traction (a) IGBT (b) MOSFET

4.5.4 Conclusion concernant les tests de flexion

Pour conclure la partie consacrée aux tests en mode de flexion quatre points, on peut dire que nous avons réussi à appliquer des contraintes mécaniques relativement élevées sur les lamelles de transistors IGBT et MOSFET. Ces contraintes mécaniques sont de nature uniaxiale non uniformément réparties sur l'épaisseur de la lamelle. Deux configurations ont été étudiées : traction de la partie haute de la lamelle et compression de la partie haute. Les valeurs maximales sont de l'ordre de 250 MPa pour la première configuration et 150 MPa pour la deuxième configuration. Le test de la flexion quatre points sera sélectionné pour effectuer la caractérisation électromécanique des puces de puissance qui sera développée dans le chapitre suivant.

L'application de la flexion sur l'assemblage de la puce de puissance sur le substrat FR-4 a permis de réaliser des tests de flexion sur ce substrat. La contrainte mécanique engendrée au niveau de la puce de puissance est beaucoup plus élevée par rapport à l'assemblage non contraint.

4.6 Bilan des essais mécaniques

4.6.1 Traction

Les résultats expérimentaux du test de la traction uniaxiale appliquée sur les lamelles de silicium se situent aux alentours de 80MPa. Ces faibles valeurs s'expliquent par le fait de la nature fragile des éprouvettes de silicium. Une phase de préparation importante des échantillons a été réalisée lors d'une étude passée *[Poil98]* pour avoir des valeurs allant jusqu'à 300MPa en traction.

Le report de la puce de puissance (IGBT et MOSFET) sur le substrat FR-4 a permis la réalisation des tests de traction sur le substrat FR-4. Les contraintes mécaniques équivalentes de Von Mises générées au niveau des puces sont importantes et de l'ordre de 300 MPa. Ce test est sélectionné pour la caractérisation électromécanique en mode traction uniaxiale. Le tableau 4.7 présente un récapitulatif des valeurs de contraintes mécaniques.

Tableau 4.7 Valeurs des contraintes mécaniques exercées sur les transistors en traction

Traction					
Lamelles		Substrat FR-4			
Silicium brut	IGBT et MOSFET	IGBT S_{eqv} (MPa)		MOSFET S_{eqv} (MPa)	
S_{xx} = 80 MPa	S_{xx} = 50MPa	[1,69 - 28,5]	[10,9 - 249]	[0,89 – 34,6]	[9,75 - 316]

4.6.2 Flexion

Le test de la flexion quatre points a permis d'appliquer directement sur les lamelles de transistors (IGBT et MOSFET) une contrainte mécanique de nature uniaxiale non uniformément répartie suivant l'épaisseur des lamelles. Deux configurations ont été analysées, partie haute en traction et en compression. Les valeurs de contraintes mécaniques obtenues sont de l'ordre de 250 MPa pour les lamelles de transistors MOSFET dans les deux configurations traction et compression. En ce qui concerne les lamelles de transistors IGBT la contrainte mécanique maximale en mode traction-compression est de l'ordre de 250 MPa et 150 MPa pour la deuxième configuration de compression-traction.

Le test de flexion a été appliqué également sur le substrat FR-4. Les contraintes mécaniques imposées sur les puces de puissance sont de natures multiaxiales. Pour le MOSFET, le maximum des contraintes équivalentes de Von Mises sont de l'ordre de 584 MPa pour la première configuration du test en flexion et de 573 MPa pour la deuxième configuration du test.

Les tests de flexion sur les lamelles de transistors et sur le substrat FR-4 seront sélectionnés pour effectuer les tests de la caractérisation électromécanique (Chapitre 5). Le

tableau 4.8 présente un récapitulatif des valeurs des contraintes appliquées sur les puces de puissance IGBT et MOSFET en mode de chargement en flexion.

Tableau 4.8 Valeurs des contraintes mécaniques exercées sur les transistors en flexion

Flexion					
Lamelles		Substrat FR-4			
IGBT S_{XX} (MPa)	MOSFET S_{XX} (MPa)	IGBT Seqv (MPa)		MOSFET S_{eqv} (MPa)	
[-150 - +250]	[-250 - +250]	[1,69 - 28,5]	[6,9 - 647] [5,88 - 632]	[0,89 – 34,6]	[6,93 - 584] [7,81 - 573]

4.7 Conclusion partielle

Après avoir présenté une partie dédiée aux généralités concernant la caractérisation mécanique des matériaux, nous avons abordé une étude sur les propriétés anisotropes du silicium. Ainsi, dans le plan (001), le silicium se caractérise par ses propriétés anisotropes, alors que le silicium dans le plan (111) est isotrope.

Par la suite, nous avons présenté les tests de caractérisation mécanique en traction sur des lamelles de silicium et sur un substrat de type FR-4. La mise en œuvre des tests sur les lamelles ont montré que ce test est difficilement réalisable du fait de la fragilité du matériau silicium (proche du verre). Les valeurs de contraintes sont seulement de l'ordre de 50 MPa pour les lamelles de transistors, ces valeurs sont en-dessous de nos espérances (300 MPa). Les tests de traction sur le substrat FR-4 ont permis d'avoir des contraintes mécaniques multiaxiales élevées au niveau des puces de puissance aux alentours de 300 MPa.

Pour finir le quatrième chapitre, nous avons mis en avant les tests réalisés en mode de flexion quatre points sur des lamelles de transistors et sur le substrat FR-4. Grâce à la flexion quatre points, nous avons réussi à appliquer des contraintes mécaniques uniaxiales non uniformément répartie suivant l'épaisseur de la lamelle. Ces contraintes sont comprises entre 250 MPa en compression et 250 MPa en traction pour le transistor de puissance MOSFET et 150 MPa en compression et 250 MPa en traction pour le transistor IGBT. Nous avons également appliqué la flexion sur le substrat FR-4 qui génère au niveau des puces de puissance (IGBT et MOSFET) des contraintes mécaniques multiaxiales. Les niveaux de ces contraintes dépendent de la configuration testée en mode de flexion quatre points.

Les tests de la caractérisation mécanique en mode de traction et en mode de flexion quatre points développés dans ce chapitre permettront de réaliser la caractérisation électromécanique des puces de puissance (IGBT et MOSFET). Le chargement mécanique

sera combiné au chargement électrique pour effectuer la caractérisation électromécanique, cette caractérisation se fera à température contrôlée (Chapitre 5).

5. Caractérisation électromécanique des puces de puissance en mode de fonctionnement électrique statique

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons la caractérisation électromécanique en mode de fonctionnement électrique statique : caractéristiques de sortie, caractéristique de transfert et la tenue en tension. Deux composants seront analysés : un MOSFET de puissance à structure verticale avec une grille planaire et un IGBT asymétrique vertical avec une grille également planaire. La différence essentielle entre ces deux composants réside dans la présence d'une injection de porteurs minoritaires dans le composant IGBT ce qui lui permet de diminuer ces pertes en conduction. Ce composant est le plus utilisé en moyenne et forte puissance. Par contre, en haute fréquence et à faible puissance d'utilisation, le MOSFET est le composant le plus adapté. La caractérisation électromécanique de ses deux composants à canal N permettra de comparer le comportement électromécanique des composants de puissance unipolaire et bipolaire du même type. Dans notre étude, les composants caractérisés sont de type N, c'est à dire la conduction électrique est assurée essentiellement par des porteurs majoritaires de type électron.

Avant de procéder aux tests électromécaniques sur les transistors cités, nous allons effectuer, dans la première partie de ce chapitre, une caractérisation électromécanique par simulation physique bidimensionnelle par éléments finis d'un transistor IGBT asymétrique à grille planaire. La simulation physique permet d'une part d'investiguer à l'aide de l'analyse physique le comportement électromécanique du transistor IGBT, et d'autre part de prédire la réponse électrique statique d'un transistor IGBT soumis à l'application d'une contrainte

mécanique externe. Dans cette partie, nous nous contenterons de l'étude de l'application d'une contrainte mécanique de type uniaxiale uniformément répartie suivant l'épaisseur du composant.

Après la phase préliminaire, nous présenterons les résultats expérimentaux de la caractérisation électromécanique faite sur des lamelles de transistors et des puces reportées sur un substrat FR-4. Le choix de reporter les puces sur le substrat FR-4 est effectué pour réaliser des tests électromécaniques en mode de traction. En effet, sur les lamelles de transistors, le test en mode de traction est impossible à réaliser du fait de la fragilité des lamelles de transistors en mode de traction. En plus, le fait de braser les puces sur le substrat FR-4 nous permet d'appliquer des contraintes mécaniques de type multiaxiales sur les transistors.

Grâce à l'étude développée dans le quatrième chapitre, concernant la caractérisation mécanique, nous pourrons déterminer la nature et le niveau des contraintes mécaniques appliquées sur les puces sous tests électromécaniques. Deux tests mécaniques ont été sélectionnés pour effectuer la caractérisation électromécanique : traction uniaxiale, et flexion quatre points.

Ensuite, nous présenterons les résultats expérimentaux de la caractérisation électromécanique pour les deux composants : IGBT et MOSFET de puissance. Dans cette partie, on détaillera les différentes conditions expérimentales.

Finalement, nous ferons le bilan des expérimentations électromécaniques en traction et en flexion quatre points sur les deux puces de puissance, en décrivant une comparaison entre le comportement électromécanique de ces deux puces de puissance.

5.2 Simulation physique par éléments finis bidimensionnelle « électromécanique »

La simulation électrique physique d'un composant permet d'une part de prédire son comportement électrique sous différentes contraintes : électriques, thermiques, mécaniques, radiations, etc. et d'autre part, il est possible d'analyser au niveau de la structure du composant les différentes zones constituant ce dernier. En effet, nous pouvons identifier les parties de la structure qui sont plus sensibles à l'application des contraintes mécaniques.

Dans cette partie, nous expliquons la simulation physique bidimensionnelle électromécanique réalisée sur un composant IGBT asymétrique à grille planaire. Trois

configurations statiques seront présentées : caractéristiques de sortie, caractéristique de transfert et la caractéristique de la tenue en tension. Ces caractéristiques sont les caractéristiques de base de la caractérisation statique du composant IGBT. En simulation, seul le composant IGBT sera analysé, alors qu'en expérimentation les composants MOSFET et IGBT seront analysés.

En ce qui concerne le composant MOSFET, en l'absence de données relatives à la forme géométrique des cellules et les niveaux de dopages des différentes zones de ce composant, la simulation physique du composant MOSFET s'avère impossible mais pourrait faire l'objet d'une étude ultérieure.

Le principe de la simulation électromécanique est de partir des modèles électriques nécessaires aux différentes simulations électriques statiques (annexe) et de rajouter les modèles électromécaniques disponibles dans le logiciel TCAD SENTAURUS (chapitre 2).

5.2.1 Démarche générale

La démarche générale consiste à mener parallèlement des simulations physiques et des expérimentations qui reproduisent les mêmes conditions de fonctionnement pour pouvoir valider les résultats des simulations.

La première étape consiste à effectuer une analyse de construction sur le transistor IGBT. En effet, la simulation physique par éléments finis est basée sur la connaissance de la forme géométrique, les profils dopages et la distribution de la durée de vie des porteurs (électrons et trous) dans le composant. Cette étape est difficilement réalisable du fait de la complexité de remonter aux paramètres liés aux dopages et à la distribution de la durée de vie des porteurs dans le composant. Comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant, l'analyse de construction a été réalisée sur l'IGBT étudiée et malheureusement avec les techniques disponibles employées, nous n'avons pas pu déterminer tous les paramètres technologiques nécessaires à l'élaboration d'un modèle calibré en mode électrique statique sans contrainte mécanique.

En mode de flexion quatre points sur les lamelles de transistors (chapitre 4), les contraintes mécaniques générées au niveau du composant sont de types uniaxiales non-uniformément réparties suivant l'épaisseur du composant. En simulation physique par éléments finis et en première approximation, nous nous contenterons d'une distribution uniforme de la contrainte mécanique suivant l'épaisseur du composant. En effet, pour définir

le composant simulé, nous prenons un bloc silicium sur lequel il est possible de n'appliquer qu'une contrainte uniformément répartie suivant l'épaisseur du composant.

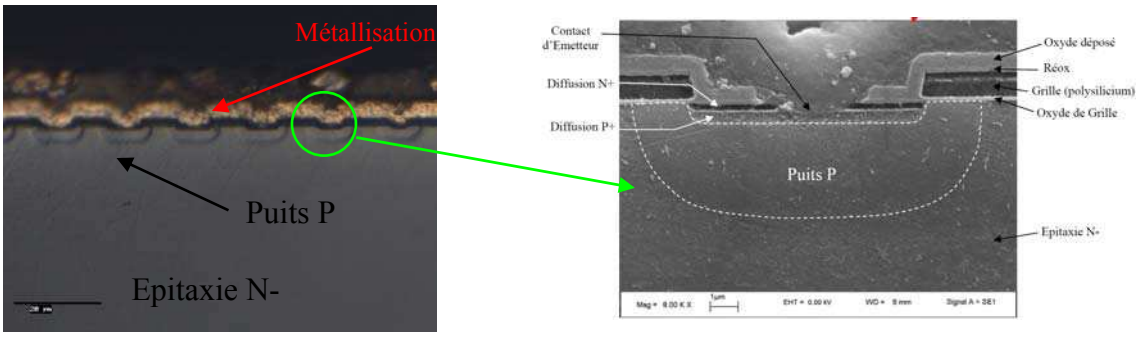
Pour ces deux raisons, la concordance entre la partie simulation physique et la partie expérimentale n'est pas effective. Toutefois, nous analyserons en simulation les tendances du comportement électromécanique de l'IGBT soumis à l'application d'une contrainte mécanique externe de traction et de compression uniformément répartie sur son épaisseur.

La partie expérimentale est intéressante du fait de l'originalité du véhicule de test en lamelles de transistors, cette partie peut valider un modèle de simulation qui reproduirait les mêmes conditions expérimentales.

5.2.2 Analyse de construction « Reverse Engineering » sur l'IGBT

Nous avons initié l'analyse de construction sur le composant IGBT en puce nue. Cette analyse s'effectue en plusieurs étapes :

- Inspection de la surface de la puce par le microscope Polyvar, repérage des plots de la grille et de la cathode ;
- Coupe directe de la puce nue et observation au MEB, cette étape permet d'avoir les dimensions verticales de la puce, des oxydes, et du polysilicium (Figure 5.1) ;
- Révélation des zones de dopage, selon la nature de la zone dopée (N ou P), on utilise des révélateurs appropriés. Les profils de dopage constants sont les plus faciles à révéler, par contre les profils de type Gaussien sont difficilement analysables surtout les profondeurs de jonction ;
- Analyse SIMS pour révéler les niveaux de dopage de chaque zone. Par la face arrière, nous pouvons avoir les zones dopées du substrat, et éventuellement de la couche tampon. La sensibilité de l'analyse SIMS est de l'ordre de 1^e15cm^{-3} ce qui constitue une limite pour cette méthode pour analyser le dopage de la base souvent aux alentours de 1^e14. On pourrait envisager une analyse par « Spreading Resistance » par la face avant du composant car cette analyse est plus adaptée aux zones faiblement dopées ($<1^e15$).



(a) (b)

Figure 5.1 (a) Vues optiques en section de la structure du transistor, (b) Vue MEB détaillée

Suivant le degré de l'intégration du composant, l'analyse des zones dopées en surface est plus délicate à cause des dimensions géométriques faibles de ces zones du composant qui correspondent à la partie MOSFET de l'IGBT.

En plus des paramètres géométriques (dimensions) et physiques (zones de dopage), il existe d'autres paramètres tels que les durées de vie des porteurs (électrons et trous). Ces paramètres sont estimés par mesure électrique. Suivant la technologie de l'IGBT, ces paramètres sont souvent inaccessibles. Pour contrôler la durée de vie des porteurs, les fabricants ont recours aux techniques d'irradiation du composant par électrons (global) ou par ions (localisé).

En conclusion, nous prendrons un modèle de simulation qui se rapproche le plus des analyses de construction que nous avons effectuées sur le composant IGBT qui sera testé électro-mécaniquement. Toutefois, les analyses sont toujours en cours pour finaliser le modèle complet du composant.

5.2.3 Structure de l'IGBT asymétrique à grille planaire

Le composant simulé est un transistor IGBT asymétrique à grille planaire (Figure 5.2). Ce modèle se rapproche du composant réel sur lequel la campagne d'essais électromécaniques statiques sera présentée par la suite. Dans cette structure, une couche dopée N^+ sépare la base N^- de l'anode P^+. La durée de vie des porteurs de charge est contrôlée d'une manière globale sur toute l'épaisseur du composant. Notre simulation se contente sur une demi-cellule 2D, la largeur de la demi-cellule est égale à 20 µm et l'épaisseur du transistor est égale à 380 µm.

Grâce au facteur multiplicatif (AF = 1.10^5) de la demi-cellule, nous aurons des niveaux de courant important représentatif du calibre en courant du composant (27 A). La tension du blocage de ce composant est égale à 600V.

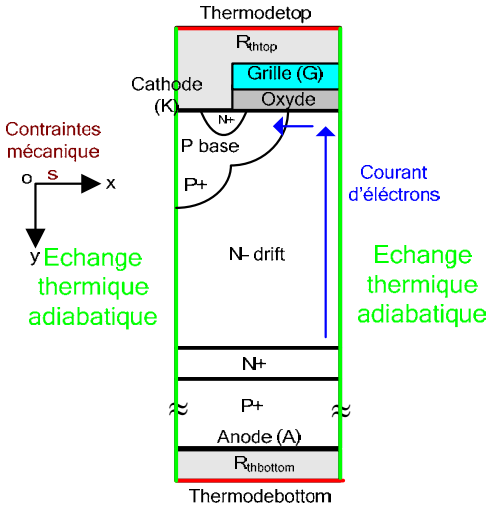


Figure 5.2 La structure de l'IGBT simulé

Le maillage de la structure dépend des différents niveaux de dopage, des différentes zones et des interfaces de chaque région de l'IGBT ; un maillage plus fin est utilisé entre les interfaces de l'oxyde de grille et du silicium (Figure 5.3). La taille des éléments de maillage est plus grande dans la région de base et du substrat, le nombre de nœuds de la structure est égal à 4559.

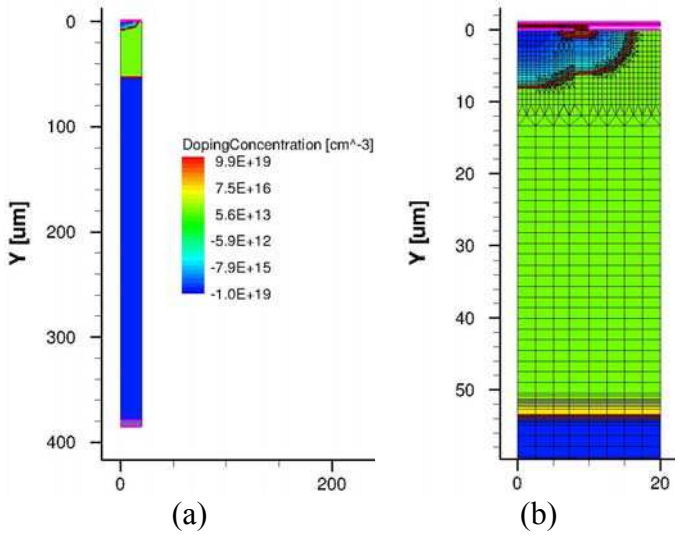


Figure 5.3 (a) Modèle simulé, (b) Maillage des différentes zones

5.2.4 Résultats des simulations électromécaniques statiques

Les simulations électriques statiques du composant sont combinées aux modèles électromécaniques disponibles dans le logiciel de simulation physique TCAD SENTAURUS. Nous appliquerons des contraintes uniaxiales en traction et en compression suivant l'axe Ox (Figure 5.2), les valeurs des contraintes mécaniques appliquées sont égales à +/- 250MPa. Pour les simulations électromécaniques statiques, nous ne prenons pas en compte l'auto-échauffement du composant puisque la caractérisation concerne le fonctionnement électrique

statique. Nous analyserons les trois configurations statiques : caractéristiques de sortie, caractéristique du transfert et la caractéristique de la tenue en tension statique.

5.2.4.1 Caractéristiques de sortie I_a (V_{ak})

Les caractéristiques de sortie d'un transistor consistent à tracer les courbes du courant traversant le transistor I_a en fonction de la tension entre les bornes anode-cathode du transistor V_{ak}. Ces courbes sont fixées pour chaque valeur de la tension grille-cathode V_{gk}. Pour notre étude, nous nous limiterons à de faibles valeurs de polarisation (V_{gk} =7 V et V_{gk} = 9 V), ceci pour éviter tout auto-échauffement au niveau des puces nues, donc depourvu de système de refroidissement, sous test électromécanique. Du point de vue mécanique, nous appliquerons des contraintes mécaniques uniaxiales de l'ordre de 250 MPa en traction et en compression, nous fixerons les températures ambiantes à -40°C, 25°C et 125°C. L'étude en température permettra de définir le comportement électromécanique pour chaque température.

Sur la figure 5.4 (a), nous avons la caractéristique statique de sortie à V_{gk} = 7 V et à T = 25°C suivant la contrainte mécanique appliquée sur le composant. Nous pouvons constater que la traction uniaxiale appliquée sur le composant a tendance à augmenter le niveau du courant de sortie du transistor, alors que la compression du même ordre diminue le courant de sortie. La traction a plus d'effet sur la caractéristique de sortie par rapport à la compression. En effet, à V_{gk} = 7 V et à V_{ak} = 10 V, à partir de la courbe $I_a(V_{ak})$ présentée sur la figure 5.4 (a), la traction uniaxiale appliquée augmente le niveau du courant de 2 A alors que l'application de la même contrainte en compression diminue le courant seulement de 1 A. En plus, lorsque l'on augmente la polarisation en fixant V_{gk} à 9 V, nous constatons les mêmes tendances (Figure 5.4 (b)) par rapport aux faibles niveaux de polarisation à V_{gk} = 7 V.

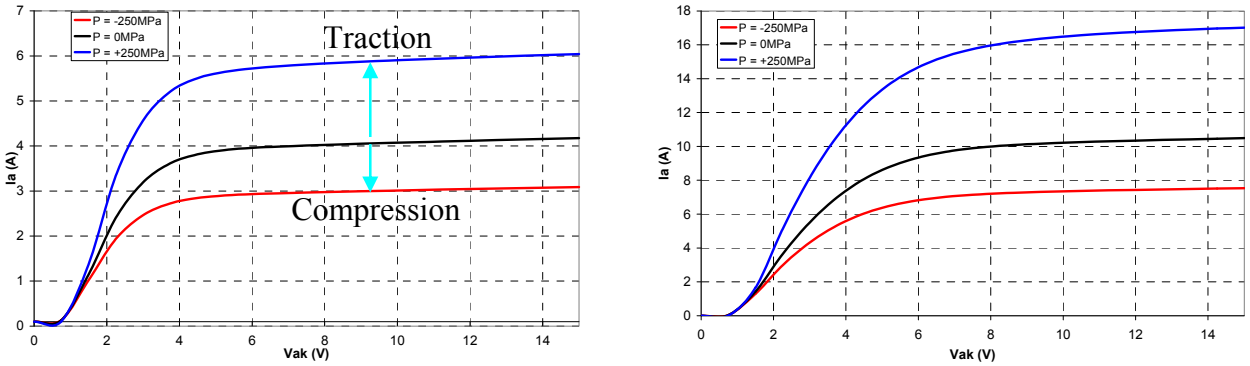


Figure 5.4 $I_a(V_{ak})$ dans le cas de l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale (a) Vgk = 7V, (b) Vgk = 9V

En effet, le courant dans le canal est donné par l'expression suivante *[Bali92]*:

$$I_{ak} = \frac{Z}{L}\mu_n C_{ox}(V_{gk} - V_{Th})V_{ak} \qquad \textbf{E 5-1}$$

avec, Z la largeur du canal, L la longueur du canal, C_{ox} capacité d'oxyde de grille, V_{gk} tension grille-cathode, V_{ak} la tension anode-cathode, V_{Th} la tension de seuil et μ_n la mobilité des électrons dans le canal du MOSFET.

Comme le montre l'équation 5.1, le courant dans le canal dépend de la mobilité qui elle-même dépend de la contrainte mécanique appliquée sur le composant (chapitre 2). L'analyse 2D de la structure simulée (paragraphe 5.2.4) permettra de suivre l'évolution des paramètres électriques au cours des simulations suivant la contrainte mécanique appliquée sur le composant.

A basse température (-40°C) en bleu sur la figure 5.5, la caractéristique de sortie à V_{gk} = 7V est influencée par les contraintes mécaniques. Le sens de la variation du courant de sortie du transistor suit la même tendance qu'à température ambiante +25°C. En rouge, nous avons la variation à haute température (125°C). On peut constater que d'une part la variation de la courbe suit les mêmes tendances par rapport aux valeurs de température (-40°C et +125°C), d'autre part à haute température l'influence des contraintes mécaniques sur la caractéristique est moins importante. En effet, on constate que la dérive du niveau du courant d'anode à 8V à 25°C est de l'ordre de 45%. Cette dérive est seulement de 20% à 125°C.

Pour avoir une influence importante des contraintes mécaniques sur les caractéristiques de sortie du transistor IGBT, il faut se mettre dans des conditions de basse température ambiante.

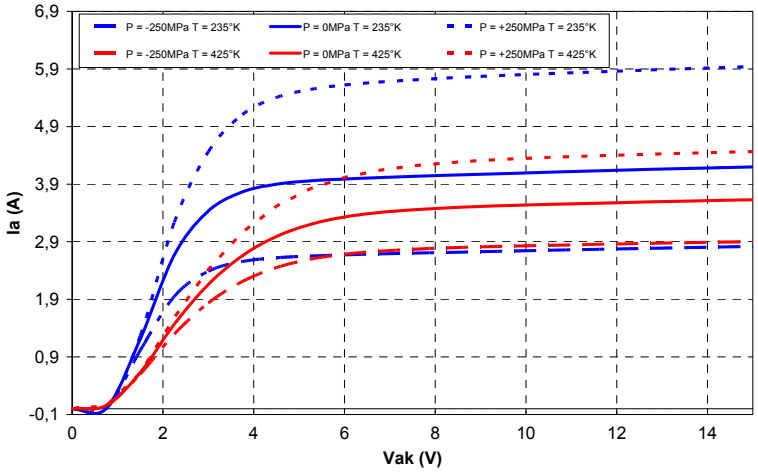


Figure 5.5 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique uniaxiale appliquée pour T = 235°K et T = 425°K

5.2.4.2 Caractéristique de transfert I_a (V_{gk})

La caractéristique de transfert s'obtient en traçant la tension grille-cathode V_{gk} en abscisse et le courant de l'anode I_a en ordonnée. Cette caractéristique est donnée pour une valeur de tension anode-cathode V_{ak} fixée à température donnée. Sur cette caractéristique, nous pouvons relever la tension de seuil V_{Th} et la transconductance g_m du transistor IGBT.

La tension V_{ak} est fixée à 4 V. Les résultats de simulation (Figure 5.6) montrent que la tension de seuil n'est pas modifiée par la contrainte, mais que la transconductance g_m augmente dans le cas d'une traction et diminue dans le cas d'une compression.

L'expression de la transconductance de l'IGBT est donnée par *[Bali92]* :

$$g_m = \frac{\partial Ia}{\partial Vgk}\bigg|_{Vak = C^{te}} = \frac{Z}{L}\mu_n C_{ox}(V_{gk} - V_{Th}) \qquad \textbf{E 5-2}$$

avec, Z la largeur du canal, L la longueur du canal, C_{ox} capacité d'oxyde de grille, V_{gk} tension grille-cathode, V_{ak} la tension anode-cathode, V_{Th} la tension de seuil et μ_n la mobilité des électrons dans le canal du MOSFET.

Comme le montre l'équation 5.2 la transconductance g_m dépend de la mobilité, et comme nous l'avons montré au chapitre 2 l'application des contraintes mécaniques influencent la mobilité des électrons. Par conséquent, la transconductance dépend de la contrainte mécanique appliquée sur le composant (Figure 5.6).

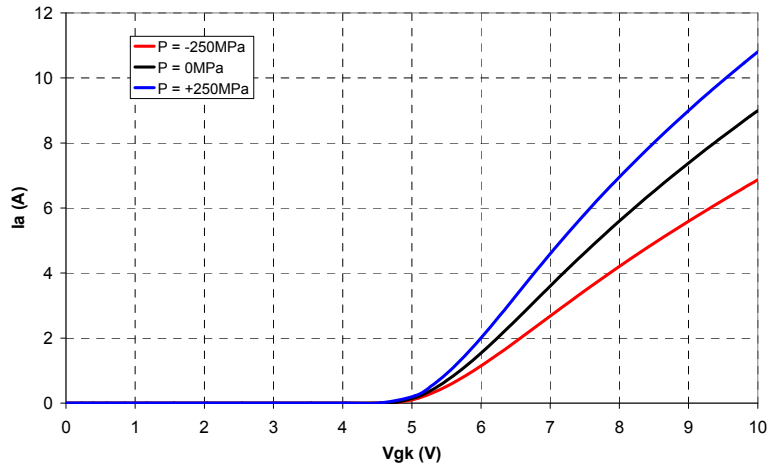


Figure 5.6 $I_a(V_{gk})$ suivant la contrainte mécanique uniaxiale appliquée à V_{ak} = 4V

5.2.4.3 Caractéristique de la tenue en tension

Pour tracer la caractéristique de la tenue en tension, la tension grille-cathode V_{gk} est maintenue à 0V et une rampe de tension anode-cathode est appliquée sur le composant. Comme on peut observer sur la figure 5.7, la contrainte mécanique n'a aucun effet sur la tenue en tension du dispositif. Ceci peut s'expliquer par la nature de la contrainte mécanique

uniaxiale et son faible niveau d'amplitude pour engendrer des modifications aux niveaux des bandes d'énergie de l'IGBT.

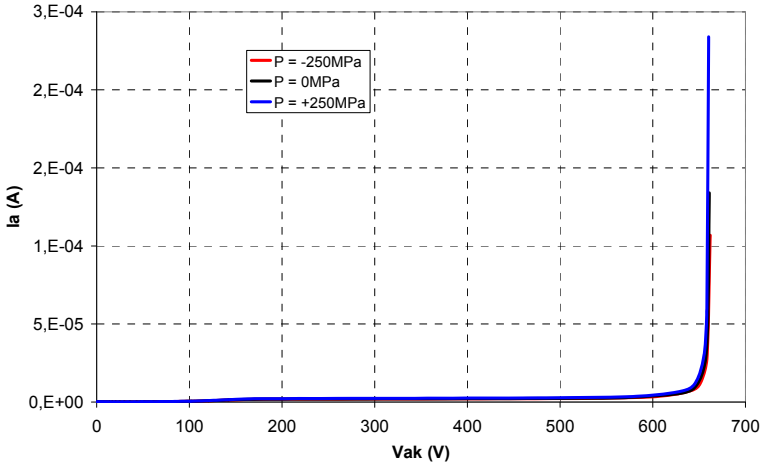


Figure 5.7 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique uniaxiale appliquée à V_{gk} = 0V

5.2.5 Evolution des paramètres physiques du composant simulé

L'analyse 2D de la structure simulée permet de suivre l'évolution des paramètres électriques au cours des simulations électromécaniques. La figure ci-dessous présente l'évolution de la densité du courant dans le canal du MOSFET et la mobilité des électrons dans la partie haute du composant. Cette analyse correspond à la caractéristique $I_a(V_{ak})$ à une polarisation de V_{gk} = 7 V et T = +25°C. La densité du courant et la mobilité des électrons sont plus importantes dans la partie active du composant sous contrainte mécanique de traction (Figure 5.8). Ceci explique le niveau élevé du courant en mode de traction.

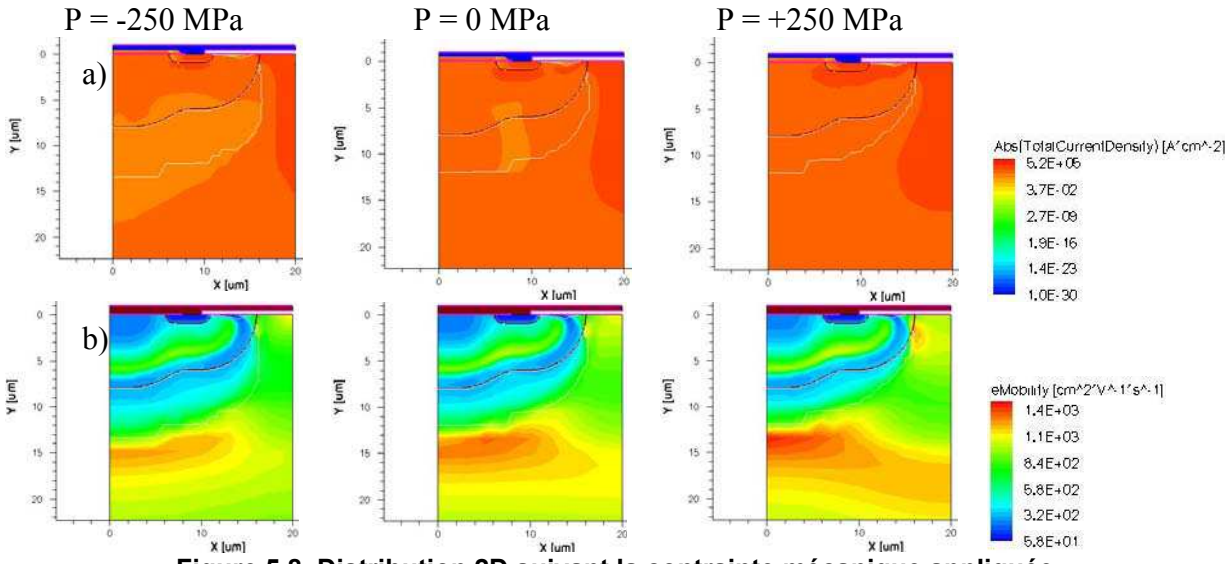


Figure 5.8 Distribution 2D suivant la contrainte mécanique appliquée
(a) La densité du courant dans le canal du MOSFET, (b) La mobilité des électrons

5.2.6 Conclusion relative à la simulation physique

En l'absence d'une expérimentation reproduisant une contrainte mécanique uniaxiale appliquée uniformément sur le composant, les résultats des simulations sont ici représentés à titre qualitatifs. Nous restons critiques par rapport à ces résultats et notamment par rapport aux paramètres des modèles électromécaniques implantés dans le simulateur TCAD SENTAURUS. Nous pensons que la dérive des caractéristiques électriques par rapport aux contraintes mécaniques appliquées en simulation est d'une manière générale exagérée. Ceci peut venir des valeurs des coefficients piézorésistifs définis par défaut dans le logiciel de simulation TCAD SENTAURUS.

5.3 Caractérisation électromécanique expérimentale en mode « traction pure »

Après avoir effectuée une étude préliminaire en simulation physique sur le comportement électromécanique de l'IGBT en mode de fonctionnement électrique statique, nous présenterons dans la suite de ce chapitre les expérimentations électromécaniques que nous avons menées suivant différentes configurations. Deux tests mécaniques ont été effectués : traction uniaxiale et flexion quatre points. Dans la partie expérimentale, nous testerons le comportement électromécanique du transistor IGBT et du transistor MOSFET de puissance. Le transistor IGBT est un composant de type asymétrique à grille planaire à conduction de type N, ce composant est disponible dans le commerce sous la référence suivante « IRG4CC40FB ». Cet IGBT est conçu pour une tenue en tension de 600 V et un courant d'anode nominal égal à 27 A à 15 V et à 25°C.

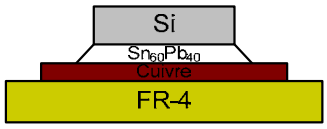
En ce qui concerne le transistor MOSFET de puissance, il s'agit d'un transistor unipolaire à grille planaire de type N. Pour ce composant, nous ne disposons pas de « spécification », par contre nous estimons sa tenue en tension à 50 V à 25°C. Le niveau du courant du drain dépend de la tension grille-source appliquée au transistor MOSFET et au niveau de sa polarisation drain-source.

Le premier mode que nous développons dans ce paragraphe est consacré à la traction uniaxiale sur un assemblage à base d'un substrat de type époxy FR-4. En effet, comme nous l'avons abordé au quatrième chapitre, la traction uniaxiale exercée directement sur les lamelles de transistors s'est avérée difficilement réalisable. Pour cette raison en mode de traction, nous nous limiterons à la traction sur le substrat FR-4.

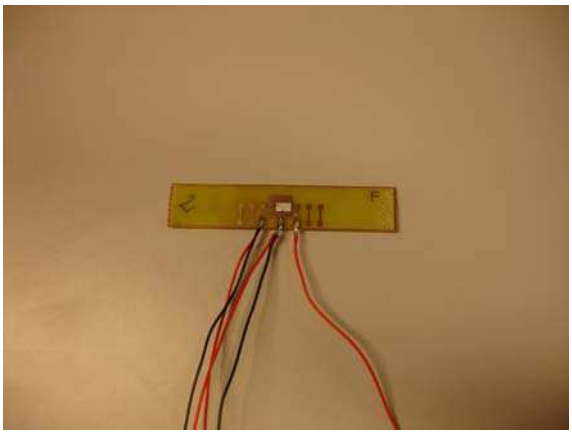
5.3.1 Véhicule de test

Le véhicule de test consiste à braser la puce de puissance (IGBT ou MOSFET de puissance) sur le substrat FR-4 (Figure 5.9 (a)), la brasure utilisée est $Sn_{60}Pb_{40}$. Le cuivre du substrat FR-4 est gravé sur toute la surface excepté les plots d'accueil de la puce et les connexions électrique qui serviront à connecter la puce au traceur des caractéristiques statiques TEK 371A. Les fils électriques des connexions correspondent aux trois fils en rouge sur la figure 5.9 (b), ces fils assurent la connexion des trois broches de la puce (anode, cathode et grille). Les deux fils en noir assurent la fonction « sense » essentiel pour la mesure quatre fils. Le véhicule de test a les dimensions suivantes : L = 10 cm, l = 2 cm et e = 2 mm. La nature résistante du matériau époxy nous permet d'exercer des forces élevées de l'ordre de 4500 N (112 MPa).

Le véhicule de test est placé entre les deux mors de la machine mécanique « INSTRON 5565 », une force de l'ordre de 4500 N est appliquée sur le substrat FR-4. L'acquisition des courbes électriques en mode statique s'effectue simultanément à l'aide du traceur TEK 371A en mode impulsionnel (200 µs), placé à proximité de la machine de caractérisation mécanique (Figure 5.9 (c)). L'acquisition se fait à charge zéro et à charge égal à 4500 N.



(a)



(b)

(c)

Figure 5.9 (a) Coupe 2D de l'assemblage, (b) Véhicule de test, (c) Banc de mesure expérimental

5.3.2 Conditions expérimentales pour les tests électromécaniques

Les essais de caractérisation électromécanique sont basés sur des connaissances dans le domaine mécanique (chapitre 4) et dans le domaine électrique. La caractérisation électrique statique est basée sur le tracé des caractéristiques électriques statiques à l'aide du traceur TEK 371A. La caractéristique de sortie, de transfert et la faculté de blocage seront analysées. La machine de caractérisation mécanique est dédiée à la caractérisation mécanique de différents matériaux, selon les accessoires montés sur la machine, nous pouvons faire des tests de traction uniaxiale avec des mors qui s'adaptent à chaque type de matériaux. Toutes les mesures s'effectuent à température ambiante.

5.3.3 Résultats expérimentaux en traction pure

5.3.3.1 IGBT

Comme nous l'avons démontré au quatrième chapitre (paragraphe 4.4.3), les contraintes mécaniques exercées sur la puce IGBT sont de types multiaxiales. Les résultats de simulation par éléments finis de l'assemblage sur substrat FR-4 effectuées à l'aide du logiciel ANSYS ont montré que la contrainte équivalente de Von Mises S_{eqmax} sans traction est dans l'intervalle [1,69 MPa, 28,5 MPa]. Elle se situe dans l'intervalle [10,9 MPa, 249 MPa] avec la traction uniaxiale exercée sur le substrat FR-4. Pour chaque configuration, nous tracerons les courbes expérimentales correspondantes au mode de fonctionnement électrique statique.

5.3.3.1.1 Caractéristique de sortie I_a (V_{ak})

Comme on peut le constater sur la figure 5.10, la caractéristique de sortie $I_a(V_{ak})$ est insensible à la contrainte mécanique générée par le mode de traction appliqué sur le substrat FR-4. La partie linéaire de la caractéristique de sortie à T = +25°C et V_{gk} = 9V est légèrement influencée par la contrainte mécanique.

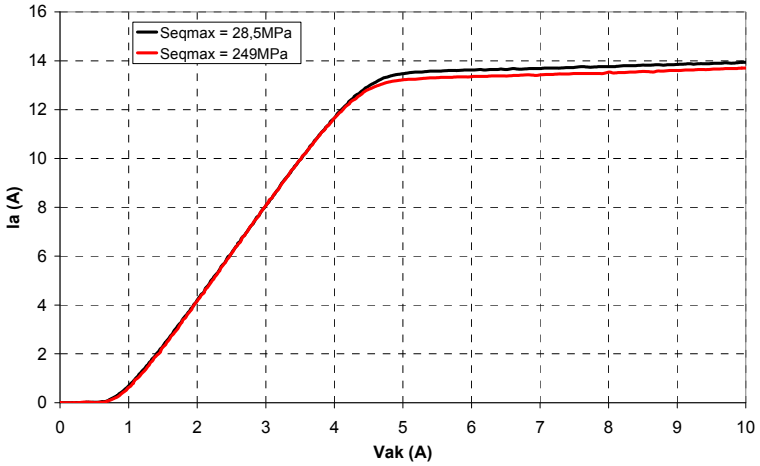


Figure 5.10 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gk} = 9 V et T = 300°K « IGBT »

5.3.3.1.2 Caractéristique de transfert I_a (V_{gk})

Au même titre que la caractéristique de sortie, la caractéristique de transfert n'est pas influencée par le type de contrainte mécanique en mode de traction (Figure 5.11). Ce résultat est prévisible, puisque le comportement de la caractéristique de sortie à V_{gk} = 9 V présente le même comportement électromécanique à savoir une invariance de la courbe courant-tension sous contrainte mécanique.

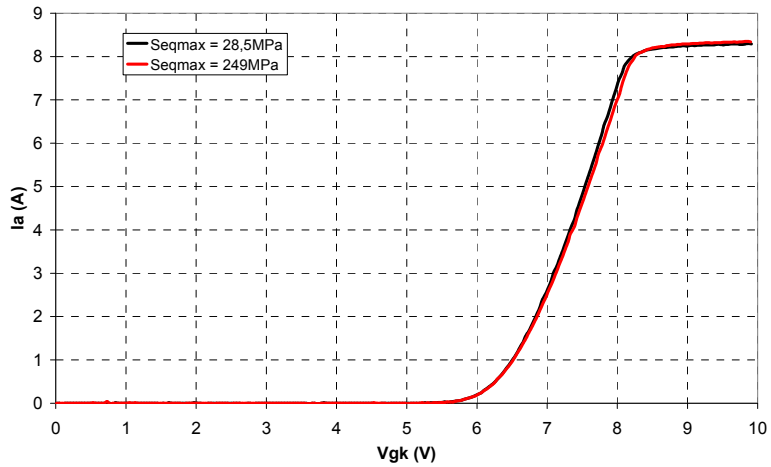


Figure 5.11 $I_a(V_{gk})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ak} = 4V « IGBT »

5.3.3.1.3 Caractéristique de tenue en tension

La figure 5.12 montre la caractéristique de la tenue en tension du composant IGBT, cette caractéristique est inchangée par rapport à l'application de la contrainte mécanique sur le composant. Ce résultat est en concordance par rapport à la simulation effectuée au paragraphe 5.2. Ceci peut s'expliquer par le niveau d'amplitude faible pour modifier les bandes d'énergie de l'IGBT (seulement 30meV pour 500MPa [Usui 05]).

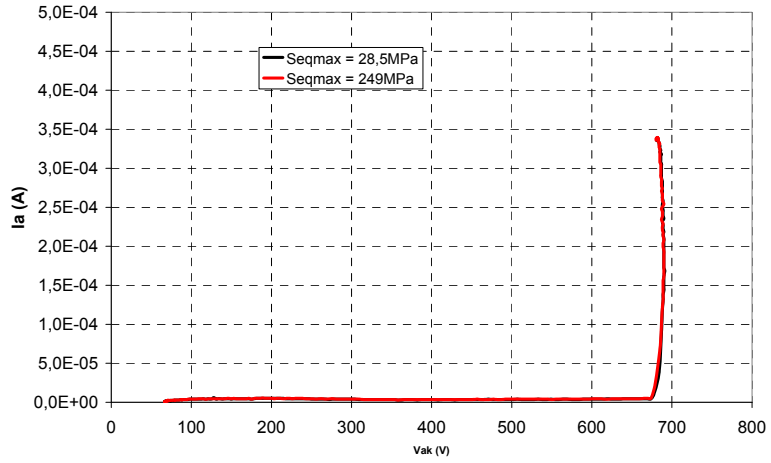


Figure 5.12 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gk} = 0V « IGBT »

En conclusion, pour le chargement en mode traction sur une puce IGBT reportée sur un substrat FR-4, les caractéristiques électriques statiques sont pratiquement insensibles à l'application des contraintes mécaniques.

5.3.3.2 MOSFET

Au même titre que l'étude précédente (paragraphe 5.3.3.1), nous avons réalisé des tests électromécaniques sur l'assemblage de la puce MOSFET sur le substrat FR-4. La distribution des contraintes mécaniques au niveau de la puce MOSFET est déterminée par simulation par éléments finis (paragraphe 4.4.3 du quatrième chapitre). Les résultats de simulation montrent que la contrainte équivalente Von Mises S_{eqmax} sans traction est dans l'intervalle [0,89 MPa, 34,6 MPa]. Elle se situe dans l'intervalle [9,75 MPa, 316 MPa] avec la traction uniaxiale exercée sur le substrat FR-4.

5.3.3.2.1 Caractéristiques de sortie I_d (V_{ds})

Sur la figure 5.13, nous avons la caractéristique de sortie du MOSFET de puissance à V_{gs} = 5 V et à T = +25°C. La courbe en noir représente la caractéristique de la puce brasée sur le substrat FR-4 sans aucune contrainte mécanique appliquée sur le substrat. La courbe en rouge est celle avec l'application de la contrainte uniaxiale sur le substrat FR-4. Cette courbe est légèrement en dessous (2 à 3%) de la courbe sans la contrainte mécanique. La valeur maximale de la contrainte mécanique appliquée sur la puce est de l'ordre de 316 MPa. Seulement, la partie linéaire du composant est influencée par la contrainte mécanique. Ce résultat est le même que celui observé pour les transistors IGBT.

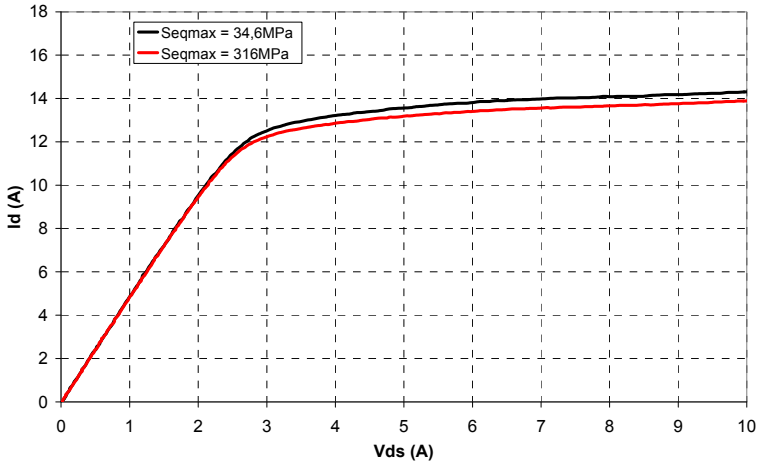


Figure 5.13 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gs} = 5 V et T = 300°K « MOSFET »

5.3.3.2.2 Caractéristique de transfert I_d (V_{gs})

La caractéristique du transfert du transistor MOSFET est présentée sur la figure 5.14, elle est tracée à température ambiante et à V_{ds} = 4 V. La tension de seuil du transistor testé est de l'ordre de 2,8 V. La tension de seuil est insensible par rapport à l'application des contraintes mécanique. Par contre au même titre que la caractéristique de sortie, la caractéristique de transfert sous chargement mécanique est légèrement en dessous (2 à 3%) de celle sans l'application de la contrainte mécanique.

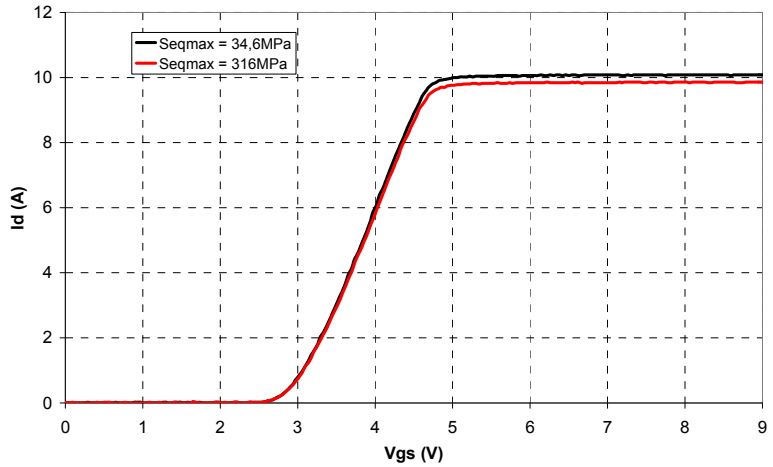


Figure 5.14 $I_d(V_{gs})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ds} = 4 V « MOSFET »

5.3.3.2.3 Caractéristique de la tenue en tension

La tenue en tension du transistor MOSFET testé est de l'ordre de 50 V. Cette caractéristique est inchangée par rapport à l'application de la contrainte mécanique (Figure 5.15). Le comportement de la caractéristique de la tenue en tension du MOSFET de puissance est semblable à celle du transistor IGBT. Ceci peut s'expliquer par la faible influence sur les bandes d'énergie en mode de blocage statique avec l'application des contraintes mécaniques.

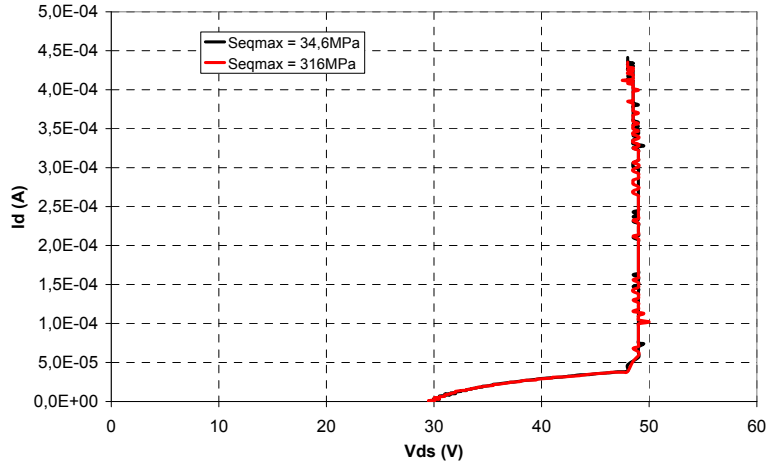


Figure 5.15 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gs} = 0V « MOSFET »

Pour conclure ce paragraphe, on peut dire que le fait de braser les puces de puissance (IGBT et MOSFET de puissance) sur le substrat FR-4 a permis la réalisation des tests expérimentaux en mode de traction uniaxiale appliqué sur le substrat FR-4. Les caractéristiques électriques statiques investiguées dans cette configuration sont pratiquement insensibles aux contraintes mécaniques appliquées sur les transistors.

5.4 Caractérisation électromécanique expérimentale en mode « flexion »

Dans ce paragraphe, nous analyserons le comportement électromécanique des puces IGBT et MOSFET, le mode de chargement mécanique étant la flexion quatre points appliqué sur les lamelles de transistors et sur le substrat FR-4.

5.4.1 Lamelles de transistors

Pour effectuer les tests électromécaniques en mode de flexion appliqués directement sur les lamelles de transistors IGBT et MOSFET, nous avons imaginé de découper des lamelles de transistors à partir d'un wafer gravé. La puce centrale de la lamelle est connectée à travers un substrat sérigraphié avec des fils de câblage en aluminium. Grâce à cette connectique, il est possible de relier la puce ainsi câblée à un traceur de caractéristique électrique TEK 371A afin d'effectuer des relevés électriques statiques sous contraintes mécaniques contrôlées. La contrainte mécanique est appliquée grâce à la machine de caractérisation mécanique équipée du capteur de force 50 N. La température ambiante peut aussi être contrôlée par l'intermédiaire d'une enceinte thermique. La figure 5.16 présente l'instrumentation de la lamelle de transistors nécessaire pour effectuer la caractérisation électromécanique.

L'étape essentielle pour réaliser la caractérisation électromécanique est l'élaboration du véhicule de test, qui reste délicat car il faut pour pouvoir connecter électriquement une puce appartenant à la lamelle. La difficulté vient d'une part de la fragilité à manipuler les lamelles du silicium et d'autre part du fait du non report de la puce sur un substrat. Notre motivation principale est de minimiser les contraintes mécaniques dues à la phase de report des puces.

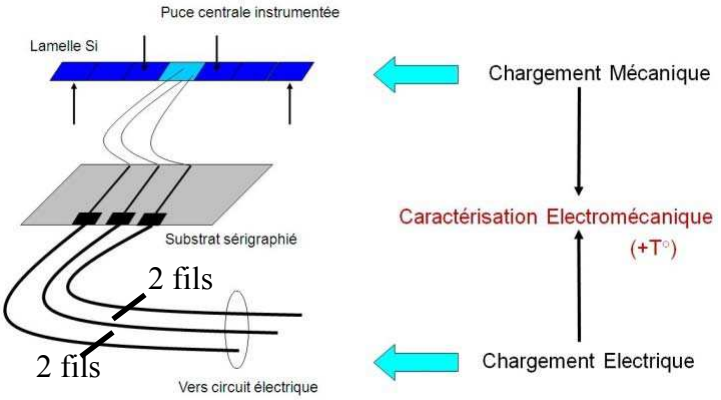


Figure 5.16 Instrumentation de la lamelle pour la caractérisation électromécanique

5.4.1.1 Véhicule de test

Classiquement pour réaliser les connexions de la puce de puissance, on brase la puce sur un substrat métallisé. Sachant que le composant est à conduction verticale l'anode se trouve à l'arrière de la puce de puissance. A travers la couche métallique du substrat, nous réalisons la connexion de la partie anode. Une fois la puce fixée sur son substrat, on connecte les deux électrodes restantes (grille et cathode) situées sur la face avant de la puce. Le véhicule de test que nous voulons réaliser ne doit pas être fixé sur un substrat pour éviter d'introduire des contraintes mécaniques résiduelles. La lamelle doit être libre de toute contrainte mécanique externe.

La première phase pour réaliser le véhicule de test est de se procurer des plaquettes (wafers) de transistor IGBT et MOSFET de puissance non prédécoupés. La difficulté à ce niveau réside dans le fait que dans le commerce les plaquettes disponibles sont prédécoupées. Grâce à une collaboration avec FREESCALE, pour les plaquettes des transistors MOSFETs, nous avons récupéré des plaquettes non prédécoupées. Les plaquettes de transistors IGBTs sont fournies par le fabricant INTERNATIONAL RECTIFIER (IRG4CC40Fb). La découpe se fera suivant deux axes comme indiquée sur la figure 5.17.

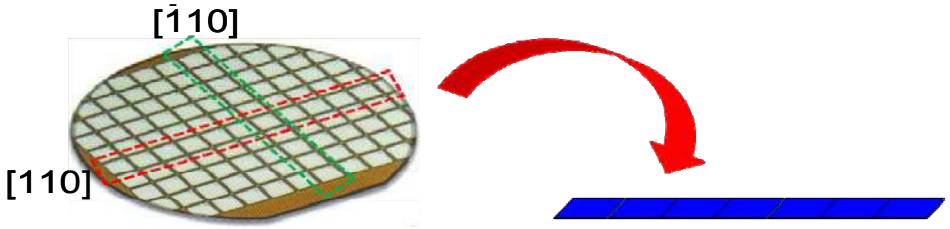


Figure 5.17 Lamelles IGBT obtenues à partir d'un wafer (découpes suivants les deux axes cristallographiques)

Après avoir découpé les lamelles de transistors, il faut réaliser les connexions électriques pour permettre la caractérisation électromécanique. Pour effectuer cette phase nous avons un impératif qui consiste à câbler une puce centrale de la lamelle sans introduire des contraintes mécaniques supplémentaires sur cette puce. La puce sous test sera libre de toutes contraintes mécaniques.

A noter que la position de la connexion de la partie anode du composant est primordiale dans l'acquisition des courbes électriques statiques du transistor. En effet, suivant chaque véhicule de test réalisé, la résistance d'accès aux différentes électrodes du transistor n'est pas uniforme.

La figure 5.18 présente la proposition requise pour la réalisation de la connexion originale du véhicule de test. La réalisation de la phase connexion de la puce centrale de puissance s'effectue en plusieurs étapes :

- Fixation de la lamelle sur un support mobile pour réaliser la connexion de la grille et de la cathode de la puce par l'intermédiaire de la machine de câblage filaire. Le fil de la grille est de diamètre égal à 25 µm et la cathode est réalisée avec un fil plus épais 200 µm ;
- La connexion de l'anode se fait sur la partie arrière de la puce. Nous réalisons cette connexion par soudure d'un fil sur une partie à l'extrémité de la puce centrale pour éviter d'introduire des contraintes mécaniques liées à la soudure ;
- La dernière étape consiste à retirer les fixations pour laisser la lamelle complètement libre. La lamelle ainsi réalisée est tenue exclusivement par les trois fils de connexions (grille, cathode et anode).

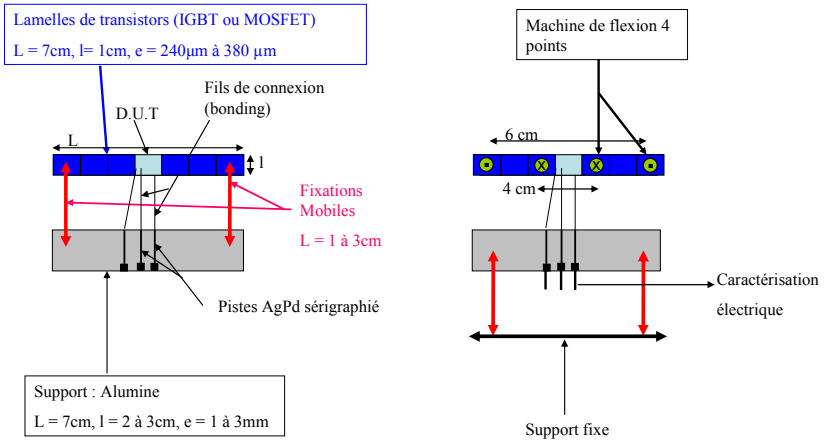


Figure 5.18 Proposition du véhicule de test

Une fois le véhicule de test réalisé, la manipulation de celui-ci est très difficile du fait de la fragilité d'une part des connexions filaires, et d'autre part la fragilité de la lamelle de transistors elle-même. On note à ce niveau beaucoup de cassures avant même les tests électromécaniques. La réalisation du véhicule de test a pris beaucoup de temps (six mois). Ceci est dû essentiellement à la complexité de connecter une puce de puissance sur ses deux faces, d'autant plus que la connexion de la partie haute doit être protégée pour réaliser la connexion de la partie basse du composant.

Les tailles des puces individuelles sont :

- Longueur = 5,98 mm, largeur = 4,31 mm et épaisseur = 380 µm, pour l'IGBT
- Longueur = 6,93 mm, largeur = 4,26 mm et épaisseur = 240 µm, pour le MOSFET

Les lamelles de transistors MOSFET étant d'épaisseur plus faible que les lamelles de transistors IGBT, leur manipulation est difficile. De ce fait, la manipulation des lamelles de transistors MOSFET est plus délicate en comparaison avec les lamelles de transistors IGBT.

La flexion quatre points s'effectue dans les conditions suivantes :

- Distance entre les deux points d'appui L = 6 cm
- Distance entre les deux points de support a = 2cm

Grâce à une collaboration fructueuse avec l'ensemble du personnel responsable de la plateforme technologique TAMIS du laboratoire IMS et en particulier l'assistant ingénieur Monsieur Guillaume BLANCHOT (que je remercie pour son application dans l'aboutissement de ce projet ambitieux), nous avons réussi à fabriquer les véhicules de test présentés sur la figure 5.19. La connexion entre le véhicule de test et le traceur de courbes statiques comprend cinq fils : les trois fils rouge pour la connexion des trois broches du transistor (grille, cathode et anode), les deux fils noirs consacrée à la partie « sense » de la mesure quatre fils réalisés avec le traceur TEK371A.

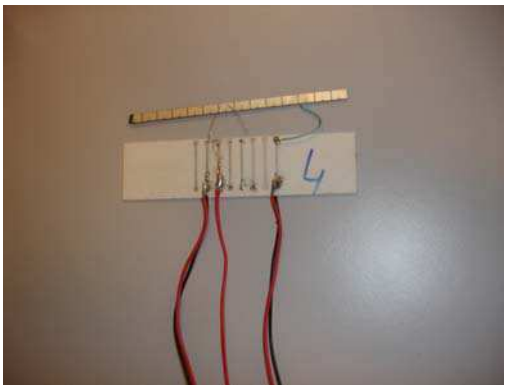


Figure 5.19 Lamelles de transistors MOSFET câblée à travers un substrat sérigraphié

5.4.1.2 Conditions expérimentales pour les tests électromécaniques

Après avoir réalisé le véhicule de test, nous effectuerons les essais de caractérisation électromécanique. Les lamelles de transistors seront en mode de flexion exercée directement sur ces lamelles. Simultanément à l'aide du traceur TEK371A, nous faisons l'acquisition des caractéristiques électriques statiques du transistor : caractéristiques de sortie, caractéristique de transfert et la caractéristique de la tenue en tension.

En mode de flexion quatre points deux configurations seront testées. La première configuration consiste à la traction de la partie haute du transistor (Figure 5.20 (a)) ; la deuxième configuration consiste à appliquer une contrainte mécanique de compression sur la partie haute de la puce (Figure 5.20 (b)). La flexion quatre points permet d'avoir une distribution symétrique des contraintes mécaniques suivant l'épaisseur du transistor testé.

L'intérêt d'avoir une distribution symétrique des contraintes mécaniques est d'appliquer suivant l'épaisseur du composant une contrainte différemment distribuée. Ceci peut aider à déterminer les zones sensibles du composant par rapport aux types de contraintes mécaniques appliquées.

(a) (b)

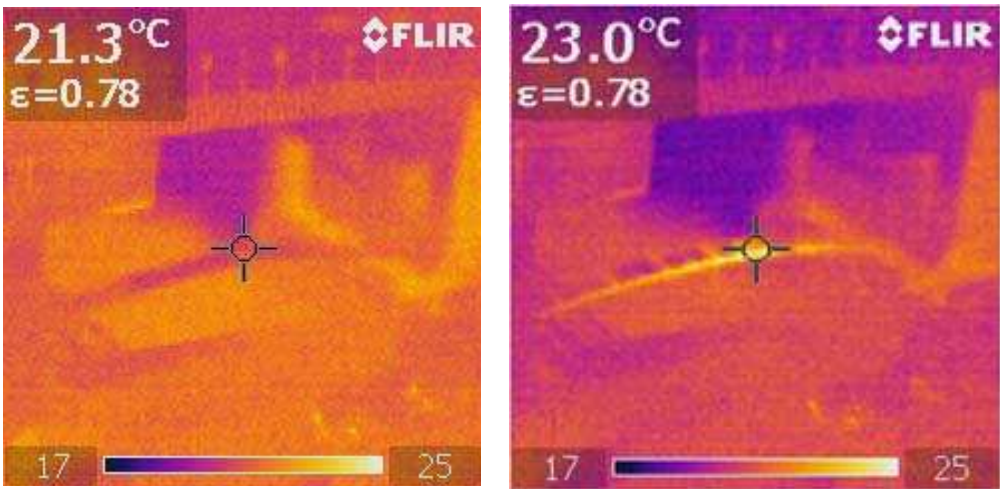
Figure 5.20 Lamelles de transistors sous flexion (a) Traction - compression, (b) Compression – traction

Nous pouvons fixer la température ambiante à l'intérieur de l'enceinte entre -100°C et +300°C. Dans notre étude expérimentale, nous fixons la température ambiante de l'enceinte à : -40°C, -20°C, 0°C, +25°C, +50°C, +75°C, +100°C et 125°C. L'étude en température permet de réaliser une caractérisation électro-thermo-mécanique des lamelles de transistors IGBT et MOSFET.

5.4.1.3 Vérification de l'auto-échauffement

Les mesures sont effectuées sous température ambiante contrôlée à l'aide d'une enceinte climatique. Il est important de noter que les lamelles de transistors (IGBT et MOSFET) ne sont pas reportées sur un dissipateur, ce qui implique que la puissance dissipée par les puces testées va être limitée en l'absence de dissipateur. Par conséquent, il convient de vérifier que les effets d'auto-échauffement sont négligeables en mode impulsionnel imposé par le traceur de caractéristiques électriques statiques TEK371A (durée de l'impulsion d'environ 300µs).

Afin de vérifier l'auto-échauffement des lamelles de transistors, nous avons effectué une estimation de la distribution de la température sur ces lamelles sans (Figure 5.21 (a)) et avec (Figure 5.21 (b)) polarisation électrique. La mesure est réalisée à l'aide d'une caméra infrarouge (FLIR fréquence d'échantillonnage 9Hz). La thermographie infra-rouge nécessite une émissivité des cibles proche de 1. Afin de pouvoir se rapprocher de cette émissivité, il est habituel de peindre les cibles avec une peinture noire dont l'émissivité est voisine de 1. Or, les échantillons étant très fragiles et délicats à concevoir, nous n'avons pas pris le risque de les peindre. Nous avons juste effectué une correction d'émissivité au niveau de la caméra infra-rouge. Comme on peut le constater sur la figure 5.21 (b), l'estimation de la variation de la température est inférieure à 2°C pour une tension anode-cathode de 8V à 3A, ceci indiquerait que l'auto-échauffement est minimisé en mode statique impulsionnel.



(a) (b)

Figure 5.21 Distribution de la température sur la lamelle de transistors IGBT (a) Sans polarisation électrique (b) Polarisation électrique à 8Vet 3A

5.4.1.4 Résultats expérimentaux

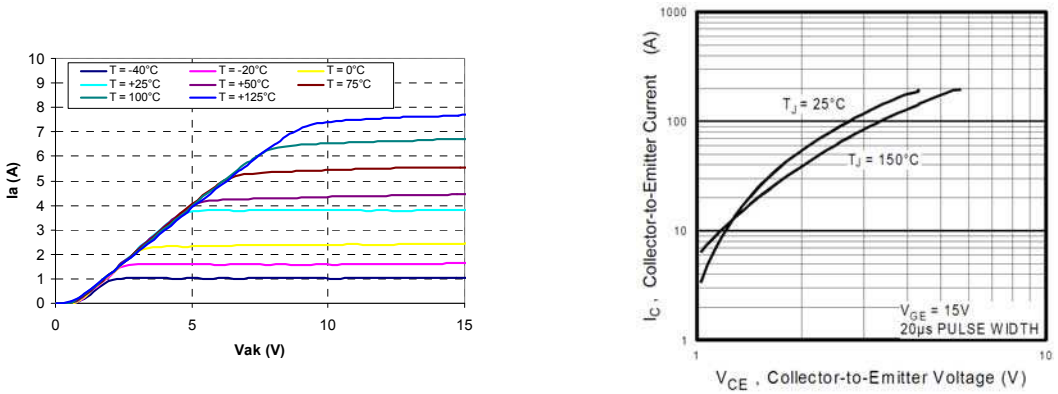
5.4.1.4.1 IGBT

La contrainte mécanique exercée sur les lamelles de transistors IGBT est de type uniaxiale non uniformément répartie suivant l'épaisseur de ces lamelles (chapitre 4). Les contraintes maximales sont de l'ordre de -150 MPa en mode de compression et de +250 MPa en mode de traction.

a) Caractéristiques de sortie I_a (V_{ak})

La tension grille-cathode est fixée à 7 V. La puce sous test n'étant pas reportée sur un substrat pour évacuer les calories, nous nous limiterons à cette valeur de polarisation pour éviter un auto-échauffement excessif de la puce. La première étude effectuée est purement électrothermique. Nous mettons la lamelle de transistors IGBT à l'intérieur de l'enceinte thermique. En l'absence du chargement mécanique en flexion, nous fixerons la température à l'intérieur de la chambre climatique et nous effectuerons les acquisitions des caractéristiques de sortie en fonction de la température fixée.

La figure 5.22 (a) montre la caractéristique de sortie pour différentes températures ambiantes : -40°C, -20°C, 0°C, +25°C, +50°C, +75°C, +100°C et +125°C. On constate que le niveau du courant d'anode augmente avec la température, ce comportement est conforme à la spécification du composant présentée sur la figure 5.22 (b). En effet pour des niveaux de courant inférieur à 10 A, le niveau du courant d'anode augmente avec la température. L'IGBT étudié étant un composant asymétrique, il présente un coefficient positif puis négatif suivant le niveau du courant d'anode (Figure 5.22 (b)).



(a) (b)

Figure 5.22 (a) $I_a(V_{ak})$ suivant la température ambiante à V_{gk} = 7 V
(b) $I_a(V_{ak})$ à V_{gk} = 15 V « datasheet » « IGBT »

En ce qui concerne la caractérisation électromécanique à -150 MPa et à +250 MPa, sur la figure 5.23, nous avons la réponse électrique du courant d'anode pour trois températures : -40°C, +25°C et +125°C. Sur les trois caractéristiques, la partie saturation de l'IGBT n'est pas influencée par les contraintes mécaniques alors que la partie linéaire l'est. A basse température, l'influence des contraintes mécaniques est plus importante en comparaison avec le comportement électromécanique à haute température. Le sens de la variation du courant d'anode, par rapport à la contrainte mécanique, suit les mêmes tendances trouvées en simulation (paragraphe 5.2.3) à savoir une augmentation du niveau du courant avec la contrainte de traction et la diminution de la partie linéaire avec la contrainte en compression.

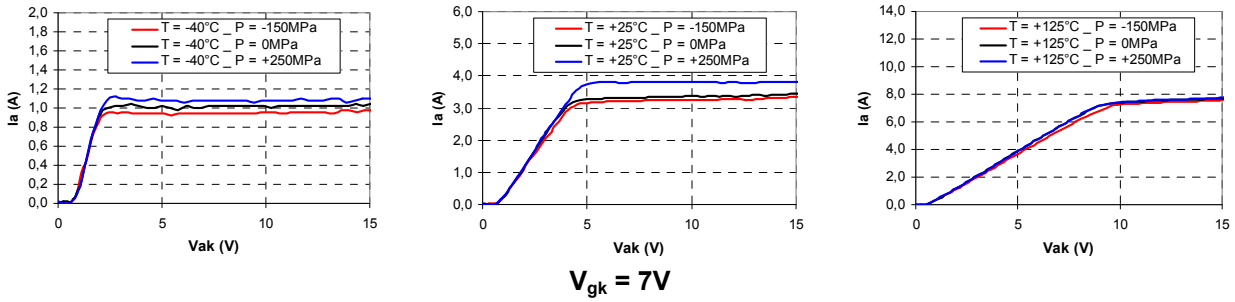


Figure 5.23 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gk} = 7 V
(a) T = -40°C, (b) T = +25°C, (c) T = +125°C « IGBT »

b) Caractéristique de transfert I_a (V_{gk})

En ce qui concerne la caractéristique de transfert, on peut constater sur la figure 5.24 que la transconductance g_m du transistor n'est pas influencée par l'application des différentes températures, par contre la tension du seuil de l'IGBT diminue lorsque la température augmente.

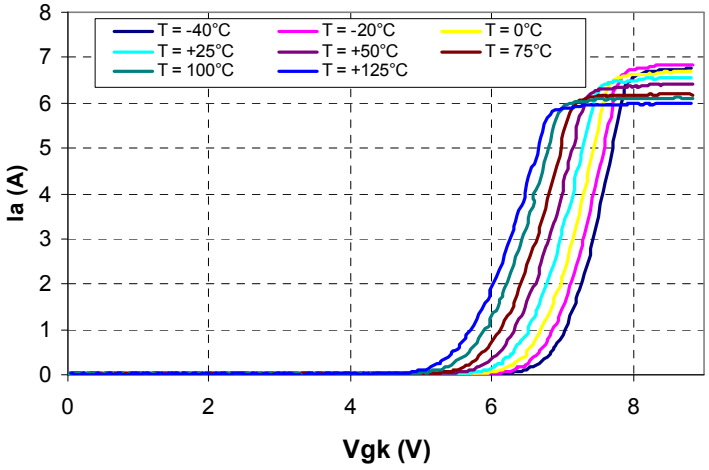
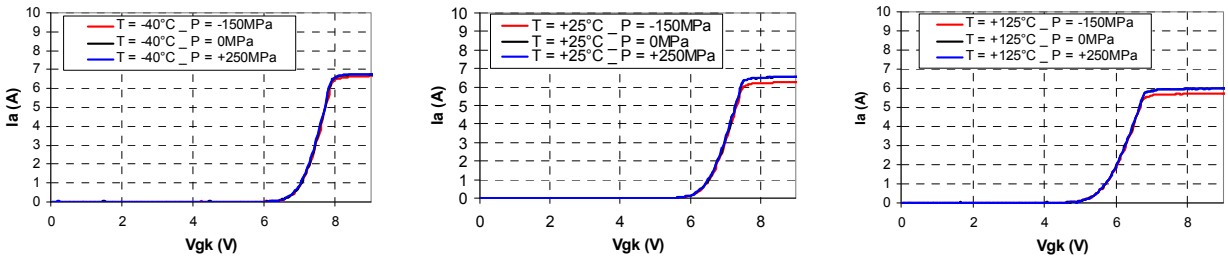


Figure 5.24 $I_a(V_{gk})$ suivant la suivant la température ambiante à V_{ak} = 4 V « IGBT »

Avec l'application des contraintes mécaniques, la caractéristique de transfert n'enregistre presque aucune modification et ceci à différentes températures appliquées entre -40°C et +125°C. On note une légère diminution du niveau du courant d'anode avec la contrainte de traction (Figure 5.25). Ce résultat est prévisible parce que le niveau de la polarisation est maintenu faible pour éviter tout auto-échauffement excessif de la lamelle de transistors (dans notre exemple V_{ak} = 4V).



(a) (b) (c)

Figure 5.25 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{ak} = 4 V (a) T = -40°C, (b) T = +25°C, (c) T = +125°C « IGBT »

c) Caractéristique de la tenue en tension

Avec l'application de la température, la caractéristique de la tenue en tension a tendance à augmenter (Figure 5.26), la tension maximale de blocage statique passe de 620 V à T = -40°C à 720 V à T = +125°C et le courant de fuite augmente.

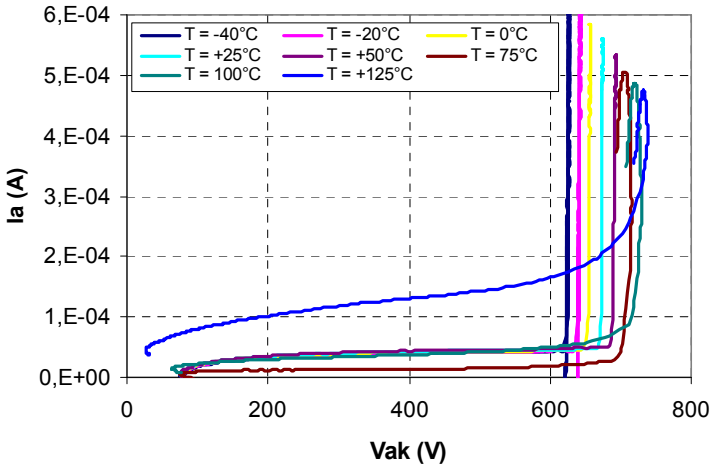
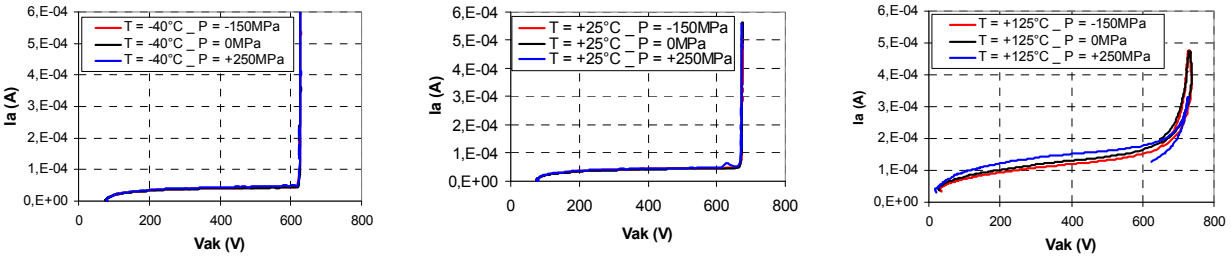


Figure 5.26 $I_a(V_{ak})$ suivant la température ambiante à : à V_{gk} = 0 V « IGBT »

Avec l'application des contraintes mécaniques, la caractéristique de la tenue en tension n'enregistre pas de modification (Figure 5.27). Ce résultat est valable pour les différentes températures. L'expérimentation montre les mêmes tendances que la simulation effectuée dans le paragraphe 5.2.4 de ce chapitre.

La figure 5.27 (c) montre que le courant de fuite de l'IGBT augmente avec l'application de la contrainte thermique, ce qui était prévisible.



(a) (b) (c)

Figure 5.27 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gk} = 0 V
(a) T = -40°C, (b) T = +25°C, (c) T = +125°C « IGBT »

Le comportement électromécanique de l'IGBT à différentes températures a été investigué dans ce paragraphe. On peut dire que généralement les caractéristiques électriques statiques ne sont pas modifiées par l'application des contraintes mécaniques de type uniaxiales à faible niveaux (seulement 150 MPa en compression et +250MPa en traction). Par contre, on retrouve les mêmes tendances qu'en simulation en ce qui concerne la caractéristique de sortie et la caractéristique de la tenue en tension.

Dans le paragraphe suivant, on refera la même caractérisation électromécanique expérimentale sur le transistor MOSFET de puissance.

5.4.1.4.2 MOSFET

Au même titre que pour les lamelles de transistors IGBT, la contrainte mécanique exercée sur les lamelles de transistors MOSFET est de type uniaxiale non uniformément répartie suivant l'épaisseur des lamelles (chapitre 4). Les contraintes mécaniques maximales sont de l'ordre de -250 MPa en mode de compression et de +250 MPa en mode traction. Les trois caractéristiques électriques statiques seront investiguées.

On rappelle que ne nous disposons pas de la spécification du transistor MOSFET, nous avons saisi l'occasion d'avoir ce type de composant pour effectuer les tests électromécaniques. Ces tests sont intéressants pour ce composant qui se caractérise par son caractère unipolaire. En effet, le transistor MOSFET testé est un transistor vertical à grille isolée de type N (le courant est constitué essentiellement d'électrons).

Comme nous l'avons montré au deuxième chapitre dédié à la modélisation électromécanique des composants électroniques, le comportement électromécanique dépend entre autres de la nature des porteurs de charges (électrons ou trous), dans cette optique

l'étude des composants unipolaires est primordial pour la compréhension de l'effet des contraintes mécaniques suivant la nature du courant électrique traversant le composant.

a) Caractéristiques de sortie I_d (V_{ds})

Pour tracer la caractéristique de sortie du MOSFET, on soumet les deux bornes drain-source du transistor à un échelon en tension V_{ds} et on mesure le courant I_d traversant le transistor MOSFET. Le traceur de caractéristique envoie des impulsions chaque 200 µs pour tracer toute la caractéristique de sortie.

La figure 5.28 montre le comportement électrothermique du transistor MOSFET pour deux valeurs de la tension grille-source 4 V et 5 V. Pour la tension V_{gs} = 4 V, le courant de la partie linéaire des caractéristiques de sortie a un comportement inchangé par rapport à la température appliquée à l'intérieur de l'enceinte thermique. La partie saturation enregistre la diminution du niveau du courant avec l'augmentation de la température ambiante à l'intérieur de l'enceinte thermique. A V_{gs} = 5V, le courant de drain du MOSFET atteint des valeurs relativement élevées de l'ordre de 25 A, il a tendance à baisser lorsque la température augmente (Figure 5.28 (b)).

Ce comportement est en concordance avec l'augmentation de la résistance R_{DSON} du transistor MOSFET avec l'augmentation de la température.

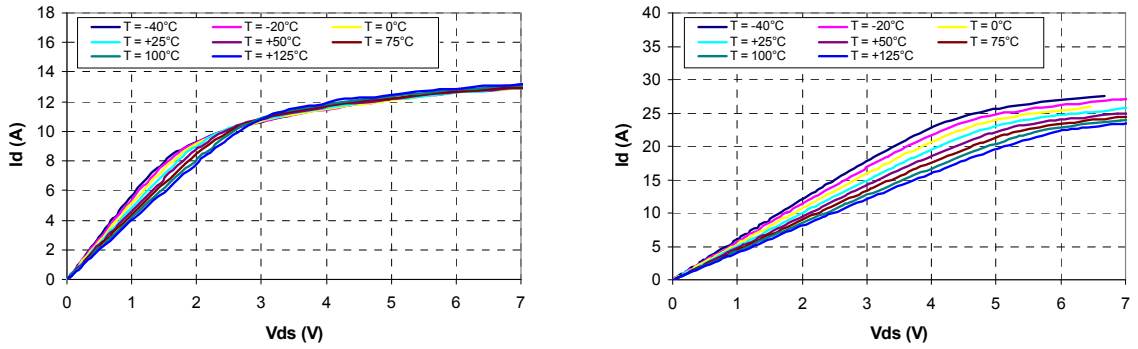


Figure 5.28 $I_d(V_{ds})$ suivant la température ambiante à : (a) V_{gs} = 4 V, (b) V_{gs} = 5 V « MOSFET »

En ce qui concerne le comportement électromécanique, la caractéristique de sortie n'enregistre aucune variation à V_{gs} = 4 V et V_{gs} = 5 V. Ce comportement est indépendant de la température ambiante (Figure 5.29). Le transistor MOSFET est peu sensible aux contraintes mécaniques de type uniaxiales de l'ordre de +/- 250 MPa.

Par contre, comme nous le verrons par la suite, le transistor MOSFET testé est sensible aux contraintes de type multiaxiales.

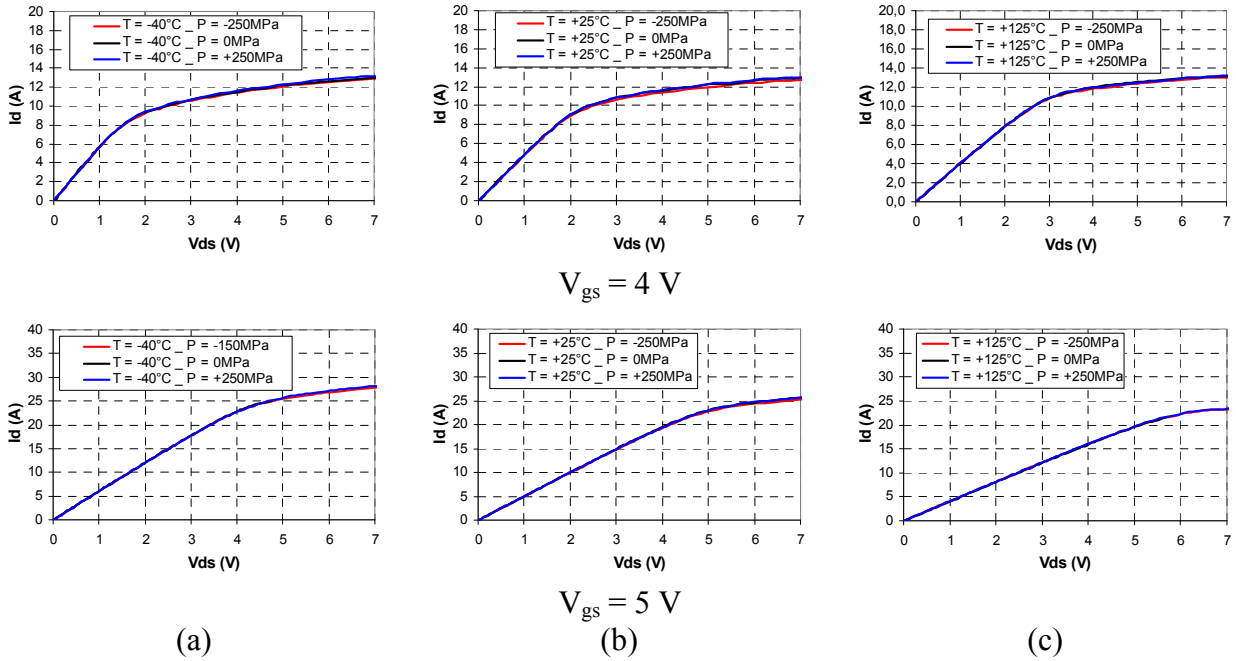


Figure 5.29 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gs} = 4 V et à V_{gs} = 5 V (a) T = -40°C, (b) T = +25°C, (c) T = +125°C « MOSFET »

b) Caractéristique de transfert I_d (V_{gs})

La caractéristique de transfert du transistor MOSFET est présentée sur la figure 5.30. Il s'agit de tracer le courant du drain I_d en fonction de la tension grille-source V_{gs} à tension drain-source V_{ds} donnée. On peut diviser le comportement électrothermique en deux phases : la première phase (V_{gs} inférieure à 4 V) où le courant I_d augmente avec l'augmentation de la température, la deuxième phase (V_{gs} supérieure à 4 V) le sens de la variation du courant est inversé par rapport à la température appliquée à l'intérieur de l'enceinte thermique.

La tension de seuil et la transconductance du transistor MOSFET g_m dépendent de la température ambiante. On peut constater que le comportement électrothermique du transistor MOSFET est différent par rapport au comportement électrothermique du transistor IGBT.

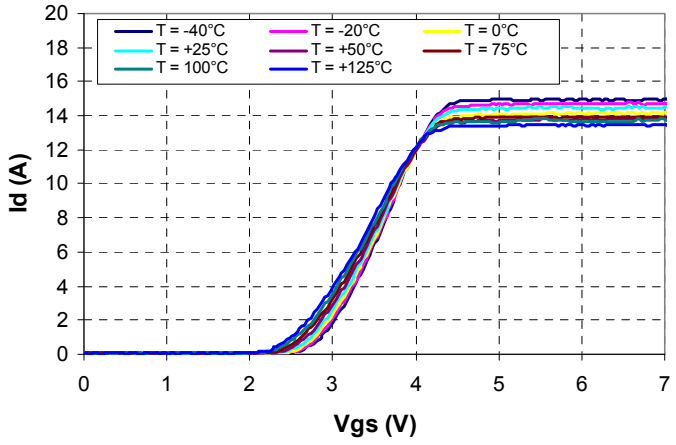
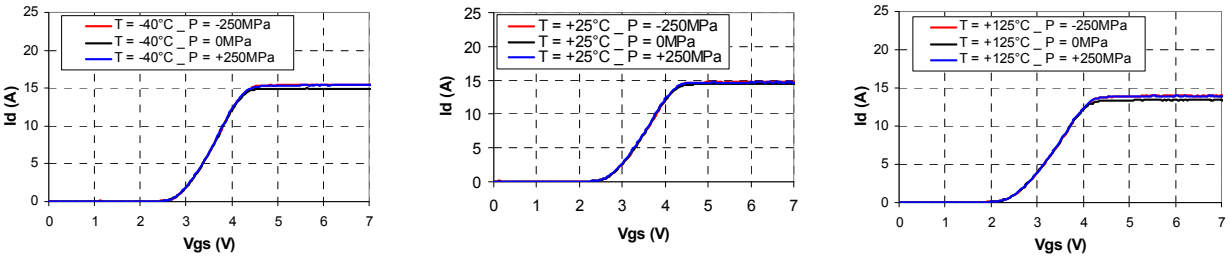


Figure 5.30 $I_d(V_{gs})$ suivant la suivant la température ambiante à V_{ds} = 4 V « MOSFET »

En ce qui concerne le comportement électromécanique de la caractéristique de transfert I_d (V_{gs}), on constate le même comportement à savoir l'invariabilité de cette dernière par rapport à l'application de la contrainte mécanique uniaxiale. Ce comportement est valable pour les différentes températures ambiantes.

Le comportement électromécanique du transistor MOSFET sous chargement uniaxiale est caractérisé par l'invariabilité de ces caractéristiques électriques statiques de sortie et de transfert. L'application des différentes températures ne change pas ce comportement électromécanique du transistor MOSFET de puissance. Ce comportement peut s'expliquer par la nature uniaxiale de la contrainte mécanique appliquée sur le composant.



(a) (b) (c)

Figure 5.31 $I_d(V_{gs})$ suivant la contrainte mécanique à V_{ds} = 4V
(a) T = -40°C, (b) T = +25°C, (c) T = +125°C « MOSFET »

c) Caractéristique de la tenue en tension

La caractéristique de la tenue en tension du transistor MOSFET (Figure 5.32) présente le même comportement électrothermique que le transistor IGBT. En effet, la caractéristique de blocage augmente avec l'augmentation de la température ainsi que le courant de fuite.

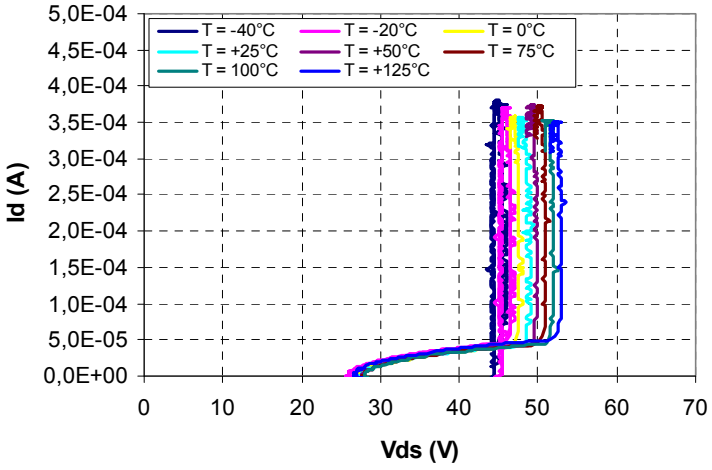
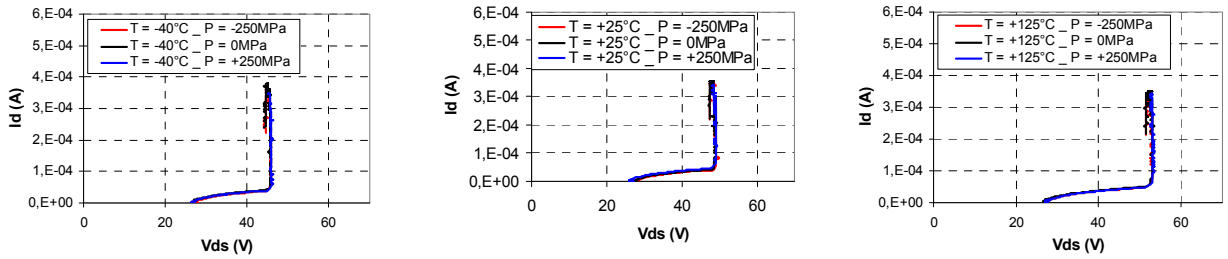


Figure 5.32 $I_d(V_{ds})$ suivant la température ambiante à : à V_{gs} = 0 V « MOSFET »

Par rapport au comportement électromécanique, on peut constater que la caractéristique de la tenue en tension n'est pas influencée par la contrainte mécanique quelle que soit la température ambiante (Figure 5.33). Ce comportement est typique en ce qui concerne la caractéristique de la tenue en tension.



(a) (b) (c)

Figure 5.33 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gs} = 0V
(a) T = -40°C, (b) T = +25°C, (c) T = +125°C « MOSFET »

En conclusion, on peut dire que le comportement électrothermique des transistors IGBT et MOSFET investigués dans ce paragraphe est conforme au comportement électrothermique prévisionnel de ces composants.

En ce qui concerne le comportement électromécanique du transistor MOSFET à différentes températures, on peut constater que généralement les caractéristiques électriques statiques ne sont pas modifiés par l'application des contraintes mécaniques de type uniaxiales à faibles niveaux : -250 MPa en compression et +250MPa en traction.

5.4.2 Puce reportée sur un substrat FR-4

5.4.2.1 Véhicule de test

Le véhicule de test investigué dans ce paragraphe est le même véhicule de test présenté dans le paragraphe 5.3. Il consiste en une puce de puissance (IGBT et MOSFET de puissance) brasée sur le substrat FR-4. La brasure utilisée est $Sn_{60}Pb_{40}$.

5.4.2.2 Conditions expérimentales pour les tests électromécaniques

Le véhicule de test est placé sous le dispositif de flexion quatre points de la machine de caractérisation mécanique. Le chargement en flexion se fait en déplacement vertical à +/- 3mm. Nous limiterons le déplacement de la traverse à +/- 3mm pour éviter les cassures des puces observées aux alentours de ces valeurs de déplacement.

L'acquisition des courbes électriques en mode statique s'effectue à l'aide du traceur TEK 371A en mode impulsionnel à faible niveau de polarisation, le traceur est placé à proximité de la machine de caractérisation mécanique. Les deux configurations (Figure 5.34)

de la flexion seront investiguées. Pour le substrat FR-4, toutes les mesures s'effectuent à température ambiante.

(a) (b)

Figure 5.34 Substrat FR-4 sous flexion (a) Traction - Compression, (b) Compression - Traction

5.4.2.3 Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe, nous présenterons les résultats expérimentaux relatifs aux transistors IGBT et MOSFET.

5.4.2.3.1 IGBT

Les contraintes mécaniques exercées sur la puce IGBT sont de types multiaxiales (voir chapitre 4). Leur niveau dépend du chargement appliqué en déplacement (+/- 3 mm). La contrainte mécanique équivalente Von Mises S_{eqmax} sans aucun déplacement est dans l'intervalle [1,69 MPa, 28,5 MPa]. Pour un déplacement de +3 mm, elle se situe dans l'intervalle [6,9 MPa, 647 MPa], et est dans l'intervalle [5,88 MPa, 632 MPa] pour un déplacement de -3 mm. Ces valeurs sont obtenues à l'aide de la simulation par éléments finis ANSYS au niveau de l'assemblage, ces simulations ont été réalisées au quatrième chapitre (paragraphe 4.5.3). Pour chaque configuration, nous tracerons les courbes expérimentales correspondantes au mode de fonctionnement électrique.

a) Caractéristiques de sortie I_a (V_{ak})

Comme on peut le constater sur la figure 5.35, la caractéristique de sortie $I_a(V_{ak})$ est insensible à la contrainte mécanique générée par le mode de flexion quatre points appliqué sur le substrat FR-4. On rappelle que la contrainte mécanique appliquée sur le transistor IGBT est de nature multiaxiale. En mode de traction, la contrainte équivalente de Von Mises est de l'ordre de 647 MPa, elle est de l'ordre de 632 MPa en mode de compression (chapitre 4).

On constate que la caractéristique de sortie de l'IGBT reste insensible aux contraintes mécaniques. Ceci peut s'expliquer par les faibles niveaux de courant (de l'ordre de

14 A). On a plus de chance de voir des changements des caractéristiques de sortie pour des valeurs élevées du courant *[Usui05, Tana06]*.

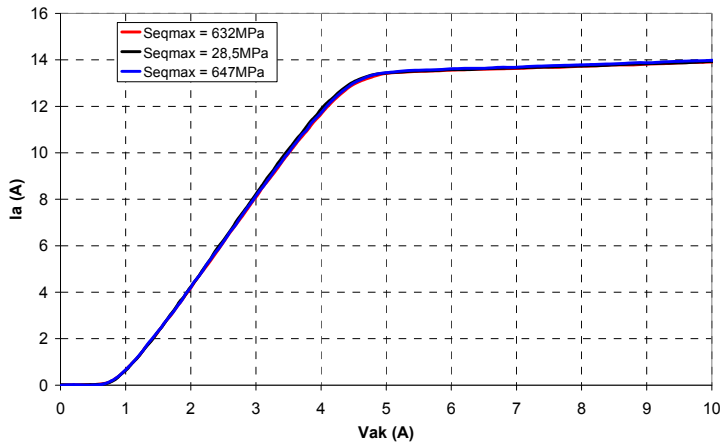


Figure 5.35 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique pour V_{gk} = 9 V et T = 300°K « IGBT »

b) Caractéristique de transfert I_a (V_{gk})

La caractéristique de transfert n'est également pas influencée par le type de contrainte mécanique en mode de flexion (Figure 5.36). Ce résultat est prévisible, puisque le comportement de la caractéristique de sortie à V_{gk} = 9 V présente le même comportement électromécanique à savoir une invariance de la courbe courant-tension sous contrainte mécanique multiaxiale.

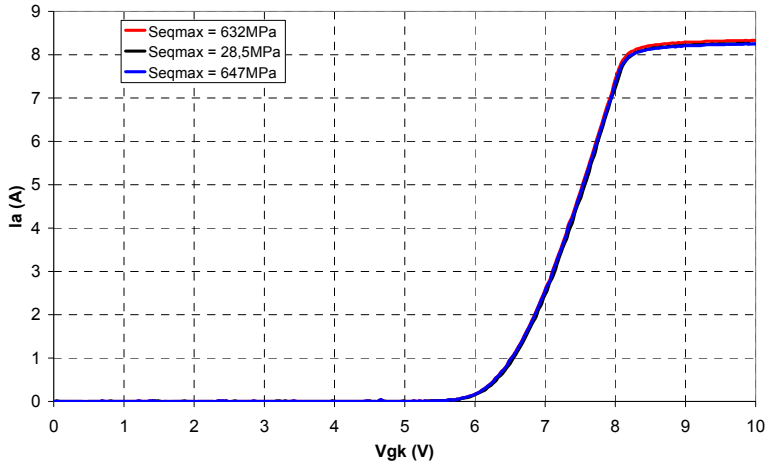


Figure 5.36 $I_a(V_{gk})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ak} = 4V « IGBT »

c) Caractéristique de la tenue en tension

La figure 5.37 montre la caractéristique de la tenue en tension du composant IGBT, cette caractéristique est inchangée par rapport à l'application de la contrainte mécanique sur le composant.

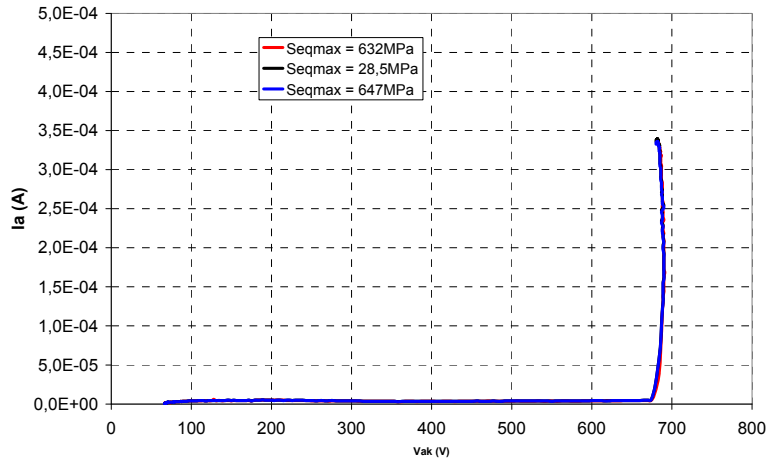


Figure 5.37 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gk} = 0V « IGBT »

En conclusion, pour le chargement en mode flexion sur une puce IGBT reportée sur un substrat FR-4, les caractéristiques électriques statiques sont insensibles à l'application des contraintes mécaniques. On retrouve ici le même comportement que celui observé pour les lamelles de transistors IGBT. Ceci prouve qu'aux faibles niveaux de courant et de contraintes mécaniques, les caractéristiques électriques statiques du composant IGBT testé sont insensibles aux contraintes mécaniques.

5.4.2.3.2 MOSFET

En ce qui concerne l'assemblage du transistor MOSFET, la contrainte équivalente de Von Mises S_{eqmax} obtenue par simulation ANSYS sans déplacement est dans l'intervalle [0,89 MPa, 34,6 MPa], pour un déplacement de +/- 3 mm elle se situe dans l'intervalle [6,93 MPa, 584 MPa] pour la première configuration et elle se trouve dans l'intervalle [7,81 MPa, 573 MPa] pour la deuxième configuration.

a) Caractéristiques de sortie I_d (V_{ds})

Comme on peut le constater sur la figure 5.38, la caractéristique de sortie $I_d(V_{ds})$ est sensible à la contrainte mécanique générée par le mode de flexion appliqué sur le substrat FR-4. La contrainte mécanique en configuration traction-compression (S_{eqmax} = 584 MPa) a tendance à augmenter le courant de drain (courbe en bleu), alors que la contrainte mécanique en configuration compression-traction (S_{eqmax} = 573 MPa) n'a pas d'influence sur la caractéristique de sortie.

L'influence des contraintes mécaniques sur le comportement électrique statique du composant MOSFET peut s'expliquer par la nature du courant électrique unipolaire caractérisant ce composant.

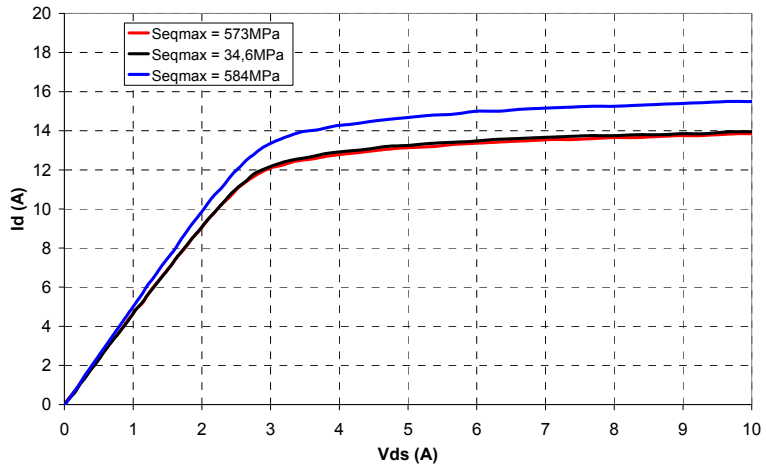


Figure 5.38 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique pour V_{gs} = 5 V et T = 300°K « MOSFET »

b) Caractéristique de transfert I_d (V_{gs})

La caractéristique de transfert suit la même tendance que la caractéristique de sortie du MOSFET à savoir en configuration traction-compression, le courant de drain a tendance à augmenter, alors que la contrainte mécanique en configuration compression-traction n'a pas d'influence dur la caractéristique de sortie (Figure 5.39). On peut avoir la même explication qu'au paragraphe précédent.

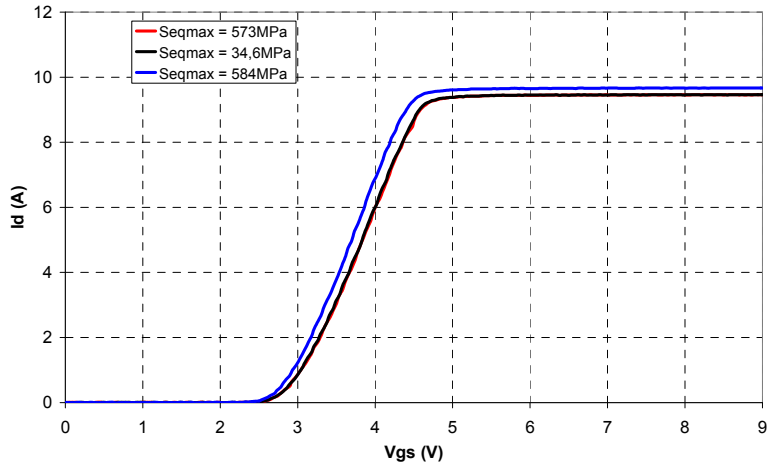


Figure 5.39 $I_d(V_{gs})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ds} = 4V « MOSFET »

c) Caractéristique de la tenue en tension

La figure 5.40 montre la caractéristique de la tenue en tension du MOSFET, cette caractéristique est inchangée par rapport à l'application de la contrainte mécanique sur le composant.

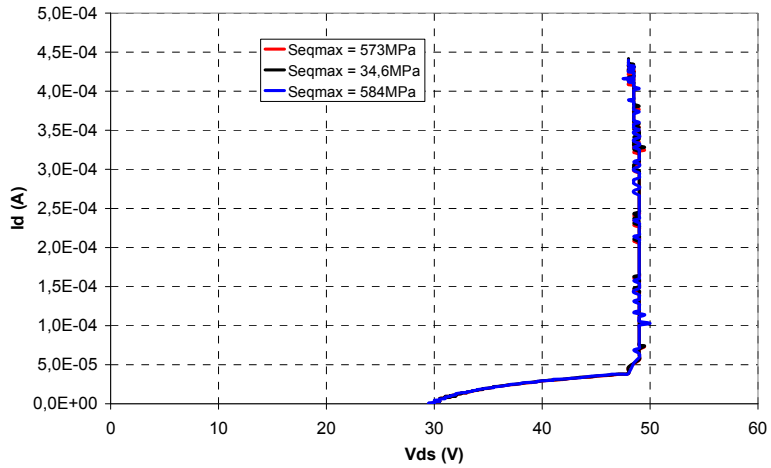


Figure 5.40 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gs} = 0V « MOSFET »

En conclusion, pour le chargement en mode flexion sur la puce MOSFET reportée sur un substrat FR-4, les caractéristiques électriques statiques de sortie et de transfert sont sensibles à l'application des contraintes mécaniques. La caractéristique de la tenue de tension quant à elle reste inchangée par rapport à l'application des contraintes mécaniques.

5.5 Bilan des essais électromécaniques statiques

5.5.1 Traction

En mode de chargement mécanique de traction uniaxial, seules les puces (IGBT et MOSFET) brasées sur le substrat FR-4 ont pu être caractérisées. Apres un chargement maximal de traction, les puces IGBT et MOSFET sont soumises à des contraintes mécaniques de type multiaxiales. Le maximum de la contrainte mécanique équivalente de Von Mises est de l'ordre de 300 MPa. La caractérisation électromécanique en mode traction à température ambiante, a montré que les caractéristiques électriques statiques des puces de puissance brasées sur le substrat FR-4 ne sont pas modifiées par rapport aux contraintes mécaniques multiaxiales appliquées.

5.5.2 Flexion

En mode de chargement mécanique en flexion quatre points, en plus de la flexion sur le substrat FR-4, nous avons pu investiguer comportement électromécanique des lamelles de transistors (IGBT et MOSFET). Sur l'IGBT, nous avons appliqué des contraintes mécaniques uniaxiales non uniformément réparties le long de l'épaisseur du composant de l'ordre de -150 MPa en mode compression-traction et +250 MPa en mode de traction-compression. La caractéristique de sortie de l'IGBT, à faible niveau de polarisation, a montré les mêmes tendances de variation par rapport à la simulation par éléments finis bidimensionnelle

effectuée sur un transistor du même type (asymétrique à grille planaire). La caractéristique de la tenue en tension représente le même comportement obtenu par simulation, la tension de blocage n'est pas influencée par l'application de la contrainte mécanique. La caractéristique de transfert n'enregistre pas de modification.

En ce qui concerne les lamelles de transistors MOSFET, on retrouve les mêmes tendances constatées sur les lamelles de transistors IGBT. La caractérisation électromécanique des lamelles de transistors s'effectuent à température contrôlée. Ce composant reste en général insensible aux contraintes mécaniques uniaxiales.

La flexion effectuée sur le substrat FR-4 a permis d'atteindre des niveaux élevés de contraintes mécaniques de l'ordre de 600 MPa, malgré ce niveau élevé la puce IGBT brasée sur le substrat FR-4 n'enregistre aucune modification des caractéristiques électriques statiques, par contre pour le transistor MOSFET sa caractéristique de sortie et de transfert sont influencées par la contrainte mécanique appliquée. La caractéristique de la tenue en tension quant à elle reste insensible à l'application des contraintes mécaniques.

Le tableau 4.1 résume l'influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques statiques pour les différentes configurations en mode de flexion quatre points.

Tableau 5.1 Influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques statiques

	Flexion			
	Lamelles		***Substrat FR-4***	
	IGBT	MOSFET	IGBT	MOSFET
Caractéristiques de sortie	+	+	+	++
Caractéristique de transfert	+	+	+	++
Caractéristique de la tenue en tension	0	0	0	0

5.6 Conclusion partielle

Grâce à l'étude préliminaire en simulation physique bidimensionnelle effectuée sur un transistor IGBT de type asymétrique à grille planaire, nous avons montré les tendances de la variation des caractéristiques électriques statiques par rapport à l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale appliquée sur le composant. Les résultats de simulation ont montré que les caractéristiques de sortie et de transfert sont influencées par la contrainte mécanique, par contre la caractéristique de la tenue en tension est insensible aux contraintes mécaniques de type uniaxiales appliquées de l'ordre de +/- 250 MPa. Dans cette partie, nous avons initié une étude concernant l'analyse de construction (reverse engineering) de l'IGBT

sur lequel les tests électromécaniques ont été effectués, notre objectif est d'avoir des résultats de simulation qui s'approchent le plus possible des expérimentations. L'analyse de construction sur l'IGBT est toujours en cours pour avoir un modèle calibré en fonctionnement électrique statique et dynamique.

Par la suite, nous avons présenté les tests de la caractérisation électromécanique en mode traction et flexion sur le substrat de type FR-4. La réalisation d'un véhicule de test original (puces flottantes) a permis d'investiguer le comportement électromécanique des lamelles de transistors IGBT et MOSFET. Les tests en mode flexion sur les lamelles de transistors s'effectuent à température ambiante contrôlée (entre -40°C et +125°C). Grâce à l'enceinte thermique associée à la machine de caractérisation mécanique, en plus du comportement électromécanique, le comportement électrothermique a été investigué pour les deux types de transistors : IGBT et MOSFET.

Pour les différentes configurations testées, la caractéristique de la tenue en tension de blocage n'est pas sensible à l'application des contraintes mécaniques. Par contre suivant la configuration du test, les caractéristiques de sortie et de transfert présentent des variations en fonction de la nature et du niveau des contraintes mécaniques appliquées.

L'étude expérimentale, présentée dans ce chapitre, a permis d'investiguer le comportement électromécanique statique des puces IGBT et MOSFET, les contraintes mécaniques appliquées sont essentiellement de type uniaxiales, une étude expérimentale sur d'autres types de contraintes mécaniques et notamment en mode de cisaillement constituera une étape intéressante dans la caractérisation électromécanique des puces de puissance.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre d'une démarche globale visant à prédire la durée de vie des assemblages de puissance. Dans la continuité des études précédentes menées au laboratoire, notre contribution porte sur l'amélioration de la modélisation multi physique « électro-thermo-mécanique » des puces de puissance, en vue de la convergence vers de nouveaux indicateurs de défaillance précoces et leur prise en compte pour l'évaluation de la durée de vie des assemblages de puissance.

Ainsi, dans un premier temps, nous nous somme imprégnés de la problématique complexe de la fiabilité des modules de puissance. Nous avons présenté brièvement dans le premier chapitre les principaux modes de défaillance des modules de puissance. Nous avons également exposé les différentes approches de l'évaluation de la fiabilité de ces assemblages, deux méthodes sont à noter. La première est basée sur les recueils de fiabilité qui sont basés sur le calcul du taux de défaillance. La deuxième est basée sur l'estimation de la durée de vie des assemblages en se basant sur des tests de vieillissement accélérés effectués au laboratoire d'une part et d'autre part l'exploitation de la modélisation thermomécanique au niveau de l'assemblage de puissance pour estimer la durée de vie. Notre contribution dans ce mémoire s'articule au niveau de la fiabilité prédictive des modules de puissance. Cette nouvelle approche de la fiabilité se base sur l'exploitation des paramètres électriques du module de puissance dans son environnement applicatif pour remonter à l'état mécanique de ce dernier.

Des travaux antérieurs concernent la modélisation compacte électrothermique ont permis le suivi de l'état thermique du module de puissance. L'intérêt est porté sur l'exploitation de la réponse électrique de la puce de puissance en vue d'établir l'état thermique de cette dernière, la connaissance de la température au niveau de la puce de

puissance permettant la détermination de la résistance thermique du module de puissance. L'augmentation éventuelle de cette dernière reflète, dans l'application considérée, un début de délaminage au niveau de la brasure entre la puce et le substrat par exemple mais cela peut être aussi entre le substrat et la semelle. Ceci peut être une source importante de défaillance au niveau du module de puissance.

En s'inspirant de cette méthodologie, notre démarche générale consiste à développer des outils permettant d'exploiter la réponse électrique des puces de puissance pour établir l'état mécanique de l'assemblage de puissance dans son environnement applicatif. Notre première contribution concerne la possibilité de créer des liens entre les outils de simulation physique par éléments finis au niveau de l'assemblage de puissance et au niveau de la puce de puissance dans le but d'établir une modélisation multi physique électro-thermo-mécanique. L'intérêt de la modélisation multi physique est de prendre en compte les différentes contraintes (électrique, thermique, mécanique) d'une manière combinée.

Deux sortes de modélisations sont proposées, un modèle thermomécanique au niveau de l'assemblage de puissance et un modèle électrique au niveau de la puce de puissance. La première modélisation est basée sur la géométrie et les propriétés thermiques et mécaniques des différents matériaux constituants le module de puissance. Grâce au logiciel de simulation par éléments finis ANSYS, nous pouvons estimer les distributions spatio-temporelles des contraintes mécaniques au niveau des puces de puissance. En outre, cette modélisation est adaptée pour modéliser des systèmes tridimensionnels.

La seconde méthode de modélisation est basée sur la simulation physique par éléments finis au niveau de la puce de puissance (IGBT). Le comportement électrique statique et dynamique de ces puces est identifié grâce à cette modélisation. La modélisation au niveau du composant est effectuée grâce au logiciel de simulation TCAD SENTAURUS. L'objectif est d'injecter au niveau du logiciel TCAD SENTAURUS la distribution des contraintes mécaniques issue du logiciel ANSYS. Cette correspondance est délicate du fait de la limitation de la modélisation au niveau du composant de puissance. En effet, souvent la simulation au niveau composant est réalisée sur une seule demi-cellule du composant et cette simulation est de nature bidimensionnelle. L'amélioration de la faculté de simulation au niveau du composant est essentielle pour réussir à créer des passerelles entre les différents logiciels de simulation par éléments finis.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les prémices de la modélisation électromécanique au niveau du composant de puissance. Le logiciel de simulation par éléments finis TCAD SENTAURUS permet d'effectuer des simulations électromécaniques en se basant sur des études physiques effectuées sur la caractérisation électromécanique des composants électroniques. La plateforme de simulation TCAD SENTAURUS, a développé une partie dédiée à la caractérisation électromécanique dans le but de suivre l'évolution dans les technologies CMOS. En se basant sur les mêmes modèles électromécaniques « piézorésistif et déformation des niveaux d'énergies », nous avons réussi à mener à terme des simulations électromécaniques au niveau du transistor de puissance IGBT. Pour faciliter la partie validation, seulement l'exploration de l'effet des contraintes mécaniques uniaxiales ont été prises en compte.

Les résultats de simulation ont montré que le transistor IGBT est sensible de part ces caractéristiques électriques statiques à l'application des contraintes mécaniques externes de types uniaxiales. Ainsi dans l'objectif de valider ces résultats de simulation par des expérimentations, nous avons réalisé un banc expérimental dédié à la caractérisation statique électromécanique des puces de puissance.

Dans le troisième chapitre, pour analyser le comportement électromécanique du transistor IGBT à grille en tranchée sous fortes contraintes électriques et thermiques, nous avons réalisé une modélisation électro-thermo-mécanique à l'aide du logiciel TCAD SENTARUS. Trois configurations ont été analysées : la commutation sur charge inductive avec et sans la diode de roue libre et le mode de court-circuit. Les résultats de simulation ont montré que les deux premières configurations n'étaient pas influencées par l'application des contraintes mécaniques uniaxiales externes. Par contre, le mode de fonctionnement en mode court-circuit est sensible de part son courant du court-circuit à l'application d'une contrainte mécanique externe.

Avant de procéder à la caractérisation expérimentale électromécanique, dans le quatrième chapitre, nous avons montré les résultats expérimentaux de la caractérisation mécanique effectuée sur les lamelles de transistors de puissance (IGBT et MOSFET) et également sur un assemblage de puces sur un substrat de type FR-4. Deux tests mécaniques ont été sélectionnés pour effectuer cette caractérisation mécanique : la traction uniaxiale et la flexion quatre points. Ces deux tests sont les plus utilisés dans la caractérisation mécanique des matériaux. L'application de la traction uniaxiale directement sur les lamelles découpées de transistors s'est avérée difficilement envisageable du fait de la fragilité des lamelles,

seulement des valeurs faibles de l'ordre de 60 MPa en traction ont été obtenues. Ces faibles valeurs ne permettent pas de réaliser la caractérisation électromécanique des puces de puissance. Le report des puces de puissance sur le substrat FR-4 a permis d'appliquer la traction mécanique sur le substrat FR-4, la contrainte mécanique générée au niveau de la puce de puissance dans ce cas est de nature multiaxiale de l'ordre de 300 MPa.

Le test de la flexion quatre points a été réalisé sur les lamelles de transistors et également sur les substrats FR-4. Dans le premier cas, la contrainte mécanique générée est de types uniaxiales non uniformément réparties suivant l'épaisseur des transistors de puissance. Les valeurs atteintes sont de l'ordre de +/-250 MPa. Dans le cas de la flexion du substrat FR-4, les contraintes mécaniques générées au niveau des puces de puissances sont de natures multiaxiales de l'ordre de 600 MPa au niveau du maximum de la contrainte équivalente de Von Mises.

Enfin, le cinquième chapitre est consacré à la caractérisation électromécanique expérimentale des puces de puissance IGBT et MOSFET de puissance. Nous avons réalisé un banc expérimental dédié à la caractérisation électromécanique à température contrôlée. La caractérisation électromécanique est basée sur l'application d'une contrainte mécanique externe sur le transistor de puissance et l'objectif est de voir simultanément l'influence de ces contraintes mécaniques sur le comportement électrique des transistors de puissance. Dans notre étude, seules les caractéristiques électriques statiques ont été investiguées.

La synthèse des résultats expérimentaux a montré que les caractéristiques électriques statiques de sortie et de transfert des transistors de puissance IGBT et MOSFET sont insensibles à l'application des contraintes mécaniques de types uniaxiales. Par contre ces transistors sont sensibles à l'application aux contraintes mécaniques multiaxiales. La caractéristique de la tenue en tension reste insensible à l'application des contraintes mécaniques de types uniaxiales et multiaxiales. Ce résultat vient conforter les résultats de la simulation électromécanique qui montre que les niveaux d'énergies des transistors sont peu sensibles à l'application des contraintes mécaniques.

Comme perspective, ce travail étant une prospection de la modélisation multi physique et de la caractérisation électromécanique des transistors de puissance, le travail reste à accomplir au niveau de la création des liens entre les différents outils de simulation au niveau de l'assemblage de puissance et au niveau du composant de puissance. Au niveau de la caractérisation électromécanique expérimentale, l'étude de l'influence des contraintes

mécaniques externes sur le comportement électrique dynamique est fortement conseillée pour évaluer l'influence éventuelle des contraintes mécaniques sur les paramètres électriques dynamiques tels que les temps de fermeture et d'ouverture des transistors de puissance IGBT et MOSFET. Au niveau de la simulation physique au niveau du composant, l'approche tridimensionnelle serait intéressante pour se rapprocher des conditions réelles de fonctionnement.

Un autre axe de développement est orienté vers la validation des simulations thermomécaniques au niveau de l'assemblage de puissance et la validation des simulations électriques au niveau du transistor de puissance. Un travail d'analyse de construction a été initié dans cette thèse pour permettre la validation des simulations électriques effectuées avec le logiciel TCAD SENTAURUS. Ce travail est important pour évaluer les erreurs éventuelles des résultats des simulations.

Références bibliographiques

[ABB] ABB, www.abb.fr.

[Alle32] Allen M., “The Effect of Tension on the Electrical Resistance of Single Bismuth Crystals”, Physical Review, December 1932, Volume 42, page 848.

[Ammo00] Ammous, A., Ammous, K. and Morel, H., “Electrothermal odelling of IGBT’s Application to Short Circuit Conditions”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 15, No 4, July 2000.

[ANSY89] ANSYS Engineering Analysis Systems User Manual, Swanson Analysis Systems, INC., Houston, Penn. (May 1,1989).

[Azzo98] Stéphane Azzopardi, “Contribution à la caractérisation et à la modélisation de l’IGBT en vue d’une hybridation destinée à fonctionner à température élevée pour le véhicule électrique”, Thèse de doctorat de l’Université Bordeaux1, décembre 1998, n°1966.

[Azzo01] S. Azzopardi, A. Kawamura, H. Iwamoto, O. Briat, J. M. Vinassa, E. Woirgard, C. Zardini, “Local lifetime control IGBT structures: turn-off performances comparison for hard- and soft-switching between 1200V trench and new planar PT-IGBTs”, Microelectronics Reliability, Volume 41, Issues 9-10, September-October 2001, pp. 1731-1736.

[Azzo08] S. Azzopardi, J.-P. Fradin, M. Médina, R. Meuret, M. Piton, P. Rollin, C. Tereskiewiez, P.-E. Vidal, “Etude prédictive de la fiabilité de l'électronique de puissance embarquée : projet CEPIA”,Electronique de Puissance du Futur, Tours : France (2008).

[Bali92] B. J. Baliga, “Modern power devices”, Krieger, 1992.

[Baya05] A. Al-Bayati, L. Washington, L. Xia, M. Balseau, Z. Yuan, M. Kawaguchi, F. Nouri, R. Arghavani, “Production Processes for Inducing Strain in CMOS Channels”, Semiconductor Fabtech, 26th Edition, 2005.

[Benm06] A. Benmansour, S. Azzopardi, J.-C. Martin and E. Woirgard, “Failure mechanism of trench IGBT under short-circuit after turn-off”, Microelectronics and Reliability, vol.46, Iss. 9-11, Sept.-Nov. 2006, pp. 1778-1783.

[Benm07] A. Benmansour, S. Azzopardi, J.-C. Martin and E. Woirgard, “Failure mechanisms of Trench IGBT under various short-circuit conditions”, Power Electronics Specialists Conference 2007, Orlondo USA. pp. 1923-1929.

[Benm08] A. Benmansour, “CONTRIBUTION A L’ÉTUDE DES MÉCANISMES DE DÉFAILLANCES DE L’IGBT SOUS RÉGIMES DE FORTES CONTRAINTES ÉLECTRIQUES ET THERMIQUES”, thèse au laboratoire IMS BORDEAUX, décembre 2008, n° 3752.

[Bir74] G. L. Bir and G. E. Pikus, "Symmetry and Strain-Induced Effects in Semiconductors", New York: John Wiley & Sons, 1974.

[Bitt90] D. A. Bittle, M. S. Thesis, (Auburn University, Auburn, AL, 1990), (Chap. 7), pp. 89-108.

[Bitt91] Bittle D. A., Suhling J. C., “Piezoresistive stress sensor for structural analysis of electronic packages”, Transactions of the ASME, Journal of Electronic Packaging, Volume113, n° 3, September 1991, pp 203-214.

[Bitt91] D. A. Bittle, J. C. Suhling, R. E. Beaty, R. C. Jaeger, R. W. Johnson, J. Electron. Packag. 113 (1991), 203.

[Blac98] Blackburn, D. L., “Power MOSFET Failure Revisited”, IEEE PESC Conf. Rec., 681-688 (1988).

[Bohr03] M. Bohr, “Intel’s 90nm Logic Technology Using Strained Silicon Transistors”, Presentation, Dec. 2003.

[Brid27] Bridgman P. W., “The breakdown of atoms at high pressures”, Physical Review, January 1927, Volume 29, page 188.

[Brid32] Bridgman P. W., “The Effect of Homogeneous Mechanical Stress on the Electrical Resistance of Crystals”, Physical Review, December 1932, Volume 42, page 858.

[Cho09] C. H. Cho, “Characterization of Young’s modulus of silicon versus temperature using a beam deflection” method with a four-point bending fixture”, Current Applied Physics, 2009, Edmonton, Alta., pp. 538–545.

[Ciap02] M. Ciappa, ”Selected failure mechanisms of modern power modules”, Microelectronics Reliability, Vol.42, n°4-5, pp.653-667, April-May 2002.

[Coqu03] G. Coquery, G. Lefranc, T. Litcht, R. Lallemand, N. Seliger, H. Berg, “High temperature reliability on automotive power modules verified by power cycling tests up to 150°C”, Microelectronics reliability, Vol. 43, pp. 1871-1876, 2003.

[Dele03] Delétage J-Y., “Étude de la durée de vie d’assemblages microélectroniques par l’utilisation de simulation, de modèles de dégradation et de circuits intégrés spécifiques de test”, Thèse de doctorat de l’Université Bordeaux 1, décembre 2003, n°2796.

[Duco97] Ducos C., “Conception, réalisation et validation d’un circuit intégré de test pour la fiabilisation des technologies d’encapsulation plastique”, Thèse de doctorat de l’Université Bordeaux 1, octobre 1997, n°1742.

[EPO06] Programme EPO-Auto+ « Electronique de Puissance pour Organes électriques Automobiles », 2006.

[Elec06] Dossier “Tendance Puissance”, Hebdomadaire “Electronique International”, Novembre 2006, n° 174.

[Elli84] Ellison, G. N., “Thermal Computations for Electronic Equipement”, Van Nostrand Reinhold, New York, p218 (1984).

[FIDES04] Guide FIDES 2004 Edition A, “Méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques”, DGA - DM/STTC/CO/477-A, 2004.

[Freu03] L. B. Freund and S. Sureh Thin Film Materials, “Stress, Defect Formation and Surface Evolution”, Cambridge University Press, Cambridge, United Kingdom, 2003.

[Fuji] Fuji Semiconductor, www.fujisemiconductor.com.

[Gall04] G. Gallon, C. Reimbold, G. Ghibaudo, G. Bianchi, R.A. Gwoziecki, R. Orain, S. Robilliart, E. Raynaud, C. Dansas, “Electrical analysis of external mechanical stress effects in short channel MOSFETs on (001) silicon”, Solide-State Electronics 48, 2004, pp 561-566.

[Gere02] J. M. Gere, S. P. Timoshenko, S. Thorens, “Mechanics of Materials”, ed. Nelson Thornes Ltd., 2002.

[Gill01] C. Gillot, C. Schaeffer, C. Massit and L. Meysenc, “Double-sided cooling for high power module IGBT modules using flip chip technologies”, IEEE trans. On Comp. and Packg. Technol. 24 (2001), pp. 698-704.

[Guil04] T. Guillaume, M. Mouis, S. Maitrejean, A. Poncet, M.Vinet, S. Deleonibus, “Influence of the mechanical strain induced by a metal gate on electron and hole transport in single and double-gate SOI MOSFETs”, SOI Conference, Charlston (USA), 2004, pp 42-43.

[Herr97] E. Herr, T. Frey, R. Schlegel, A. Stuck and R. Zehringer, S. Deleonibus, “Substrate-to-base solder joint reliability in high power IGBT modules”, Microelectronics and Reliability, Volume 37, Issues 10-11, October-November 1997, pp 1719-1722.

[Infi] Infineon, www.infineon.com.

[Infi] Instron, www.instron.com.

[IR] International Rectifier, www.irf.com.

[Ishi04] M. Ishiko, K. Hotta, S. Kawaji, T. Sugiyama, T. Shouji, T. Fukami, K. Hamada, “Investigation of IGBT turn-on failure under high applied voltage operation”, Microelectronics Reliability, Volume 44, Issues 9-11, September-November 2004, Pages 1431-1436.

[Jaeg02] R. C. Jaeger, “Introduction to Microelectronic Fabrication”, second ed., addison-Wesley Publishing Company, 2002, Chap. 11, pp. 269-270.

[Kand82] Y. Kanda, “Graphical Representation of the Piezoresistance Coefficients in Silicon”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, no. 1, 1982, pp. 64 70.

[Khat00] Z. Khatir, S. Lefebvre, “Thermal analysis of high power IGBT modules”, Power Semiconductor Devices and ICs, 2000. Proceedings, 22 mai 2000, Toulouse, France, pp. 271 – 274.

[Lade95] M. Lades, J. Frank", J. Funk and W achutka, “Analysis of Piezoresistive Effects in Silicon Structures Using Multidimensional Process and Device Simulation, in Simulation of Semiconductor Devices and Processes (SISDEP)”, vol. 6, Erlangen, Germany, pp. 22-25, September 1995.

[Lee02] C. Lee, J. D. Van Wyk, D. Boroyevich, G.-Q. Lu, Z. Liang, P. Barbosa, ”Technology Trends toward a System-in-a-Module in Power Electronics” Circuits and Systems Magazine, IEEE , Volume: 2 Issue: 4 , 2002, pp 4 –22.

[Lefr00] G. Lefranc, T. Licht, H.J. Schults, R. Beinert, G. Mitic,“Reliability testing of high power multi-chip IGBT modules”,Microelectronics reliability, Vol. 40, pp. 1659-1663, 2000.

[Lefr05] Pierre Lefranc, “Étude, conception et réalisation de circuits de commande d’IGBT de forte puissance”, Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, novembre 2005, n°2005-ISAL-0097.

[Lefe05] S. Lefebvre, Z. Khatir, F. Saint-Eve, “Experimental Behavior of Single-Chip IGBT and COOLMOS Devices Under Repetitive Short-Circuit Conditions”, IEEE TED, vol. 52, No. 2, Feb. 2005.

[Lund99] E. Lund, T. Finstad, Adv. Electron Pack 1 (1999) 215.

[Micr] Microsemi, www.microsemi.com.

[MIL91] MIL-HDBK-217F, “US Department of Defense, Military Handbook, Reliability Prediction of Electronic Equipment”, 1991.

[Mits] Mitsubishi, www.mitsubishichips.com.

[Nye85] J. F.Nye, “Physical Properties of Crystals”, Oxford: Clarendon Press, 1985.

[Olse04] S.H. Olsen, A.G. O'Neill, S. Chattopadhyay, L.S. Driscoll, K.S.K. Kwa, D.J. Norris, A.G. Cullis and D.J. Paul, “Study of single and dual-channel designs for high performance strained-Si/SiGe n-MOSFETs” IEEE Transactions of Electron Devices, 51(7), pp1245-1253 (2004).

[Otsu03] M. Otsuki, H. Kanemaru, Y. Ikeda, K. Ueno, M. Kirisawa, Y. Onozawa and Y. Seki, “Advanced thin wafer IGBTs with new thermal management solution”, Proc. Of 15th Int. Symp. On Power Semiconductor Devices and ICs (2003), pp. 144-147.

[Radh07] V. Radhakrishna, V. Radhakrishna ; T. Hidekuni; S. Kazuaki ; I. Makoto, “Effect of high drain voltage on stress sensitivity in n MOSFETs”, Sensors and Actuators A 140 (2007).

[RAPS96] RAPSDRA, “Reliability of Advanced high Power Semiconductor Devices for Railway traction Applications”, Projet européen n° : BRPR-CT95-0074, 01.01.1996 – 31.12.98.

[Rand05] H. Randell, “Application of stress from borron doping and other challenges in silicon technology”, Master’s Thesis, University of Florida, 2005.

[Rang08] H. Randell, “Performance Enhancement by Process-Induced Stress in Cmos Technologies”, Proceeding of the International Conference on Nano and Microelectronics (ICONAME 2008), Pondicherry Engineering College, Puducherry, India, 3-5 January 2008, pp 83-85.

[Rey98] Rey P., Woirgard E., Thebaud J.-M., Zardini C., “Evaluation of the Creep of the Sn62Pb36Ag2 Solder Alloy by the Measurement of the Stresses in a Silicon Die, IEEE Transaction on Components Packaging and Manufacturing Technology Part A”, Volume 21, Number 2, June 1998, pp 365-372.

[Rizz08] Mathieu RIZZI, “Contribution à l'étude de la fiabilité des modules de puissance pour application automobile”, Thèse de doctorat de l’Université Bordeaux1, mars 2008, n° 3573.

[Paul05] D.J. Paul, M. Temple, S.H. Olsen, A.G. O'Neill, Y.T. Tang, A.M. Waite, C. Cerrina, A.G. R. Evans, X. Li, J. Zhang, D.J. Norris and A.G. Cullis, “Strained-Si n-MOS surface channel and buried Si0.7Ge0.3 compressively strained p-MOS fabricated in a 0.25 µm heterostructure CMOS process” Materials Science in Semiconductor Processing 8(1-3), pp343-346 (2005).

[Poil98] Christphe POILÂNE, “CARACTÉRISATION MÉCANIQUE DES MATÉRIAUX EN FAIBLE ÉPAISSEUR PAR INTERFÉROMÉTIRE NUMÉRIQUE. APPLICATION AUX ESSAIS DE GONFLEMENT ET DE TRACTION”, Thèse de doctorat de L’UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ, Spécialité Sciences pour l’Ingénieur, 1998, n°714.

[Selb84] S. Selberherr, “Analysis and Simulation of Semiconductor Devices”, Wien: Springer, 1984.

[Semi] Semikron, www.semikron.com.

[Sent01] S. D. Senturia Microsystem Design, Kluwer Academic Publishers,Norwell, MA, 2001.

[Sent08] Sentaurus TCAD Software, V9.08.

[Skib90] Skibinski, G. L. and Sethars, W. A., “Thermal Parameters Estimation using Recursive Estimation”, IEEE IAS Conf. Res., 1581-1588 (1990).

[Smit54] Smith C. S., Piezoresistance Effect in Germanium and Silicon, Physical Review, April 1954, Volume 94, Number 1.

[Spen08] M. L. Spencer, R. D. Lorenz, “Analysis and In-Situ Measurement of Thermal-Mechanical Strain in Active Silicon Power Semiconductors”, Industry Applications Society, 5-9 Oct. 2008, Edmonton, Alta., pp. 1-7.

[Suth07] S. Suthram, J. C Ziegert, T. Nishida, S. E. Thompson, “Piezoresistance Coefficients of (100) Silicon nMOSFETs Measured at Low and High (~ 1.5 Gpa) Channel Stress”, IEEE Electron Device Letters, January 2007, Volume 28, Number 1.

[Taka01] L. Takata, “Destruction mechanism of PT and NPT-IGBTs in the short circuit operation-an estimation from the quasi-stationary simulations”, International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs 2001, 4-7 June 2001, pages: 327 – 330.

[Taka02] L. Takata, “Non thermal destruction mechanisms of IGBTs in short circuit operation”, International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2002, 4-7 June 2002, pages: 173 – 176.

[Taka04] Takashi et al., “A novel Electro-thermal Simulation Approach to Power IGBT Modules for Automotive Traction Applications”, Research Report, R&D Review of TOYOTA CRDL Vol. 39 No. 4, 24-27 May 2004.

[Tana06] H. Tanake, K. Hotta, S. Kuwano, M. Usui, M. Ishiko, H. Tanaka, “Mechanical stress dependence of power device electrical characteristics”, International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC’s, June 2006, Naples, Italy.

[Thom04] S. E. Thompson, G. Sun, K. Wu, J. Lim, T. Nishida, “Key Differences For Process-induced Uniaxial vs Substrate-induced Biaxial Stressed Si and Ge Channel MOSFETs”, Technical Digest of the IEEE International Electron Devices Meeting, pp 221-224, 2004.

[Thos] Thosiba, www.toshiba.co.jp/worldwide/.

[Trai07] Traité des matériaux, “Caractérisation expérimentale des matériaux, propriétés physique, thermiques et mécaniques”, Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 2007.

[Usui 05] M. Usui, M. ishiko, K. Hotta, S. Kuwano, M. Hashimoto, “Effects of uni-axial mechanical stress on IGBT characteristics”, Microelectronics Reliability 45, 2005, pp 1682-1687.

[UTE05] UTE-C 80-810, “Union Technique de l’Electricité et de la Communication, Recueil de données de fiabilité – Modèle universel pour le calcul de la fiabilité prévisionnelle des composants, cartes et équipements électroniques”, Août 2005.

[Zhen10] L. Zheng; L. Han; J. Liu; X. Wen, “Investigation of the Temperature Character of IGBT Solder Delamination Based the 3-D Thermal-Electro Coupling FEM”, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific, 28-31 March 2010, Chengdu, pp. 1-4.

[Wang94] Z. Wang, “Modélisation de la piézorésistivité du Silicium: Application à la simulation de dispositifs M.O.S”, Ph.D. thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 1994.

[Woir92] Eric WOIRGARD, “Contribution à l'étude d'une intégration hybride adaptée à l'électronique automobile”, Thèse de doctorat de l’Université Bordeaux1, 1992.

[Wort64] J. J. Wortman, J. R. Hauser, “Effect of Mechanical Stress on p-n Junction Device Characteristics”, Journal of Applied Physics, July 1964, Volume 35, Number 7.

[Wolf91] S. Wolfram, “Mathematica: A System for Doing Mathematics by Computer, Redwood City”, Redwood City, California: Addison-Wesley Publishing Company, 2nd ed., 1991.

[Wort64] J. J. Wortman, R. A. Evans, J. Appli. Phys. 36 (1) (1964) 153.

[Yuan01] C. Zhi-Yuan, M. T. Currie, C. W. Leitz, G. Tarashi,E. A. Fitzgerald, J. L. Hoyt, D. A. Antoniadas “Electron Mobility Enhancement in Strained-Si n-MOSFETs Fabricated on SiGe-On-Insulator (SGOI) substrates”, IEEE Electron Device Letters, Vol. 22, No. 7, pp 321-323, 2001.

Table des illustrations

Figure 1.1 Assemblage classique de puissance monté sur son radiateur *[Elec06]* 24
Figure 1.2 (a) Levée du fil de câblage, (b) fracture du pied du fil de câblage *[Cia02]* 26
Figure 1.3 Allure de la fonction taux de défaillance λ en fonction du temps 28
Figure 1.4 Diagramme de la modélisation électro-thermo-mécanique 31
Figure 1.5 Liaison entre ANSYS et TCAD SENTAURUS 32
Figure 1.6 Diagramme de la modélisation électrothermique 33
Figure 1.7 Cellule de base du modèle compact *[Taka04]* 34
Figure 1.8 L'impédance thermique de chaque couche de l'assemblage : (a) Calcul éléments finis 'FEM' ; (b) Calcul avec le modèle RC *[Taka04]* 34
Figure 1.9 Modèle compacte thermique incluant deux IGBTs en parallèle [Taka04] 35
Figure 1.10 Comparaison des résultats de mesure, de simulation par FEM et du modèle compacte RC pour une puissance dissipée de 93,7 W *[Taka04]* 35
Figure 1.11 Structures de base avec grille planaire *[Micr]* : (a) PT ; (b) NPT ; (c) FS 39
Figure 1.12 Développement de la technologie IGBT de FUJI ELECTRIC *[Fuji]* 40
Figure 1.13 Structure à grille planaire : (a) NPT ;(b) SPT *[ABB]* 41
Figure 1.14 Amélioration du Vceon de la structure SPT^+ par rapport à la structure SPT en fonction de Von *[ABB]* 41
Figure 1.15 (a) Vue 3D de la structure PT-CSTBT ; (b) Déplacement des trous dans la structure CSTBT ; (c) Performances *[Mits]* 42
Figure 1.16 (a) Coupe 2D des structures NPT, New LPT et PT(Epi) ; (b) Caractéristique de sortie J_C-V_{CE} à 298°K et 398°K pour les structures NPT, PT et LPT *[Mits]* 43
Figure 1.17 Technique PCM de MITSUBISHI ELECTRIC *[Mits]* 43
Figure 1.18 Réduction des pertes énergétiques dans les IGBT de MITSUBISHI ELECTRIC *[Mits]* 44
Figure 1.19 Coupe 2D de la structure $IGBT^3$ du fabricant INFINEON *[Infi]* 44
Figure 1.20 Coupe schématique des structures IEGT et HiGT et profil de dopage de la zone N^-N^+ 45
Figure 1.21 Diode PIN en technologie SPT^+ d'ABB *[ABB]* 47
Figure 1.22 Modules HiPak à boîtier plastique *[ABB]* 51
Figure 1.23 (a) Modules LoPak ; (b) Coupe 2D de l'assemblage du PCB sur les modules LoPak *[ABB]* 52
Figure 1.24 (a) Modules StakPak à boîtier press-pack ; (b) Coupe 2D de l'assemblage StakPak *[ABB]* 53

Figure 1.25 (a) Coupe2D de l'assemblage avec contact ressort pressé ; (b) Vue d'un module MiniSKiip avec ses contacts ressorts *[Semi]* 54
Figure 1.26 (a) Coupe2D de l'assemblage sur substrat SMI ; (b) Coupe2D de l'assemblage à double face d'évacuation thermique 57
Figure 1.27 Modélisation 3D de ¼ de l'assemblage de puissance 58
Figure 1.28 Distribution des contraintes de Von Mises : (a) DBC ; (b) l'assemblage à double face d'évacuation thermique *[EPO06]* 58
Figure 2.1 Directions des contraintes 62
Figure 2.2 Illustration de la compression à 210 psi 62
Figure 2.3 (a) Extraction expérimentale des coefficients piézorésistifs ; (b) Tableau de mesure des coefficients piézorésistifs *[Smit54]* 69
Figure 2.4 (a) $I_d = f(V_d)$ d'une diode polarisée en direct et en inverse, (b) $I_b = f(V_{be})$ d'un transistor bipolaire *[Wort64]* 70
Figure 2.5 (a) Silicium non contraint, (b) Silicium contraint *[Bohr03]* 72
Figure 2.6 (a) Caractéristiques de sortie Ic = f (Vce), (b) Variation du Von en fonction de la contrainte *[Usui05]* 74
Figure 2.7 Variation de la tension des différentes régions de la structure en tranchée *[Usui05]* 75
Figure 2.8 Variation de Von suivant le sens de la contrainte appliquée : (a) Structure Planaire, (b) structure en Tranchée *[Tana06]* 76
Figure 2.9 Représentation schématique du calcul électromécanique *[Guil04]* 77
Figure 2.10 Représentation schématique de la structure de bande d'un matériau a) non contraint, soumis à une contrainte bi-axiale b) en traction, et c) en compression 81
Figure 2.11 (a) Modèle de l'IGBT, (b) Le composant et le zoom sur la partie haute 83
Figure 2.12 (a) Caractéristique de sortie, (b) Caractéristique de la tenue en tension, suivant la contrainte mécanique appliquée 84
Figure 3.1 Modélisation « Electro-Thermo-Mécanique » 88
Figure 3.2 Modèle 2D IGBT asymétrique à grille en tranchée 89
Figure 3.3 Modèle de simulation par éléments finis (a) partie haute, (b) partie basse du composant 91
Figure 3.4 Circuit de simulation 94
Figure 3.5 (a) Courant d'anode (à gauche) et tension anode-cathode (à droite) suivant la contrainte mécanique appliquée en mode CIS, (b) Zoom sur la queue de courant 95
Figure 3.6 (a)Distribution 1D des trous à $t_0 = 12\mu s$ le long de la ligne de coupe a-a' suivant la contrainte mécanique appliquée, (b) zoom entre 48 µm et 118 µm 96
Figure 3.7 Circuit de simulation 97
Figure 3.8 Courant d'anode (à gauche) et tension anode-cathode (à droite) suivant la contrainte mécanique appliquée en mode UIS 98
Figure 3.9 Distribution 1D de l'énergie Gap à $t_1 = 12$ µs le long de la ligne de coupe a-a' suivant la contrainte mécanique appliquée' 99
Figure 3.10 Circuit de simulation 100
Figure 3.11 Courant d'anode (à gauche) et tension anode-cathode (à droite) suivant la contrainte mécanique appliquée 102
Figure 3.12 (a) Application de la température sur le modèle, (b) Résultat de simulation du mode court-circuit 104
Figure 3.13 (a) Application de la température sur le modèle, (b) Résultat de simulation du mode court-circuit 105
Figure 3.14 Distribution bidimensionnelle de la mobilité des électrons (à gauche) et de la densité du courant (à droite) durant le court-circuit au temps t_2 suivant la contrainte mécanique appliquée 106

Figure 3.15 Distribution 1D de la mobilité des électrons le long de la ligne de coupe a-a' suivant la contrainte mécanique appliquée 107
Figure 3.16 (a) Distribution 1D de la température le long de la ligne de coupe a-a' 108
Figure 4.1 Diagrammes contrainte-déformation suivant le type de matériau (a) Fragile, (b) Semi-ductile, (c) Ductile 113
Figure 4.2 Structure cubique face centrées du silicium *[Cho09]* 116
Figure 4.3 (a) Orientations dans le plan (001), (b) Orientations dans le plan (111) 117
Figure 4.4 (a) Machine de caractérisation mécanique bi-colonnes INSTRON 5565, (b) Mors 120
Figure 4.5 (a) Plaquette transistors IGBT, (b) Lamelles de MOSFET et d'IGBT 120
Figure 4.6 Traction uniaxiale 121
Figure 4.7 Traction uniaxiale sur une lamelle de silicium brut 122
Figure 4.8 Courbes contrainte-déplacement dans la direction $[110]$ 123
Figure 4.9 Courbes contrainte-déplacement dans la direction $[1\bar{1}0]$ 124
Figure 4.10 Courbe contrainte-déplacement « lamelle IGBT » 126
Figure 4.11 (a) Modèle simulé sur ANSYS (b) Zoom sur le résultat de la simulation de la traction uniaxiale suivant l'épaisseur de la lamelle 126
Figure 4.12 (a) Véhicule de test, (b) Test de traction uniaxiale 127
Figure 4.13 Courbe charge-déplacement du substrat FR-4 128
Figure 4.14 (a) Modèle simulé avec ANSYS, (b) Zoom sur la partie active 128
Figure 4.15 Distribution des contraintes de Von Mises en dessous de la puce 129
Figure 4.16 (a) Dispositif expérimental de flexion quatre points (b) Lamelle sous chargement de flexion 131
Figure 4.17 Application du chargement en mode de flexion 4 points 132
Figure 4.18 Configurations de mesure envisagées 133
Figure 4.19 Contraintes maximales suivant les distance a et L 133
Figure 4.20 Courbes de variation de $\overline{F}$ en fonction du déplacement « IGBT » 134
Figure 4.21 Courbes de variation de $\overline{F}$ en fonction du déplacement « MOSFET » 135
Figure 4.22 Courbes de variation du déplacement en fonction de la charge « MOSFET » .. 136
Figure 4.23 Courbes de variation du déplacement en fonction de la charge « IGBT » 137
Figure 4.24 Distribution de la contrainte uniaxiale S_{XX} en traction, (a) Quart de la lamelle, 138
Figure 4.25 Distribution de la contrainte uniaxiale S_{XX} en compression, (a) Quart de la lamelle 138
Figure 4.26 Test de flexion quatre points 139
Figure 4.27 Distribution des contraintes uniaxiales S_{XX} sur l'assemblage 140
Figure 4.28 Distribution des contraintes de Von Mises en dessous de la puce en configuration partie haute en traction (a) IGBT (b) MOSFET 141
Figure 5.1 (a) Vues optiques en section de la structure du transistor, (b) Vue MEB détaillée 150
Figure 5.2 La structure de l'IGBT simulé 151
Figure 5.3 (a) Modèle simulé, (b) Maillage des différentes zones 151
Figure 5.4 $I_a(V_{ak})$ dans le cas de l'application d'une contrainte mécanique uniaxiale 152
Figure 5.5 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique uniaxiale appliquée 153
Figure 5.6 $I_a(V_{gk})$ suivant la contrainte mécanique uniaxiale appliquée à V_{ak} = 4V 154
Figure 5.7 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique uniaxiale appliquée à V_{gk} = 0V 155
Figure 5.8 Distribution 2D suivant la contrainte mécanique appliquée 155
Figure 5.9 (a) Coupe 2D de l'assemblage, (b) Véhicule de test, (c) Banc de mesure expérimental 157
Figure 5.10 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gk} = 9 V et T = 300°K « IGBT » ... 158

Figure 5.11 $I_a(V_{gk})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ak} = 4V « IGBT » 159
Figure 5.12 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gk} = 0V « IGBT » 159
Figure 5.13 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gs} = 5 V et T = 300°K « MOSFET » 160
Figure 5.14 $I_d(V_{gs})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ds} = 4 V « MOSFET » ... 161
Figure 5.15 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gs} = 0V « MOSFET » 161
Figure 5.16 Instrumentation de la lamelle pour la caractérisation électromécanique 163
Figure 5.17 Lamelles IGBT obtenues à partir d'un wafer (découpes suivants les deux axes cristallographiques) 163
Figure 5.18 Proposition du véhicule de test 164
Figure 5.19 Lamelles de transistors MOSFET câblée à travers un substrat sérigraphié 165
Figure 5.20 Lamelles de transistors sous flexion (a) Traction - compression, (b) Compression – traction 166
Figure 5.21 Distribution de la température sur la lamelle de transistors IGBT 167
Figure 5.22 (a) $I_a(V_{ak})$ suivant la température ambiante à V_{gk} = 7 V 168
Figure 5.23 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gk} = 7 V 169
Figure 5.24 $I_a(V_{gk})$ suivant la suivant la température ambiante à V_{ak} = 4 V « IGBT » 169
Figure 5.25 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{ak} = 4 V 170
Figure 5.26 $I_a(V_{ak})$ suivant la température ambiante à : à V_{gk} = 0 V « IGBT » 170
Figure 5.27 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gk} = 0 V 171
Figure 5.28 $I_d(V_{ds})$ suivant la température ambiante à : (a) V_{gs} = 4 V, (b) V_{gs} = 5 V « MOSFET » 172
Figure 5.29 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gs} = 4 V et à V_{gs} = 5 V 173
Figure 5.30 $I_d(V_{gs})$ suivant la suivant la température ambiante à V_{ds} = 4 V « MOSFET » .. 173
Figure 5.31 $I_d(V_{gs})$ suivant la contrainte mécanique à V_{ds} = 4V 174
Figure 5.32 $I_d(V_{ds})$ suivant la température ambiante à : à V_{gs} = 0 V « MOSFET » 174
Figure 5.33 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique à V_{gs} = 0V 175
Figure 5.34 Substrat FR-4 sous flexion (a) Traction - Compression, (b) Compression - Traction 176
Figure 5.35 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique pour V_{gk} = 9 V et T = 300°K « IGBT » 177
Figure 5.36 $I_a(V_{gk})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ak} = 4V « IGBT » 177
Figure 5.37 $I_a(V_{ak})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gk} = 0V « IGBT » 178
Figure 5.38 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique pour V_{gs} = 5 V et T = 300°K « MOSFET » 179
Figure 5.39 $I_d(V_{gs})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{ds} = 4V « MOSFET » 179
Figure 5.40 $I_d(V_{ds})$ suivant la contrainte mécanique appliquée à V_{gs} = 0V « MOSFET » 180

Tableaux

Tableau 1.1 Performances de la structure SPT^{+} par rapport à la structure SPT *[ABB]* 42
Tableau 1.2 Propriété de la série IGBT 1200V INFINEON *[Infi]* 45
Tableau 1.3 Série 1200V de module IGBT à structure IEGT de TOSHIBA *[Tosh]* 46
Tableau 1.4 Gamme en tension-courant et configuration *[ABB]* 53
Tableau 1.5 Paramètres des deux modules dédiés aux applications aéronautiques *[IR]* 57
Tableau 2.1 Valeurs par défaut des coefficients piézorésistifs des trous et des électrons 79
Tableau 3.1 Valeurs de la variation du niveau de courant du court-circuit en fonction de la température et de la contrainte mécanique appliquée à l'instant t = 5µs. 105
Tableau 4.1 Coefficients s_{ij} du silicium à partir de la littérature *[Wort64]* 117
Tableau 4.2 Dimensions des différentes lamelles 121
Tableau 4.3 Valeur maximale de traction uniaxiale 'P_{max}' 121
Tableau 4.4 Résultats expérimentaux direction de coupe $[110]$. 122
Tableau 4.5 Résultats expérimentaux direction de coupe $[1\bar{1}0]$ 124
Tableau 4.6 Résultats expérimentaux direction de coupe $[110]$ 125
Tableau 4.7 Valeurs des contraintes mécaniques exercées sur les transistors en traction 142
Tableau 4.8 Valeurs des contraintes mécaniques exercées sur les transistors en flexion 143
Tableau 5.1 Influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques statiques 181

Annexes

Définitions :

1 - Nous rappellerons les définitions adoptées dans le cadre de cette thèse :

- Cellule IGBT : Demi-cellule de la structure IGBT, brique de base du module de puissance
- Puce IGBT : N cellules en parallèle afin d'assurer le calibre en courant désiré
- Composant : IGBT seul ou avec la diode en antiparallèle mis en boîtier
- Module IGBT : Bras d'onduleur et plus, fonctionnalité électrique
- Système : Modules IGBT plus la commande et les différents capteurs, IPM (Intelligent Power Système)

2 - MIL-HDBK-217 Military Handbook Reliability Prediction of Electronic Equipment.

3 - FIDES est un guide permettant de réaliser des calculs de fiabilité prévisionnelle pour les composants et systèmes électroniques. Cette évaluation est généralement exprimée en FIT (nombre de défaillances pour $10^{\wedge 9}$ heures) ou MTBF (temps moyen entre deux défaillances).

4 - Steering: roue du gouvernail

5 - En cristallographie les notations suivantes ***< >, ( ), [] et { }*** signifient :

- ***( )*** un plan défini
- **< >** ensemble de plans
- ***[]*** une direction
- ***{ }*** ensemble de directions

MODULES DE PUISSANCE : SEMIKRON, INFINEON ET TYCO ELECTRONICS

SEMIKRON

Famille	*Technologie*	V_{ces} *(V)*	I_c *(A)*
SEMITRANS	Standard	600	50 à 300
	Tranchée	600	150 à 200
	Ultrafast	1200	75 à 600
	Standard	1200	50 à 400
	Tranchée	1200	150 à 600
	SPT	1200	50 à 400
	IGBT[4]	1200	50 à 600
	Standard	1700	50 à 300
SEMITOP	Tranchée	600	200 à 600
	Tranchée	1200	150 à 450
	SPT	1200	100 à 300
	IGBT[4]	1200	150 à 450
	Tranchée	1700	150 à 450
SKiM	Superfast (NPT)	600	530
	Tranchée	1200	140 à 480
	SPT	1200	110 à 425
	Tranchée	1700	110 à 425
MiniSkiiP	Ultrafast (NPT)	600	20 à 150
	Fast Tranchée	1200	8 à 140
	IGBT[4]	1200	8 à 150
	Tranchée	600	20 à 150
SEMITOP	Standard	600	18 à 81
	Ultrafast	600	11 à 80
	Hyperfast	600	45 à 83
	Tranchée	600	29 à 174
	Standard	1200	16 à 60
	Ultrafast	1200	51
	Tranchée	1200	15 à 114
	SPT	1200	35 à 120

INFINEON

Structure	*Boîtier*	*Calibre V-I*	*Application*
IGBT3 Tranchée FS	EasyPIM EasyPACK sans semelle	600 V – 6 à 200 A 1200 V – 10 à 150 A	Variation de vitesse Alimentation UPS Chauffage par induction
	EconoPIM EconoPACK embase cuivre	600 V – 6 à 200 A 1200 V – 6 à 200 A 1700 V – 50 à 100 A	
	EconoPACK EconoDUAL	1200 V à 1700 V 20 à 200 kVA	
	IHV Semelle AlSiC	3300 V – 200 à 1200 A 6500 V – 200 à 600 A	Variation de vitesse industrielle et de traction électrique
	IHM	1200 à 1700 V 400 à 3600 A	Traction
IGBT4 Tranchée FS	PrimePACK	1200 V – 2400 A 1700 V – 1800 A	

TYCO ELECTRONICS

Structure	*Boîtier*	*Calibre V-I*	*Configuration*
Tranchée FS	flow PIM	600 à 1200 V 5 à 75 A (30 kHz)	Bras de pont Pont H Pont triphasé
	flow PHASE flow PACK	600 V – 600 A 1200 V – 450 A	
	fast Pack fast PIM fast PHASE	600 V- 220 kHz 1200-50 kHz	

MODELES SIMULATION ELECTRIQUE TCAD SENTAURUS

- ***Modèle de recombinaison : Shockley-Read-Hall (SRH)***

La recombinaison R^{SRH} est donnée par l'équation :

$$R_{net}^{SRH} = \frac{np - n_{i,eff}^2}{\tau_p(n + n_1) + \tau_n(p + p_1)} \quad \textbf{E - 1}$$

où :

$$n_1 = n_{i,eff} e^{\frac{E_{trap}}{kT}} \quad \textbf{E - 2}$$

et

$$p_1 = n_{i,eff} e^{\frac{E_{trap}}{kT}} \quad \textbf{E - 3}$$

$$\tau_c = \tau_{dop} \frac{f(T)}{g_c(F)}, c = n, p \quad \textbf{E - 4}$$

Lorsqu'on considère le niveau de Fermi statique, l'équation devient :

$$R_{net}^{SRH} = \frac{np - \gamma_n \gamma_p n_{i,eff}^2}{\tau_p(n + \gamma_n n_1) + \tau_n(p + \gamma_p p_1)} \quad \textbf{E - 5}$$

- ***TempDep*** : dépendance de la température

La durée de vie des porteurs est généralement définie comme suit :

$$\tau = \delta n / R \quad \textbf{E - 6}$$

Avec δn : la densité de porteurs en excès dans des conditions de neutralité : $\delta n = \delta p$

Mais on peut modéliser la dépendance à la température de ce paramètre comme suit pour les composants de puissance :

$$\tau(T) = \tau_0 (\frac{T}{300})^{\alpha} \quad \textbf{E - 7}$$

Ou bien en considérant une croissance exponentielle :

$$\tau(T) = \tau_0 e^{c(\frac{T}{300} - 1)} \quad \textbf{E - 8}$$

$$\tau_{SRH}(T) = \tau_{SRH}(300K).f(T) \quad \textbf{avec} \quad f(T) = (\frac{T}{300})^{T_\alpha} \quad \textbf{E - 9}$$

- ***DopingDep*** : dépendance du dopage

La relation de Scharfetter donne la dépendance au dopage du modèle de recombinaison SRH :

$$\tau_{dop}(N_i) = \tau_{\min} + \frac{\tau_{\max} - \tau_{\min}}{1 + (\frac{N_i}{N_{ref}})^{\gamma}} \qquad \textbf{E - 10}$$

- ***Modèle de recombinaison : Auger***

Le taux de recombinaison bande à bande Auger est donné par la relation :

$$R^A = (C_n n + C_p p)(np - n_{i,eff}^2) \qquad \textbf{E - 11}$$

- ***Dépendance de la mobilité au dopage du matériau : Mobility Doping dependance***

Il s'agit du model de Masetti :

$$\mu_{dop} = \mu_{\min 1} \exp(-\frac{P_C}{N_i}) + \frac{\mu_{const} - \mu_{\min 2}}{1 + (\frac{N_i}{C_r})^{\alpha}} - \frac{\mu_1}{1 + (\frac{C_s}{C_r})^{\beta}} \qquad \textbf{E - 12}$$

avec :

Symbol	Parameter name	Electrons	Holes	Unit
μ_{min1}	mumin1	52.2	44.9	$cm^2/(Vs)$
μ_{min2}	mumin2	52.2	0	$cm^2/(Vs)$
μ_1	mu1	43.4	29.0	$cm^2/(Vs)$
P_c	Pc	0	9.23×10^{16}	cm^{-3}
C_r	Cr	9.68×10^{16}	2.23×10^{17}	cm^{-3}
C_s	Cs	3.34×10^{20}	6.10×10^{20}	cm^{-3}
α	alpha	0.680	0.719	1
β	beta	2.0	2.0	1

- ***Modèle Brooks-Hering: Carrier-Carrier Scatering***

Sentaurus utilise le modèle Brooks Hering pour prendre en compte l'effet carrier-carrier scatering (μ_{eh}) et le combine avec les autres modèles de la mobilité μ_{other} de la manière suivante :

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{other}} + \frac{1}{\mu_{eh}} \qquad \textbf{E - 13}$$

avec :

$$\mu_{eh} = \frac{c_1 (\frac{T}{T_0})^{3/2}}{\sqrt{np} \times \phi(\eta_0)} \qquad \textbf{E - 14}$$

où :

$$\phi(\eta_0) = \ln(1+\eta_0) - \frac{\eta_0}{1+\eta_0} \qquad \textbf{E - 15}$$

$$\eta_0(T) = \frac{c_2}{N_c F_{-1/2}(\frac{n}{N_c}) + N_v F_{-1/2}(\frac{p}{N_v})} (\frac{T}{T_0})^2 \qquad \textbf{E - 16}$$

- ***Modèle concernant le Bandgap : dépendance à la température :***

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{T+\beta} \qquad \textbf{E - 17}$$

Avec T, la température au sein du matériau, Eg(0) est l'énergie Bandgap à 0K, et α et β sont des paramètres du matériau.

$$E_g(0) = E_{g_0} + \delta E_{g_0} \qquad \textbf{E - 18}$$

- ***Effective IntrinsicDensity (Slotboom)***

La profondeur du bandgap du modèle Slotboom est donnée par l'équation :

$$\Delta E_g^0 = E_{bgn}[\ln(\frac{N_i}{N_{ref}}) + \sqrt{(\ln\ln(\frac{N_i}{N_{ref}}))^2 + 0{,}5}] \qquad \textbf{E - 19}$$

- ***Modèle d'avalanche : Auger***

Le taux de génération de pairs électrons trous après ionisation par impact est donné par la relation :

$$G^{II} = \alpha_n n v_n + \alpha_p p v_p \qquad \textbf{E - 20}$$

Avec v_n et v_p les vitesses de saturation respectivement des électrons et des trous, α le coefficient d'ionisation par impact.

CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION DE NOUVEAUX INDICATEURS DE DEFAILLANCE DES MODULES DE PUISSANCE

Résumé :

L'électronique de puissance a un rôle de plus en plus grandissant dans les systèmes de transports : voitures électriques et hybrides, trains et avions. Pour ces applications, la sécurité est un point critique et par conséquent la fiabilité du système de puissance doit être optimisée. La connaissance du temps de fonctionnement avant défaillance est une donnée recherchée par les concepteurs de ces systèmes. Dans cette optique, un indicateur de défaillance précoce permettrait de prédire la défaillance des systèmes avant que celle-ci soit effective. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à la caractérisation électromécanique des puces de puissance IGBT et MOSFET. L'exploitation de cette caractérisation devrait permettre, à plus long terme, de mettre en évidence un indicateur de l'état mécanique des assemblages de puissance à des fins de fiabilité prédictive.

Mots clés:

IGBT, MOSFET de puissance
Fiabilité des assemblages de puissance
Modélisation multi physique
Modélisation électro-thermo-mécanique
Caractérisation électrique statique et dynamique
Court-circuit
Caractérisation électromécanique
Flexion quatre points
Contrainte uniaxiale, multiaxiale
Contrainte équivalente Von Mises

CONTRIBUTION TO THE IDENTIFICATION OF NEW FAILURE INDICATORS FOR POWER ASSEMBLY

Abstract:

Power electronics has a role increasingly growing up in transport: electric and hybrid vehicles, trains and aircraft. For these applications, security is a critical point, thus the reliability of the power assembly must be optimized. The knowledge of time to failure is very important information for the designers of these systems. In this context, an early failure indicator would predict system failures before it becomes effective. In this thesis, we focused on the electromechanical characterization of power transistors: MOSFET and IGBT. Based on these results this electromechanical characterization should help us in the longer term, to highlight an early failure indicator of the power assembly.

Keywords:

IGBT, power MOSFET
Reliability of power assembly
Multi physical modelling
Electro-thermo-mechanical modelling
Static and dynamic electrical characterization
Short-circuit
Electromechanical characterization
Four point bending fixture
Uniaxial and multiaxial stress
Von Mises stress