ENSC-(n° d'ordre)

THESE DE DOCTORAT

DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Présentée par

Tien Anh NGUYEN

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Domaine :

ELECTRONIQUE - ELECTROTECHNIQUE - AUTOMATIQUE

Sujet de la thèse :

Instrumentation électronique et diagnostic de modules de puissance à semi-conducteur

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 18 juin 2013 devant le jury composé de :

Nathalie BATUT	Maître de conférence, Université de Tours	Rapporteur
Lionel PICHON	Directeur de recherche, CNRS, LGEP	Rapporteur
Jean-Christophe CREBIER	Chargé de recherche, CNRS, G2Elab	Examinateur
Gilles DESPAUX	Professeur, Université de Montpelier 2	Examinateur
Pierre-Yves JOUBERT	Professeur, Université Paris Sud, IEF	Co-Directeur de thèse
Stéphane LEFEBVRE	Professeur, CNAM Paris, SATIE	Co-Directeur de thèse
Philippe DUPUY	Ingénieur, Freescale France	Invité

Laboratoire des Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE)
ENS CACHAN/CNRS/UMR 8029
61 avenue du Président Wilson 94235 Cachan Cedex, FRANCE

à ma mère,

J'ai cueilli ce brin de bruyère
L'automne est morte souviens-t'en
Nous ne nous verrons plus sur terre
Odeur du temps Brin de bruyère
Et souviens-toi que je t'attends
(*L'adieu_ Guillaume Apollinaire*)

...traduit par Bui Giang...
Ta ngắt đi một cành hoa thạch thảo
Em nhớ cho mùa thu đã chết rồi
Chúng ta sẽ không tương phùng được nữa
Mộng trùng lai không có ở trên đời
Hương thời gian mùi thạch thảo bốc hơi
Và nhớ nhé ta đợi chờ em đó...
(*Lời từ biệt_ Bùi Giáng dịch*)

REMERCIEMENTS

Ma thèse de doctorat s'est déroulée dans le laboratoire SATIE à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, j'adresse mes remerciements à M. Pascal LAZABAL (directeur de laboratoire SATIE), et M. François COSTA (responsable du pôle CSEE du SATIE) et M. Stéphane SAFATY (responsable du pôle SIAME du SATIE) pour m'avoir accueilli au sein de ce laboratoire.

Je remercie les deux rapporteurs de ma thèse, Mme Nathalie BATUT, de l'Université de Tours, et M. Lionel PICHON, du laboratoire de Génie Electrique de Paris, pour la rapidité avec laquelle ils ont lu mon manuscrit, l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail, et pour leurs commentaires enrichissants.

Je tiens aussi à remercier les autres membres du jury ayant accepté de participer à l'évaluation de ce travail : M. Gilles DESPAUX de l'Université de Montpelier 2, M. Jean Christophe CREBIER du laboratoire de Génie Electrique de Grenoble, et M. Philippe DUPUY de FREESCALE France.

Pour pouvoir réaliser les travaux de recherche de ma thèse de doctorat, tout d'abord, je voudrais tenir à remercier mes deux co-directeurs de thèse, M. Stéphane LEFEBVRE et M. Pierre-Yves JOUBERT pour leur soutien, leur confiance, et la diversité des aspects scientifiques qu'ils ont apportées dans cette thèse. A côté de Pierre-Yves, j'ai appris les réflexions pertinentes dans la spécialité, mais également dans la vie quotidienne de façon plus générale. A côté de Stéphane, j'ai appris la passion et la patience dans la recherche, les observations fines sur les phénomènes concernant les aspects expérimentaux. Je pense avoir eu de la chance d'avoir travaillé avec ces deux co-directeurs de thèse.

Je voudrais également remercier M. Eric VOURC'H, qui a partagé son bureau avec moi aux derniers moments de ma thèse, pour son aide, pendant toute la durée de ma thèse. Merci pour les histoires humoristiques qu'il m'a raconté dans les moments difficile, et pour les boites de biscuits Bretons Traou Mad.

J'exprime ma profonde reconnaissance à M. Gérard CHAPLIER, pour ses aides sur l'instrumentation électronique des capteurs magnétiques, et particulièrement pour les discussions passionnantes et très enrichissantes sur différents aspects scientifiques (physique, chimique, ...) et aussi les histoires culturelles intéressantes qu'il a partagées avec moi, ce qui, en quelque sorte, me permet d'améliorer ma langue française.

J'exprime ma reconnaissance à M. Dominique PLACKO et M. Thierry BORE pour leurs recherches sur la méthode de points sources distribuées qui me permet d'enrichir l'aspect de la modélisation physique et de l'inversion du modèle dans ma thèse.

Je remercie aussi M. Denis LABROUSSE, pour son aide sur les tests concernant les composants à semi-conducteur de puissance et les courts-circuits de très forts courants.

Je remercie également toutes les personnes du SATIE et de l'équipe TIM que j'ai côtoyé pendant 44 mois de ma thèse. Je pense tout d'abord aux doctorants et post doctorant que j'ai eu à côté moi pendant une longue période: Sébastien BAUSSON, Yohan Le DIRAISON, Jonathan BOSSE, Vincent THOMAS, Thanh Long CUNG, Tarek MENNI, Mojtaba AMIRI SAZI, Ghania BELKACEM, Maxime BOIZARD, NGUYEN Huyen Trang. Merci également aux permanents de l'équipe : Jean-Pierre BARBOT, Françoise SCHMITT, Franck DAOUT, pour l'ambiance agréable qu'ils portent au sein des locaux de l'équipe TIM du SATIE.

Je voudrais témoigner ma sincère reconnaissance aux services communs du SATIE, Mme. Sophie ALBERT, Mme. Béatrice BACQUET, M. Dominique BACH, et M. Gwénaël ROBIN, et M. Patrice VALLADE, leurs aides administratives et techniques m'ont grandement facilité la vie dans toute la durée de ma thèse.

Pour m'avoir permis de réaliser ce projet en France, je voudrais aussi remercier Mme. Cécile DURIEU et M. Bernard JOURNET, par leur aide dans l'étape initiale de mon projet d'étude en France.

Je voudrais également remercier les organisations et établissements français qui m'ont aidé financièrement pendant mes études en France (Conseil régional Ile de France pour mon master 2 recherche et Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche pour ma thèse de doctorat).

Je voudrais remercier mes amis, (Lê Quý Thường, Nguyễn Văn Hoàng, Tô Như Hạnh, Phan Thị Hạnh et Đậu Ly Na) qui partagent les difficultés de la vie avec moi à l'étranger, je n'oublie pas les moments où on se promène ensemble à vélo et les discussions en vietnamien qui consolent mes nostalgies.

Enfin, je souhaite adresser de grands mercis à ma famille au Vietnam qui m'a toujours soutenu et encouragé au cours de ces années. Je voudrais dédier cette thèse comme un cadeau à ma mère, qui attend mon retour.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES 9
TABLE DES ABREVIATIONS ET DES SYMBOLES 13
LISTE DES FIGURES 18
LISTE DES TABLEAUX 24
INTRODUCTION GENERALE 25

Chapitre 1. Etat de l'art, structure, dégradation et modes de défaillance des puces et modules de puissance 29
Historique 29
1. Matériaux semi-conducteurs pour composants de puissance 29
2. Puce à semi conducteur de puissance 30
2.1. Transistor MOS de puissance 31
2.1.1. Structure générale d'un transistor MOS de puissance 31
2.1.2. Caractéristiques en conduction des transistors MOS de puissance 32
2.2. Transistor IGBT 33
2.3. Limitation de fonctionnement, second claquage 35
3. Assemblage, présentation d'un module de puissance à semi-conducteur 36
3.1. Généralités sur l'intégration de puissance 36
3.2. Intégration hybride, module de puissance 37
3.2.1. Substrat isolant 38
3.2.2. Semelle 40
3.2.3. Techniques de connexion dans un module de puissance à semi-conducteur 41
3.2.4. Brasures 42
4. Modes de défaillance au sein d'un module de puissance 42
4.1. Modes de défaillance au niveau des puces 42
4.1.1. Reconstruction de la métallisation 42
4.1.2. Electro-migration sur la métallisation 44
4.1.3. Passivation de la zone périphérique de tenue en tension 45
4.1.4. Oxyde de Grille 46
4.2. Modes de défaillance au niveau de l'assemblage d'un module de puissance à semi-conducteur 47
4.2.1. Dégradations des fils de bonding 47
4.2.2. Dégradation du substrat céramique isolant 50

4.2.3. Dégradation des matériaux de brasure 51
5. Evolution des assemblages pour modules de puissance à semi-conducteur 52
5.1. Substrat céramique et semelle 52
5.2. Connexions 55
5.3. Brasures 58
6. Indicateurs de vieillissement pour le diagnostic de composants à semi-conducteur de puissance 61
6.1. Chute de la tension à l'état passant (V_{CE}) 63
6.2. Résistance de la métallisation (R_{AL}) 65
6.3. Résistance thermique (R_{th}) 66
6.4. Tension de seuil (V_{TH}) 67
6.5. Courant de fuite 68
6.6. Capacité de substrat DCB 69
6.7. Limitation et discussion 69
7. Conclusion 72

Chapitre 2. Evaluation de vieillissement de métallisation par la méthode des courants de Foucault 73
1. Principe de la méthode des courants de Foucault 73
1.1. Modélisation 74
1.2. Cas d'une cible de surface plane 75
2. Modélisation du couplage sonde CF / cible par transformateur équivalent 76
2.1. Modèle de « transformateur » 76
2.2. Impédance normalisée et diagramme d'impédance normalisée 79
2.3. Cas d'une plaque ultra-fine 80
2.4. Cas d'une plaque d'épaisseur infinie 81
2.5. Effet de l'épaisseur de la cible 81
2.6. Effet du coefficient de couplage (k) sur le diagramme de l'impédance normalisée 82
2.7. Effet des caractéristiques du matériau conducteur à analyser 83
3. Instrumentation pour l'évaluation par la sonde CF 86
3.1. Présentation de la sonde CF utilisée 86
3.2. Présentation du banc de caractérisation par courants de Foucault 88
4. Essais préliminaires 89
4.1. Détection d'une métallisation sur wafer de silicium 89
4.2. Evaluation du vieillissement de la couche de métallisation d'une éprouvette simplifiée par la technique de courants Foucault 91
4.2.1. Description de l'éprouvette 91

4.2.2. Dispositif expérimental pour le vieillissement thermique d'une couche de métallisation de l'éprouvette 92

4.2.3. Caractérisation CF des éprouvettes 94

4.2.4. Acquisition des données pour l'évaluation de la conductivité d'une couche de métallisation de l'éprouvette vieillie par la méthode des CF 94

4.2.5. Caractérisation du vieillissement de la métallisation 96

4.2.6. Interprétation des résultats d'évaluation du vieillissement de la métallisation de l'éprouvette 98

5. Evaluation du vieillissement de la couche de métallisation d'une puce réelle par la technique de courant Foucault 100

5.1. Rappel de la description d'un module de puissance 100

5.2. Evaluation du vieillissement d'une puce COOLMOS^{TM} par la technique de courant Foucault 102

5.2.1. Procédure de vieillissement thermique accéléré d'une puce de puissance COOLMOS^{TM} 102

5.2.2. Evaluation de vieillissement de la métallisation de la puce par la technique des CF ... 104

6. Conclusion 107

Chapitre 3. Estimation des distributions de courant dans une puce à semi-conducteur de puissance 109

1. Problématique 109

2. Estimation de la distribution de courants dans une puce à semi-conducteur de puissance à partir de la distribution de tension mesurée sur la métallisation 112

2.1. Estimation indirecte de la distribution de courant vertical Iz 112

2.1.1. Estimation de la distribution des courants surfaciques I_X et I_Y 112

2.1.2. Estimation indirecte de la distribution des courants verticaux I_Z 114

2.2. Estimation directe de la distribution de courant vertical I_Z [VAGNON_10] 114

2.3. Mise en œuvre des méthodes d'estimation des courants sur des données simulées par éléments finis 115

2.4. Cartographie expérimentale du potentiel de source 118

2.4.1. Dispositif expérimental et acquisition des données 119

2.4.2. Estimation des distributions de courant de surface et discussion à partir du potentiel de source 122

2.5. Estimation de la distribution de courant vertical dans la puce 124

2.5.1. Estimation de la distribution verticale à partir des courants surfaciques 124

2.5.2. Estimation de bruit dans l'expérimentation de la cartographie de tension 124

2.5.3. Considérations sur l'estimation en présence de bruit dans les résultats de simulation 126

2.5.4. Estimation de courant vertical dans la puce par la chute de tension directe avec hypothèse simplificatrice 129

2.6. Conclusion sur les effets des levées de fils de bonding associés au vieillissement de la métallisation 132

3. Estimation de la distribution de courants dans une puce à semi-conducteur de puissance à partir de la mesure du champ magnétique rayonné 133

3.1. Position du problème 133

3.2. Généralités sur le modèle DPSM 133

3.3. Modélisation DPSM des interactions entre un courant de surface et le champ magnétique rayonné. Analyse des problèmes direct et inverse 141

3.3.1. Modélisation du problème direct 141

3.3.2. Résultat de l'inversion de champ magnétique et discussion 143

3.3.3. Influence de la méconnaissance de la position du plan d'observation de H_y 146

3.3.4. Modélisation des erreurs expérimentales dans l'estimation du courant de surface liées à la résolution spatiale du capteur magnétique 147

3.4. Modélisation de l'erreur de l'estimation de courant surface à partir de l'inversion de champ magnétique induit par une structure de trois dimensions 3D 149

3.5. Inversion de champ magnétique avec les données expérimentales 152

3.5.1. Choix du capteur magnétique 152

3.5.2. Estimation de la distribution de courant dans la métallisation d'éprouvettes simplifiées 154

3.5.3. Estimation de la distribution de courant dans les métallisations d'une puce réelle de puissance à semi-conducteur 158

4. Conclusion 162

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 165

Références bibliographiques 169

Résumé 178

TABLE DES ABREVIATIONS ET DES SYMBOLES

Grandeurs électriques

Symbole	Grandeur	Valeur	Unit
A	Vecteur potentiel magnétique		T.m
B	Induction magnétique		Tesla (T)
C_{OX}	Capacité surfacique de l'oxyde de Silicium		$F.cm^{-2}$
D	Induction électrique		$A.s.m^{-2}$
dV/dt	Taux de variation de la tension		$V.s^{-1}$
E	Champ électrique		$V.m^{-1}$
e	épaisseur de la cible		m
E_C	Champ de claquage		$V.m^{-1}$
E_g	Largeur de bande interdite		eV
f	Fréquence		Hz
H	Champ magnétique		$A.m^{-1}$
I_C	Courant Collecteur		A
I_{CAN}	Courant du canal de conduction de MOS		A
I_{CC}	Courant de court-circuit		A
I_{CSS}	Courant de saturation		A
I_D	Courant de Drain		A
I_{DSS}	Courant de fuite		A
J	Densité de courant		$A.m^{-2}$
k	Coefficient du couplage		
K_B	Constante de Boltzmann	$1{,}38.10^{-23}$	$J.K^{-1}$
K_P	Facteur de pente		
N_A	Concentration des atomes accepteurs		cm^{-3}
N_D	Concentration des atomes donneurs		cm^{-3}
n_i	Concentration intrinsèque		cm^{-3}
q	charge élémentaire	$1{,}6.10^{-19}$	C
R_{acc}	Résistance apparente de la couche accumulée en surface sous la grille		Ω
R_{Al}	Résistance d'aluminium de la métallisation		Ω
R_B	Résistance de caissons P dans le composant MOS		Ω
R_{base}	Résistance de base de transistor bipolaire parasite npn		Ω
R_d	Résistance de « drift »		Ω
R_D	Résistance de Drain		Ω
R_i, R_i'	Résistance de l'espace intercaissons		Ω

R_{ON}	Résistance à l'état passant		Ω
R_S	Résistance spécifique		$\Omega.cm^2$
t	Temps		seconde
V_{BR}	Tension de claquage		V
V_{CE}	Tension Collecteur Emetteur		V
V_{D*S}	Tension Drain Source interne		V
V_{DS}	Tension Drain Source		V
V_{GE}	Tension Gate Emetteur		V
V_{GS}	Tension Grill Source		V
V_{TH}	Tension de seuil		V
W	Energie dissipée		J
α	Coefficient thermique de la résistivité		K^{-1}
γ	Constante de propagation		
δ	Profondeur de peau		M
ΔV_{CAN}	Chute de la tension au canal de conduction de MOS		V
ε	Perméabilité absolue		$C.V^{-1}.m^{-1}$
ε_o	Perméabilité du vide	$8,85.10^{-12}$	$C.V^{-1}.m^{-1}$
ε_r	Perméabilité relative		
λ	Seuil de tolérance		
μ	Perméabilité magnétique absolue		$H.m^{-1}$
μ_n	Mobilité de l'électron		$cm^2.V^{-1}.s^{-1}$
μ_{ns}	Mobilité d'électrons à la surface		$cm^2.V^{-1}.s^{-1}$
μ_o	Perméabilité magnétique du vide	$4.\pi.10^{-7}$	$H.m^{-1}$
μ_p	Mobilité du trou		$cm^2.V^{-1}.s^{-1}$
μ_r	Perméabilité magnétique relative		
v_{sat}	Vitesse de saturation du porteur		$cm.s^{-1}$
ρ	Résistivité électrique		Ω.m
ω	Vitesse angulaire		$rad.s^{-1}$

Grandeur mécanique, thermique et diverse

Symbole	Grandeur	Valeur	Unit
CTE	Coefficient de dilatation thermique		K^{-1}
C_V	Capacité volumique		$kJ.m^{-3}.K^{-1}$
E_{Young}	Module de Young		Pa
R_e	Limite d'élastique		Pa
R_m	Contrainte à rupture		Pa
R_{th}	Résistance thermique		$K.W^{-1}$
$R_{th(jonction_boite)}$	Résistance thermique entre la jonction et la semelle		$K.W^{-1}$
$R_{th(jonction_eau)}$	Résistance thermique entre la jonction et le radiateur		$K.W^{-1}$
T	Température absolue		K
T_C	Température de la semelle		K
$T_{eau_entrée}$	Température de l'eau entrant au radiateur		K
T_{eau_sortie}	Température de l'eau sortant du radiateur		K
T_f	Température de la fusion		
T_j	Température de la jonction		K
T_{jmax}	Température maximale de la jonction		K
T_{max}	Température maximale de cycle thermique		K
ΔT	Amplitude d'un cycle thermique		K
ΔT_j	Variation de la température de jonction		K
$\lambda_{thermique}$	Conductivité thermique		$W.m^{-1}.K^{-1}$

Abréviation

2D	Deux Dimensions
3D	Trois Dimensions
AMB	Active Metal Brazing
AMR	Anisotropie de la magnétorésistance (Anisotropic MagnetoResistance)
ASI	Alimentation sans interruption
CE	Contact Electrique
CE4P	Contact Electrique à Quatre Points
CF	Courant de Foucault
COOLMOS	Superjunction MOSFET
CTE	Coefficient de dilatation thermique (Coefficient of Thermal Expansion)
DAB	Direct Aluminum Bonded
DBC	Direct Bonded Copper
DIN	Diagramme d'Impédance Normalisée
DPSM	Méthode de points sources distribués (Distributed Point Source Method)
EF	Eléments Finis
EQR	Erreur Quadratique Relative
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée **(**Insulated Gate Bipolar Transistor)
IGBT_NPT	Insulated Gate Bipolar Transistor_Non Punch Through
IGBT_PT	Insulated Gate Bipolar Transistor_Punch Through
IGBT_TFS	Insulated Gate Bipolar Transistor_Trench + Field Stop
IMS	Substrat d'isolation métallique (Insulated Metal Substrates)
IR	Infra-rouge
JFET	Transistor à effet de champ de jonction (Junction Field Effect Transistor)
JTE	Junction Termination Extension
LDMOS	Lateral Double Diffused MOSFET
LTJT	Low Temperature Joining Technique
mAgic	microbond silver interconnection
MEB	Microscope Electronique à Balayage
MOS	Métal-Oxyde-Semi conducteur (Metal Oxide Semiconductor)
MOSFET	Transistor à effet de champ Métal-Oxyde-Semi conducteur (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
RoHS	Restriction of Hazardous Substance Directive
RSB	Rapport de Signal sur Bruit
TDDB	Time Dependent Dielectric Breakdown
Thyristor GTO	Thyristor Gate Turn Off

Transistor HEMT	High Electron Mobility Transistor
TrenchV-MOS	Vertical Trench MOSFET
VDMOS	Vertical Double Diffused MOSFET

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

Figure 1.1 Applications de l'électronique de puissance **(a)**, classement de composant de puissance à semi-conducteur **(b)** [BALIGA_08] 29

Figure 1.2 Température théorique maximal d'utilisation des différents matériaux [WONDRAK_99] 30

Figure 1.3 Structure de quelques technologies de transistors MOS [LETURCQ_02] 31

Figure 1.4 Canal d'un transistor MOS de puissance **(a)**, exemple de géométries de cellule de source VDMOS **(b)** 31

Figure 1.5 Structure d'un transistor MOS à super-jonction **(a)**, champ électrique selon l'axe horizontal dans la région de base **(b)**, et champ électrique selon l'axe vertical **(c)** [LUTZ_11] 32

Figure 1.6 Distribution de la résistance de drain d'un transistor VDMOS en l'état passant [LETURCQ_02] 33

Figure 1.7 Coupe d'une cellule des transistors IGBT PT (Punch Thought) **(a)**, IGBT NPT (Non Punch Thought) **(b)**, et IGBT Trench Field Stop **(c)** 34

Figure 1.8 Transistor bipolaire parasite NPN dans une structure de transistor MOS [LETURCQ_02] 35

Figure 1.9 Aire de sécurité typique d'un transistor MOS [LUTZ_11] 36

Figure 1.10 Structure cellulaire d'un IGBT et schéma équivalant 36

Figure 1.11 Classification du packaging en fonction de la puissance des composants **(a)** et évolution de la surface active de puces IGBT **(b)** [LUTZ_11] 37

Figure 1.12 Structure d'un module de puissance à semi-conducteur 37

Figure 1.13 Substrat d'isolation métallique (IMS) **(a)** et substrat DBC (Direct Bonded Copper) **(b)** [SEMIKRON_11] 39

Figure 1.14 Procédé technologique pour la réalisation de substrats DBC [SCHULZ_03] 39

Figure 1.15 Oxydation de l'AlN avant la procédure de DBC [SCHULZ_03] 40

Figure 1.16 Exemples de connexions externes [DUPONT_06] 41

Figure 1.17 Fils de bonding sur une diode de puissance [MENAGER_06] 41

Figure 1.18 Reconstruction de la métallisation sur l'émetteur et la grille d'un IGBT **(a)**, et sur l'anode d'une diode de roue libre **(b)** [CIAPPA_02] 43

Figure 1.19 Etat physique de la couche de métallisation avant **(a)**, et après reconstruction de la métallisation **(b)** [CIAPPA_02] 43

Figure 1.20 Observation en coupe de la fissure dans l'épaisseur de la métallisation après cyclage [PIETRANICO_11] 43

Figure 1.21 Dégradation avancée de la couche de métallisation [PIETRANICO_11] 44

Figure 1.22 Effet d'une couche de passivation sur la reconstruction de la couche de métallisation **(a)**, visualisation des joints de grain à la surface de l'émetteur avec la couche de protection suite au vieillissement de la métallisation **(b)** [CIAPPA_02] 44

Figure 1.23 Dégradation d'une métallisation par électro-migration **(a),** principe du phénomène d'électro-migration **(b)** [CALVE_03], [BAI_00] 45

Figure 1.24 Modèle d'un transistor VMOS de puissance **(a)**, variation de la tension de seuil à cause de la diffusion de cuivre dans l'oxyde **(b)** [FEYBESSE_03] 45

Figure 1.25 Lignes de champ électrique d'une diode PIN en 4H-SiC 6kV sous tension inverse de 5750V **(a)**, Distribution du champ électrique au dessus de la puce **(b)** [LOCATELLI_03] 46

Figure 1.26 Dépôt des couches de passivation sur une diode PIN 46

Figure 1.27 Profil de température d'un module IGBT durant son fonctionnement [CARUBELLI_03] 47

Figure 1.28 Développement de fissures dans le fil à l'interface entre le fil de bonding et la métallisation déposée sur le silicium [YAMADA_07] **(a)**, levée de fils de bonding sur des puces IGBT suite à des cycles de puissance [AMRO_09] **(b)**, fracture au niveau des pieds de bonding [CIAPPA_02] **(c)** 48

Figure 1.29 Image de « Foot Crack » sur fil de bonding [SMET_11] 48

Figure 1.30 Distribution des modes de défaillance au niveau des fils en fonction des conditions de stress [SMET_11] 49

Figure 1.31 Amélioration de la fiabilité des fils bonding par l'ajout d'une interface de molybdène [HAMIDI_04] 49

Figure 1.32 Dépôt d'une résine **(a)**, comparaison en cours de vieillissement de l'évolution de V_{CEsat} d'un IGBT standard et d'un IGBT avec le revêtement polymère (cyclage thermique T_{min} = 65°C, T_{max} = 125°C, t_{on} = 0,8s, et largeur de pulse 0,5) **(b)** [CIAPPA_02] 50

Figure 1.33 Fracture conchoïdale dans la céramique **(a)** [MITIC_99], effet de l'épaisseur de la couche de cuivre supérieure sur la durée de vie d'un substrat DCB soumis à des cycles thermiques de forte amplitude **(b)** [DUPONT_06] 50

Figure 1.34 Substrat DCB avec « dimples », vue de dessus **(a)**, coupe **(b)** [SCHULZ_02] 51

Figure 1.35 Image MEB de la brasure entre le substrat DCB et la semelle, avant **(a)** et après **(b)** les cycles de vieillissement [MITIC_99] 51

Figure 1.36 Effet de l'épaisseur de cuivre du DCB, délaminage de la brasure après 140 cycles pour 200µm d'épaisseur de cuivre **(a)**, non délaminage de la brasure après 300 cycles pour 127 µm d'épaisseur cuivre **(b)** [DUPONT_06_b] 52

Figure 1.37 Image de non dégradation **(a)** et dégradation **(b)** de la couche de brasure sans plomb entre la puce et le substrat métallisé après 600000 cycles de puissance, T_{max} = 125°C, ΔT = 80 K, [HERRMANN_07] 52

Figure 1.38 Procédé AMB pour une céramique Si_3N_4 **(a)** image du substrat Si_3N_4_AMB **(b)** [KYOCERA] 53

Figure 1.39 Pré procédure d'oxydation d'une céramique Si_3N_4 **(a)** image en coupe de l'interface entre Cu et substrat Si_3N_4 **(b)** [GOETZ_12] 53

Figure 1.40 Résistance thermique mesurée pour différents substrats [GOETZ_12] 54

Figure 1.41 Refroidisseur intégré sur un substrat céramique AlN et sur une semelle AlSiC **(a)**, principe d'une solution de refroidissement intégrée au substrat **(b)** [SCHULZ_00] 54

Figure 1.42 Exemple de micro-canaux en forme d'étoile gravés dans le silicium [KANG_02] 55

Figure 1.43 Caloducs micrométriques insérés dans du silicium [PANDRAUD_04] 55

Figure 1.44 Section d'un thyristor en boîtier press-pack [LUTZ_11] 55

Figure 1.45 Structure IGBT multi puces « Press Pack » proposée par ABB, structure conventionnelle **(a)**, structure StakPak™ avec contacts pressés individuels à ressort **(b)** [ABB_04] 56

Figure 1.46 Module de type Skiip de Semikron [SEMIKRON_11] **(a)** Structure de connexion par brasage direct avec refroidissement sur les deux faces **(b)** [JOHNSON_07] 56

Figure 1.47 Connexion interne par billes de soudure dans un bras d'onduleur [BOURSAT_01] **(a)**, connexion interne par rubans d'aluminium [PIETRANICO_11b] **(b)** 57

Figure 1.48 Puces IGBT métallisées cuivre et câblées par du fil de cuivre [GUTH_10] 57

Figure 1.49 Coupe d'un fil-bongding en cuivre avec un revêtement d'aluminium **(a)**, comparaison du nombre de cycles à défaillance d'une diode de puissance en fonction de ΔT_j pour des diodes câblées avec des fils Al/Cu et des fils Al standards **(b)** [SCHMIDT_12] 58

Figure 1.50 Procédure de frittage de nano particules d'argent (LTJT) **(a)**, état physique de l'interface d'argent après la procédure de LTJT **(b)** [AMRO_05] 58

Figure 1.51 pâte mAgic **(a)** colle mAgic **(b)** comparaison des propriétés matériaux **(c)** [LOWER_12] 59

Figure 1.52 Image en microscopie électronique à balayage d'une section de brasure de l'alliage SnAg3,5 **(a) (c)** et de la brasure obtenue par frittage mAgic de pâte d'argent non pressé **(b) (d)** [LOWER_12] 60

Figure 1.53 Comparaison entre la liaison par brasure standard, à gauche, et une liaison par diffusion des intermétalliques, à droite, **(a)**, image d'une coupe d'une brasure obtenue par la technique de diffusion des intermétalliques **(b)** [GUTH_10] 60

Figure 1.54 Procédure d'adhésion et de séparation d'une liaison par nanotube de carbone **(a)** [BERBER_03], image de la liaison réalisée par des nanotubes de carbone **(b)** [YUNG_09] 61

Figure 1.55 Répartition des modes de défaillance au sein d'un variateur de vitesse conventionnel dans le domaine de l'industrie pour une gamme de quelques kW à une centaine de kW [DOU_11] 61

Figure 1.56 Court-circuit de bras, défaillance des IGBT et explosion d'un module après défaillance [DOU_11] 62

Figure 1.57 Forme de l'onde du courant I_{CC} et de la tension V_{CE} au dernier cycle de court-circuit de la défaillance (600V NPT IGBT, U = 400V, N = 33661 court-circuit) [ARAB_08] 62

Figure 1.58 Test des cyclages de puissance sur deux modules de IGBT 600V-200A (PWM9 et PWM11) et l'évolution de V_{CE} à la condition de mesure (I = 100A, T_j = 125°C) [SMET_12] 63

Figure 1.59 Courbes de robustesse, IGBT NPT 600V (a) évolution de la chute de tension V_{CE} pendant la répétition de court-circuit (b) [ARAB_08]....64

Figure 1.60 Evolution du courant de court-circuit I_{CC} pendant le vieillissement **(a)** variation du courant de court-circuit I_{CC} et de la chute de tension V_{CE} en fonction de nombre de cycle de vieillissement. **(b)** [ARAB_08]....64

Figure 1.61 Image de la couche de la métallisation en aluminium avant le vieillissement **(a)**, et après 24600 court-circuit **(b)** [ARAB_08]....65

Figure 1.62 Dégradation de fil bonding : Rupture autour du contact bond-wire (a), levée de fil-bonding après la défaillance (b) [ARAB_08]....65

Figure 1.63 Evolution de la résistance de la couche d'aluminium en cours de vieillissement [ARAB_08]....66

Figure 1.64 Dégradation de la couche de métallisation, l'évolution de la résistance de l'aluminium et du courant de saturation [PIETRANICO_10]....66

Figure 1.65 Evolution de la résistance thermique entre jonction et eau [BOUARROUDJ_07]....67

Figure 1.66 Dégradation du seuil de la tension [BOUARROUDJ_07]....68

Figure 1.67 Evolution de V_{TH} pendant la répétition de court-circuit [ARAB_08]....68

Figure 1.68 Mesure de la capacité du substrat céramique **(a)**, évolution de la capacité relative C/C_O en fonction de cyclage thermique **(b)** [PIETRANICO_09]....69

Figure 1.69 Calibration de la variation de la chute de tension V_{CE} **(a)** et de la tension de seuil V_{TH} **(b)** en fonction de la température [AVENAS_12]....70

Figure 1.70 Mesure de température par IR (infra-rouge) pour le cas de la dissipation dans la région active et la région de saturation sous la même de puissance $P \approx 94$ W [AVENAS_12]....70

Figure 1.71 Schéma de mesure de V_{CE} en temps réel, **(a)** mesure indirect de la température à partir de V_{CE} **(b)**, et mesure de la chute de la tension V_{CE} en fonction de I_C pour trois températures **(c)** [SMET_12]....71

Chapitre 2

Figure 2.1 Principe de détection par courant de Foucault [WANIN_02]....73

Figure 2.2 Induction de CF à une interface plane....75

Figure 2.3 Répartition des courants de Foucault sous une surface plane [WANIN_02]....76

Figure 2.4 Evaluation d'une cible par une sonde CF **(a),** une cible plane excitée par une onde plane électromagnétique **(b)**, [LE BIHAN_03]....77

Figure 2.5 Modèle de la sonde CF en stratégie absolue **(a),** schéma équivalent de la sonde **(b)**....78

Figure 2.6 Diagramme de l'impédance normalisée d'une plaque ultra fine, ($k = 0{,}95$, $f = [5,\infty]$ Hz, $L_2 = 1$nH, $\sigma = 37{,}7.10^6$ S.m^{-1})....80

Figure 2.7 Diagramme de l'impédance normalisée de la plaque $e = 0{,}1$ m, ($k = 0{,}95$, $f = [5,\infty]$ Hz, $L_2 = 1$nH, $\sigma = 37{,}7.10^6$ S.m^{-1})....81

Figure 2.8 Diagramme de l'impédance normalisée de la plaque pour différentes valeurs de l'épaisseur de la plaque observée, ($k = 0{,}95$, $f = [5,\infty]$ Hz, $L_2 = 1$nH, $\sigma = 37{,}7.10^6$ S.m^{-1})....82

Figure 2.9 DIN pour différents coefficients de couplage ($\sigma = 37{,}7.10^6$ S/m, $e = 1\mu$m, la fréquence f varie de 5 à $2{,}5.10^8$ Hz)....83

Figure 2.10 Modèle simplifié de la couche de métallisation d'Aluminium....84

Figure 2.11 Effet des propriétés électriques et géométriques de la cible sur le diagramme du cercle, diminution de la conductivité de l'aluminium, $\sigma_{al_neuf} = 20.10^6$ **(a)**, faible augmentation de l'épaisseur, $e_{neuf} = 3\mu$m **(b)**, forte augmentation de l'épaisseur, $e_{neuf} = 900$ µm **(c)**, diminution du coefficient de couplage, $k = 0{,}18$ **(d)**....84

Figure 2.12 Variation du diagramme DIN d'une sonde CF placé sur une cible, la fréquence utilisée est dans la gamme de 5Hz à 20MHz....85

Figure 2.13 Sonde CF_ NORTEC-19eII....86

Figure 2.14 Schéma équivalent de la bobine de la sonde CF....86

Figure 2.15 Impédance à vide de la bobine de la sonde, Module **(a)**, et Phase **(b)** de l'impédance....87

Figure 2.16 Banc expérimental du système de contrôle non destructif par courant de Foucault, image du banc expérimental **(a)**, synoptique utilisé du système de contrôle non destructif **(b)** 88

Figure 2.17 Impédance-mètre HP4192 88

Figure 2.18 Schéma de connexion ente l'impédance-mètre et la bobine 89

Figure 2.19 Bras de robot (3 axes) **(a)**, sonde CF fixée au bout du bras **(b)** 89

Figure 2.20 Structure de la plaque de test pour la détection de la couche d'aluminium 90

Figure 2.21 Module de l'impédance mesurée par la sonde **(a)**, partie réelle de l'impédance mesurée par la sonde **(b)** 90

Figure 2.22 Diagrammes de l'impédance normalisée (DIN) du wafer de silicium 90

Figure 2.23 Structure multicouche de l'éprouvette simplifiée 91

Figure 2.24 Circuit de vieillissement de la couche d'aluminium [NGUYEN_11] 92

Figure 2.25 Circuit de mesure de la résistance de la piste d'aluminium 93

Figure 2.26 Variation de la température et de la résistance au cours d'une sollicitation en puissance d'une éprouvette non vieillie 93

Figure 2.27 Zone d'observation de l'éprouvette métallisée **(a)**, Module (Ω) et Phase (Dégré) de l'impédance mesurée par la sonde CF sur une surface rectangulaire au-dessus de l'éprouvette, composant neuf, fréquence 1 MHz **(b)** 94

Figure 2.28 Position de la zone d'observation 95

Figure 2.29 A-scan du module de l'impédance de la sonde CF (f = 2,5MHz) et positionnement du centre de la piste de l'éprouvette de référence (y_1) et l'éprouvette vieillie (y_2) 95

Figure 2.30 DIN de l'éprouvette de référence et de l'éprouvette vieillie après 4683 cycles thermiques **(a)**, et 5402 cycles **(b)** 96

Figure 2.31 Variation de la température de la couche d'aluminium au cours des cycles de vieillissement de 3 secondes, après 3242 cycles, 4683 cycles, et 5402 cycles 97

Figure 2.32 Variation de la résistance relative (r_{CE4P}) et de la variation de résistivité relative (r_{CF}) en fonction du nombre de cycle de vieillissement 98

Figure 2.33 Images MEB de la couche métallisée sur l'éprouvette de référence avant vieillissement **(a)**, et vieillie après 5402 cycles à une extrémité de la piste **(b.1)**, dans la zone médiane de la piste métallisée **(b.2, b.3, b.4)** 99

Figure 2.34 Structure générale d'un module de puissance à semi-conducteur 101

Figure 2.35 Module de puissance spécifique réalisé par Microsemi intégrant des puces COOLMOS^{TM} 102

Figure 2.36 Formes d'ondes en régime de court-circuit 102

Figure 2.37 Puissance dissipée dans la puce au cours d'un régime de court-circuit 103

Figure 2.38 Mesure de la résistance, **(a)** et évolution de la résistance relative de la couche de métallisation de source de la puce **(b)** 103

Figure 2.39 Zone de l'observation A **(a)**, Cartographie de l'impédance mesurée par la sonde CF dans une zone au centre de la surface de métallisation de la puce **(b)** 104

Figure 2.40 Position de la sonde CF sur la métallisation de la puce (position (1)), et sur le substrat DCB de la puce (position (2)) 105

Figure 2.41 Diagramme de l'impédance normalisée (DIN) de la métallisation de la puce de référence et du substrat DCB 105

Figure 2.42 Diagramme de l'impédance normalisée (DIN) de la métallisation de la puce de référence et du substrat DCB. 107

Chapitre 3

Figure 3.1 Module de puissance IGBT 1200V-50A **(a),** cartographie de trois composants en l'axe x, y et z de l'induction magnétique **(b)** [BUSA_03] 109

Figure 3.2 Image de la structure multi-cellulaire d'une puce de puissance 110

Figure 3.3 Modèle de transistor COOLMOS^{TM} en régime de conduction 111

Figure 3.4 Discrétisation de la distribution de tension dans le plan de la métallisation 112

Figure 3.5 Discrétisation surfacique de la distribution des densités de courant **(a)**, discrétisation de la distribution des courants **(b)**, discrétisation volumique dans la métallisation **(c)** 113

Figure 3.6 Distribution des résistances équivalentes pour une métallisation discrétisée sur (m × n points)..... 115

Figure 3.7 Géométrie simplifiée pour la modélisation électrique de la métallisation dans une puce de puissance 116

Figure 3.8 Distribution simulée par EF de la tension sur la métallisation (en Volt) **(a)**, distribution simulée par EF de la composante verticale du courant I_z (en Ampère) à l'interface silicium/silicium (figure 3.7) dans la zone correspondant aux mesures pratiques **(b)** 116

Figure 3.9 Estimation de la distribution des densités de courant dans la métallisation, $\hat{J}_X$ (A/m^2) **(a)** et $\hat{J}_Y$ (A/m^2) **(b)** 117

Figure 3.10 Estimation de la distribution du courant vertical (Ampère), $\hat{I}_Z$ (A) d'après la 1ère méthode dans la zone d'estimation 117

Figure 3.11 Estimation de la distribution du courant vertical (Ampère), $\hat{I}_Z$ (A) obtenue à l'aide de la méthode directe. 118

Figure 3.12 Mesure de la distribution de la tension sur la surface de métallisation, grosse pointe de touche **(a)** fine pointe de touche **(b),** zone de cartographie **(c)** 119

Figure 3.13 Cartographies potentielle obtenue par la grosse pointe de touche **(a)** et par la fine pointe de touche **(b)** (I = 8A, V_{GS} =15V, connexion électrique de la source par W4, la puce en état neuf) 119

Figure 3.14 Affichage de la circulation de courant de surface sur la métallisation lors d'un seul connecteur W1 utilisé **(a)**, et lors d'un seul connecteur W4 utilisé **(b)** 120

Figure 3.15 Distribution expérimentale de la tension (V_{ij}) sur la métallisation à l'état initial, après 14000 et après 24000 cycles de vieillissement, correspondant à connecteur W1 **(a, a14, a24)**, connecteur W4 **(b, b14, b24)**, et connecteurs W1234 **(c, c14, c24)** 121

Figure 3.16 Densité de courant de J_X *(x,y)* **(a)** et densité de courant de J_Y *(x,y)* **(b)**, en (A/cm^2) dans la métallisation (pour I = 8A, V_{GS} = 15V, connexion électrique de la source par W1). 122

Figure 3.17 Distribution de la densité de courant J dans la métallisation de la puce après 24000 cycles de vieillissement (I = 8A, V_{GS} =15V, connexion électrique de la source par W1)..... 122

Figure 3.18 Densité de courant de J_X *(x,y)* **(a)** et densité de courant de J_Y *(x,y)* **(b)**, en (A/cm^2) dans la métallisation (pour I = 8A, V_{GS} =15V, connexion électrique de la source par W4)..... 123

Figure 3.19 Distribution de la densité de courant dans la métallisation de la puce après 24000 cycles de vieillissement (I = 8A, V_{GS} = 15V, connexion électrique de la source par W4)..... 123

Figure 3.20 Distribution de courant vertical I_Z (A) dans la surface de métallisation de la puce lorsque seul le connecteur W4 est utilisé 124

Figure 3.21 Refroidissement à air forcé du module de puissance à tester **(a)** mesure du potentiel au centre de la métallisation pour l'estimation du bruit **(b)** 125

Figure 3.22 Estimation de la distribution de courant vertical (A) avec ajout de bruit sur la distribution de potentiel simulé, RSB = 100 dB **(a),** et RSB = 80 dB **(b)**..... 126

Figure 3.23 Modélisation simplifiée de l'effet du contact de la pointe de touche sur la mesure du potentiel, description géométrique du modèle simplifié **(a)**, perturbation sur la mesure de potentiel lors de la mise en contact (Volt) **(b)** 127

Figure 3.24 Image de la distribution de la tension sans bruit **(a)**, et de la tension bruitée (RSB = 50 dB) **(b)** 128

Figure 3.25 RSB après le traitement du bruit par convolution, en fonction de la taille de la matrice de convolution **A** 129

Figure 3.26 Zone de cartographie de la tension sur Drain **(a)** et distribution de la tension sur une partie de Drain **(b)** lorsqu'un seul connecteur W4 est utilisé, I_D = 8A, V_{GS} =15 V..... 129

Figure 3.27 Distribution de la résistance des cellules élémentaires dans le transistor COOLMOS^{TM} 130

Figure 3.28 Cartographie potentielle sur la métallisation de transistor COOLMOS^{TM} (I_D = 8A, V_{GS} = 15V, un seul connecteur W1 utilisé), en état initial de la puce **(a)**, après 24000 cycles de vieillissement **(b)**..... 131

Figure 3.29 Cartographie potentielle sur la métallisation de transistor COOLMOS^{TM} (I_D = 8A, V_{GS} = 15V, un seul connecteur W4 utilisé), en état initial de la puce **(a)**, et après 24000 cycles de vieillissement **(b)**.....131

Figure 3.30 Estimation de la distribution de courant vertical I_Z (A) à l'état initial **(a)** et après vieillissement **(b)**, lorsqu'un seul connecteur W4 est utilisé, I_D = 8A, V_{GS} = 15V.....132

Figure 3.31 Une source de courant élémentaire [PLACKO_06].....134

Figure 3.32 Géométrie du problème avec l'interface entre l'air et la plaque conductrice [PLACKO_07].....135

Figure 3.33 Distribution des points de sources (sources de courants) et des points d'observation (mesure du champ magnétique rayonné).....137

Figure 3.34 Discrétisation du plan de source sur la piste conductrice.....141

Figure 3.35 Maillage du problème direct en 3-D **(a)**, représentation dans le plan OXY **(b)**.....141

Figure 3.36 Champ magnétique induit sur le plan d'observation, composante H_x selon l'axe x **(a)**, H_y selon l'axe y **(b)**, et H_z selon l'axe z **(c)**.....142

Figure 3.37 Module de la distribution selon x du courant I_j (A) sur la surface de métallisation de la piste.....144

Figure 3.38 Discrétisation DPSM sans préjugé sur la géométrie des sources.....144

Figure 3.39 Module de la distribution de courant I_j (A) sur le plan de source **(a)**, et sur la section C **(b)** pour un champ magnétique calculé par la méthode directe.....145

Figure 3.40 Comparaison entre le résultat de la distribution de courant obtenue par l'inversion sans a priori sur la géométrie de la source et celle fixée dans le problème direct.....145

Figure 3.41 Décalage du plan d'observation en l'axe y **(a)** et en l'axe z **(b)** par rapport au plan d'observation du maillage de problème inverse.....146

Figure 3.42 Erreur quadratique relative en fonction du décalage selon l'axe y du plan d'observation.....146

Figure 3.43 Image de la composante H_y du champ magnétique avant la convolution **(a)**, et après produit de convolution **(b)**, **(c)**, **(d)**, **(e)**, et **(f)** modélisant l'augmentation de la surface active du capteur de champ.....148

Figure 3.44 Distribution de courant I_j sur la section C correspondant aux différences niveaux de la convolution du champ magnétique.....149

Figure 3.45 Exemple d'une distribution de courant dans un volume en 3D.....149

Figure 3.46 Modèle d'une distribution de courant dans une structure en trois dimensions.....150

Figure 3.47 Localisation du plan d'observation au dessus de la troisième couche de la structure en trois dimensions.....151

Figure 3.48 Schéma du circuit d'instrumentation associé au capteur Minisens-Hall FHS 40-P/SP600 **(a),** Image du PCB pour l'implantation du capteur et le support mécanique **(b)**.....154

Figure 3.49 Eprouvette métallisée **(a)**, Zone cartographiée comprenant la piste métallisée **(b)**.....155

Figure 3.50 Images de champ magnétiques pour trois éprouvettes métallisées - composantes H_x et H_y du champ d'excitation magnétique, exprimées en A/m.....155

Figure 3.51 Module de la distribution de courant sur la première éprouvette pour h = 570 µm et $\lambda = 5.10^{-7}$.....156

Figure 3.52 Module de la distribution de courant dans la première éprouvette sur la section C **(a)** et sur la section D **(b)**157

Figure 3.53 Eprouvettes métallisées (à gauche) et résultats d'estimation des distributions de courants dans les métallisations (à droite).....158

Figure 3.54 Image de la puce COOLMOS^{TM} utilisée pour l'estimation de la distribution de courant de surface sur la métallisation, dans la zone cartographiée repérée **(1)**.....159

Figure 3.55 Image des composantes B_x et B_y de l'induction magnétique mesuré au dessus de la surface de métallisation de la puce lorsque tous les connecteurs W1, W2, W3 et W4 sont connectés **(a)**, et lorsqu'un seul connecteur W1 est connecté **(b)**.....159

Figure 3.56 Géométrie du maillage pour l'inversion du problème DPSM.....160

Figure 3.57 Vecteurs représentants la distribution de courant sur la surface de la métallisation le premier cas (tous les groupes de fils connectés), **(a)** et module de la distribution de courant (A) **(b)**.....160

Figure 3.58 Vecteurs représentants la distribution de courant sur la surface de métallisation dans le deuxième cas (seul W1 est connecté), **(a)** et module de la distribution de courant (A) **(b)**.....161

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 1

Tableau 1.1 Conductivité thermique, capacité thermique volumique et coefficient de dilatation thermique des matériaux utilisé pour l'assemblage [SEMIKRON_11] 38

Tableau 1.2 Propriétés de quelques matériaux céramiques utilisés dans les substrats isolants [BERKANI_10] 40

Tableau 1.3 Tests de robustesse de différents substrats céramiques [SCHULZ_08] 53

Tableau 1.4 Comparaison de propriété physique entre l'aluminium et le cuivre [GUTH_10] 57

Chapitre 2

Tableau 2.1 Valeur du coefficient de température α, pour différentes conditions de test (température de référence T_{ref} = 25°C) 93

Tableau 2.2 Variation de la résistance de la piste en fonction de nombre de cycles de vieillissement, résultats obtenus par mesure CE4P de la résistance de la piste et par mesure CF de la résistivité d'aluminium de la piste 97

Tableau 2.3 Epaisseur et conductivité électrique des différentes couches dans le module de puissance à semi-conducteur testé. 105

Chapitre 3

Tableau 3.1 Comparaison d'EQR du résultat de l'estimation entre la méthode indirecte et la méthode directe de l'estimation de la distribution de courant vertical 118

Tableau 3.2 Estimation de RSB pour le bruit électronique, le bruit du contact et le bruit thermique dans l'expérimentation de la cartographie de tension… 126

Tableau 3.3 Résultats de traitement du bruit sur une distribution de tension simulée et bruitée (RSB = 50 dB) par opération de convolution bidimensionnelle 129

Tableau 3.4 Principales caractéristiques de différents types de capteurs magnétiques [JOU&VOU_11] 153

Tableau 3.5 Principaux avantages et inconvénients des différents types de capteurs magnétiques [JOU&VOU_11] 153

Tableau 3.6 Paramètres principaux du capteur LEM Minisens FHS 40-P/SP600 154

Tableau 3.7 Estimation de courant total (Itotal) pour différentes hauteurs 157

INTRODUCTION GENERALE

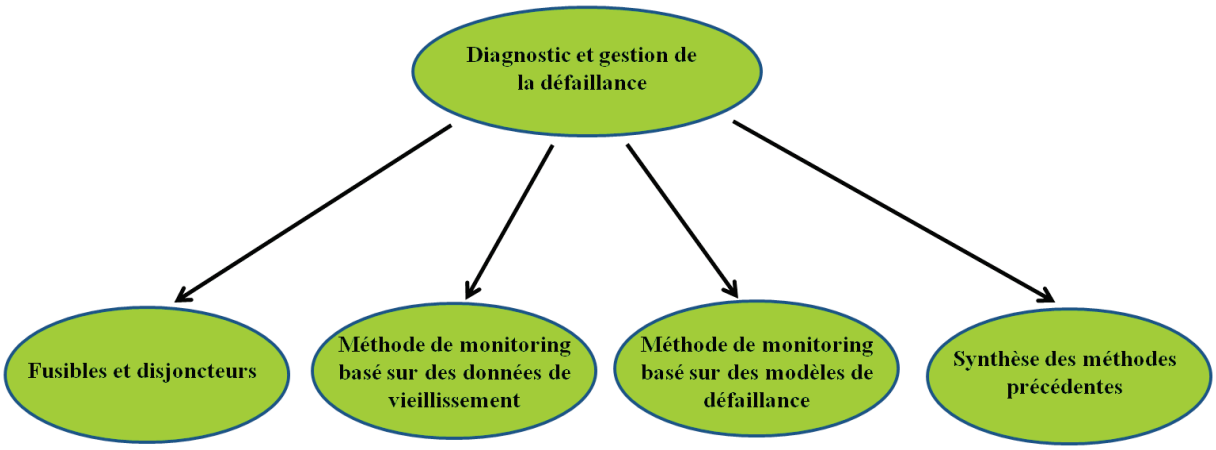
Le développement de l'électronique de puissance touche tous les secteurs industriels, les transports (automobile, aéronautique, ferroviaire..), la production d'électricité (éolien, photovoltaïque..), les réseaux de transport et embarqués (ASI, FACTS, Smart Grids..) dans de très larges gammes de puissance, ainsi que des applications plus large public (électroménager, informatique…). De nombreux secteurs d'activités stratégiques ont aujourd'hui besoin d'une électronique de puissance à haute température, c'est le cas notamment dans certaines applications de transport automobile et aéronautique, dans certaines applications aérospatiales, dans les applications de forage…L'ensemble de ces secteurs d'activité nécessitent une fiabilité maîtrisée avec des durées de vie d'équipement connues. A titre d'exemple, dans le cadre du développement de l'avion « plus électrique », les contraintes thermiques peuvent être extrêmement sévères avec des cycles de température de forte amplitude pouvant varier dans des cas extrêmes entre -55°C et +200°C. C'est le cas également pour des applications automobile dans le cadre des véhicules hybrides où des températures ambiantes de 120°C peuvent être atteintes entrainant les puces à des niveaux de température pouvant atteindre 175°C à 200°C. Ces applications à haute température représentent un défi majeur dans l'avenir pour l'électronique de puissance [FOCK_08], [YANG_11].

Les principales contraintes sur les composants à semi-conducteur de puissance sont liées à la fiabilité et à l'environnement extrêmement sévère de ces différents domaines d'application (cyclage en température, actif et passif). De manière générale, la température est le principal facteur d'accélération du vieillissement des composants de puissance. Une des principales causes de défaillance au niveau des assemblages est liée aux cyclages thermiques. Les différences de coefficients de dilatation thermique des matériaux constituants sont à l'origine de contraintes mécanique qui par fatigue entraînent la défaillance. Les principaux modes de défaillance constatés sont : le délaminage des brasures (principalement brasure céramique/semelle, mais également brasures puces/substrat notamment à haute température de fonctionnement), la fissuration des céramiques, la dégradation des connectiques et la reconstruction de la métallisation d'aluminium déposée sur les puces. De nombreuses études doivent encore être menées pour valider des technologies de composants et surtout d'assemblage qui soient adaptées aux applications à haute température de fonctionnement et sous des contraintes de forte variation de température.

Dans un contexte de généralisation de l'utilisation de l'électronique de puissance pour la commande d'actionneurs électriques, et notamment dans des environnements fortement intégrés et / ou à haute température de fonctionnement comme c'est le cas dans les applications automobiles, l'étude de la fiabilité des dispositifs de conversion de l'énergie est donc un enjeu majeur.

Pour améliorer la fiabilité de modules de puissance à semi-conducteur, le design des module de puissance doit être repensé pour qu'il puisse supporter des conditions de fonctionnement plus contraintes que ce soit vis à vis des contraintes thermiques mais aussi électriques relatives aux profils de mission dans des applications plus électrique (énergie renouvelable, aéronautique, automobile et transport ferroviaire), [WANG_12].

En parallèle, la problématique du diagnostic et de la gestion de défaillance des modules de puissance est également proposée. Le diagnostic peut permettre de renseigner sur l'état de dégradation et sur la durée de vie restante des composants. Ci-dessous sont détaillées quelques méthodes développées dans la carde du diagnostic et de la gestion de la défaillance, [LU_09].



Le fusible intégré est assemblé dans le module de puissance. Ce composant devra présenter un seuil de défaillance plus faible que le composant qu'il protège. Pour la méthode de monitoring basé sur des données de vieillissement, les données des indicateurs de défaillance sont acquises et sont ensuite généralement comparées à un seuil de défaillance dépendant de chaque mode de défaillance identifié. Par contre, dans la méthode de monitoring basé sur des modèles physiques de défaillance, les données des indicateurs obtenus sont entrées dans un modèle physique de défaillance pour prévoir la durée de vie jusqu'à l'apparition de la défaillance.

Dans le domaine du diagnostic et de la gestion de la défaillance, des indicateurs pertinents et un système de monitoring précis, permettant de déterminer et de prévoir les modes de défaillance et /ou de vieillissement sont envisagées pour détecter surement et sensiblement ces défaillances. A terme, ce sont des systèmes intégrés d'instrumentation électronique de monitoring de l'état de vieillissement du module de puissance qui peuvent être développés.

Le sujet de thèse porte sur la fiabilité des modules et des composants de puissance à semi-conducteur (Silicium et/ou SiC) sous l'aspect de l'instrumentation du système de multi-capteur pour la caractérisation des endommagements et le suivi du vieillissement des puces mais aussi de l'assemblage de modules de puissance à semi-conducteur.

Ces études ont été réalisées dans le laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) de l'ENS Cachan pendant trois ans et demi, en relation avec le projet ANR Fidéa.

Le mémoire de thèse se décompose en trois chapitres principaux

Le premier chapitre est une étude bibliographique sur les technologies de modules de puissance intégrant leurs principaux modes de défaillance. Le deuxième chapitre traite de l'utilisation de capteurs à courant de Foucault pour le suivi de la dégradation des métallisations déposées sur les puces. Enfin, le troisième chapitre se focalise sur la recherche de la distribution de courant dans les puces. Nous nous sommes principalement focalisés sur des méthodes électromagnétiques sans contact pour chercher à estimer la distribution de courant dans les puces.

Plusieurs aspects sont ainsi traites dans ce mémoire : le développement de capteurs pour le suivi de vieillissement (instrumentation spécifique pour du contrôle santé intégré) mais aussi le développement de capteurs ou d'instrumentations spécifiques pour l'analyse des dégradations sur le comportement intime des puces de puissance.

L'étude bibliographique est répartie sur l'ensemble des trois chapitres.

Une vision générale des modules de puissance à semi-conducteur (structure, technologie d'assemblage, fonctionnement,…) et leurs principaux modes de défaillance sont présentés dans le chapitre 1. Ces études montrent que les cycles actif (ou passifs) responsables de variation de température au sein de l'assemblage jouent un rôle majeur sur les modes de défaillance de ces composants. Nous montrons également quelles sont les difficultés de l'évaluation de l'état de vieillissement en cours de fonctionnement.

Les deux chapitres suivants sont consacrés d'une part à l'évaluation de l'état de vieillissement de la métallisation par des capteurs à CF et d'autre part à l'évaluation de la distribution de courant dans les puces après vieillissement. Cette dernière partie ne concerne pas le diagnostic des puces, mais plutôt l'analyse de l'effet du vieillissement des puces et de l'assemblage sur la répartition du courant. Il s'agira ici de montrer en quoi les mécanismes de dégradations, qu'ils touchent aux dégradations dans l'assemblage ou sur la surface supérieure des puces peuvent être responsables de mécanismes de défaillance.

Dans l'évaluation de l'état du vieillissement de la métallisation par capteur à CF au chapitre 2, les premières études sont réalisées sur des éprouvettes simplifiées. L'objectif de cette étape est la validation de la pertinence de suivi de vieillissement de la couche de métallisation par la méthode de CF. Une estimation quantitative de la variation de la conductivité de la métallisation sera ainsi réalisée en cours de vieillissement, et la méthode validée.

Ensuite, une évaluation par CF est appliquée à des modules de puissance à semi-conducteur spécifiquement réalisés pour permettre une analyse aisée par des capteurs à CF. Ce sont des puces de transistor COOLMOS^{TM} assemblées par Microsemi.

Le vieillissement très accéléré de la puce est réalisé par la répétition de régimes de court-circuit. La structure complexe d'un module de puissance multicouche rend délicate l'interprétation directe des analyse par CF. Pourtant, les informations obtenues par le capteur à CF pour les puces réelles peuvent être utilement utilisées. Non seulement la dégradation de la métallisation peut être évaluée, mais aussi, semble t'il, la dégradation des autres couches conductrices de l'assemblage du module à semi-conducteur de puissance (par exemple la brasure entre la puce et la métallisation du substrat céramique).

Le troisième et dernier chapitre de cette thèse porte sur l'estimation de la distribution de courant dans la puce à semi-conducteur de puissance. Nous nous focalisons ici sur l'effet du vieillissement des puces ou de l'assemblage sur la répartition du courant dans les puces, afin de mettre en évidence l'origine physique de défaillances et mieux comprendre l'effet des dégradations sur la défaillance des puces. Nous chercherons ici à estimer la distribution verticale du courant dans les puces. Cette estimation sera effectuée à partir de deux méthodes différentes : la cartographie de la tension de la surface de la puce (sa métallisation), et la cartographie du champ magnétique induit au dessus de la puce.

Une cartographie de la distribution de la tension sur la surface supérieure de la puce nous permettra d'estimer la distribution de courant vertical en appliquant la loi Ohm pour chaque point de la cartographie. Dans cette partie, une modélisation 3D est également proposée afin de nous permettre de choisir la solution optimisée pour l'inversion, la pertinence de la méthode d'inversion, et enfin d'évaluer l'influence du bruit de mesure sur le résultat de l'inversion. Ensuite, une estimation préliminaire de la distribution de courant verticale dans un transistor COOLMOS sera présentée à partir d'une cartographie expérimentale de la distribution du potentiel sur la métallisation de ces puces dans différents états de vieillissement.

La mesure de potentiel, par contact a pour principal inconvénient d'être relativement invasive et éventuellement de modifier la distribution de courant recherchée. C'est la raison pour laquelle nous avons cherché à développer également une méthode non invasive basée sur la mesure du champ électromagnétique rayonné par la puce. Plusieurs modélisations ont été réalisées, et nous montrons que le modèle DSPM permet de calculer le champ rayonné par des sources élémentaires de courant, ce qui permet notamment de diminuer le temps de calcul par la suppression de la nécessité de maillage dans les volumes.

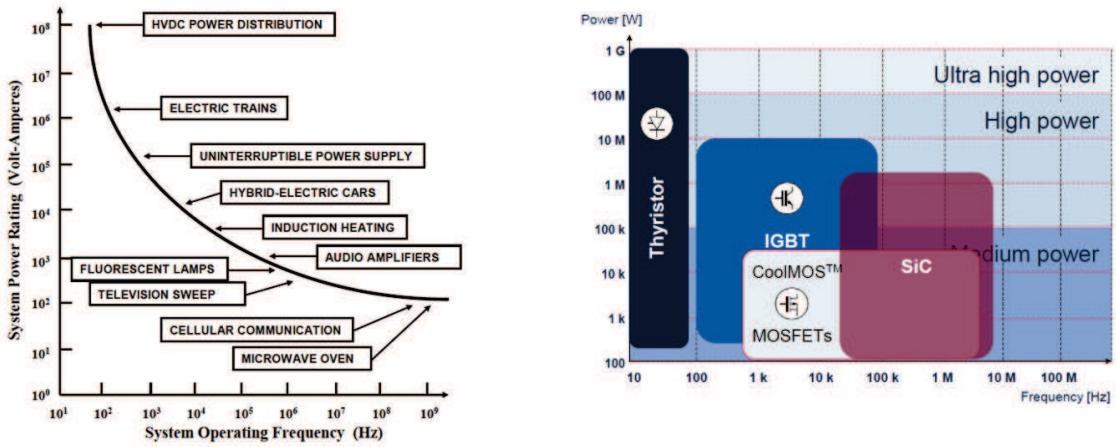
La méthode d'inversion est appliquée sur des résultats expérimentaux de mesure de champ magnétiques. Les résultats obtenus sur des éprouvettes simplifiées 2D sont tout à fait satisfaisant. Sur des puces réelles, les résultats obtenus sont malheureusement nettement moins convaincants, et nous discuterons des raisons pour lesquelles la méthode est à ce stade de l'étude male adaptée.

Enfin, une conclusion générale de la thèse résume les résultats obtenus, les difficultés rencontrées pendant l'étude, ainsi que des perspectives possibles à cette étude.

Chapitre 1. Etat de l'art, structure, dégradation et modes de défaillance des puces et modules de puissance

Historique

Les composants de puissance à semi-conducteur sont les composants actifs permettant au sein des convertisseurs statiques d'énergie d'assurer la conversion et le contrôle de l'énergie électrique. Les premiers composants de puissance à semi-conducteur développés furent les redresseurs en germanium (1952) puis en silicium (1955). Les premiers thyristors sont apparus en 1957. Le transistor bipolaire de puissance est apparu au début des années 1960, puis suivirent des composants dérivés du thyristor tels que le triac, le thyristor asymétrique rapide, le thyristor à déclenchement optique, et le GTO (thyristors Gate Turn Off) dans les années 1980. Les transistors MOS de puissance (transistor à effet de champs Métal Oxyde Semi-conducteur) développés dans les années 1980 également présentent de nombreux avantages par rapport au transistor bipolaire mais restent confinés pour les composants silicium aux applications de relativement faible tension. Le développement du transistor IGBT a permis de complètement révolutionner l'électronique de puissance, il assure la commutation de puissances élevées (jusqu'à environ 5MVA), il est robuste (tenue de courant de court-circuit supérieure à 10µs) sa commande est relativement simple à mettre en œuvre et le compromis entre chute de tension à l'état passant et pertes par commutation autorise des fréquence de commutation élevées pour des composants faible puissance (de l'ordre de 100kHz pour des composants 600V-20A) et de l'ordre de 1kHz pour les composants les plus conséquents en puissance, (figure 1.1) [LETURCQ_99], [KAUSHIK_01].



(a) **(b)**

Figure 1.1 Applications de l'électronique de puissance **(a)**, classement de composant de puissance à semi-conducteur **(b)** [BALIGA_08]

1. Matériaux semi-conducteurs pour composants de puissance

L'élément actif d'un composant ou module de puissance est la puce à semi-conducteur. Actuellement, le matériau utilisé pour la fabrication de puces est le silicium même si apparaissent des composants à base de matériaux grand gap tels le SiC ou le GaN.

On constate également une forte volonté d'augmenter la température maximale admissible par les puces. Cette tendance forte est motivée par le développement de certaines applications plaçant les composants de puissance dans un environnement « haute température ». On peut penser aux

applications automobiles hybrides avec une température ambiante pouvant atteindre 90 à 120°C ou plus critiques, les applications aéronautiques (200°C au voisinage du réacteur) et pétrolières. La montée en température est également liée à l'intégration de plus en plus compacte des convertisseurs d'énergie. Dans le même temps, une montée en température des puces permet de réduire le volume des refroidisseurs d'où un gain de volume et de masse conséquent sur les convertisseurs.

Dans des conditions sévères à haute température, le silicium atteint rapidement ses limites lorsque par exemple la concentration intrinsèque de porteurs générés devient du même ordre de grandeur que le dopage de la région N- assurant la tenue en tension (il devient alors difficile de différencier un semi-conducteur de type N d'un semi-conducteur de type P). A titre d'exemple, la limite pour le silicium est de l'ordre de seulement 175°C pour un composant de tension de claquage 1200V alors qu'elle est de l'ordre de 250°C pour une tension de claquage d'environ 100V (cf. figure 1.2).

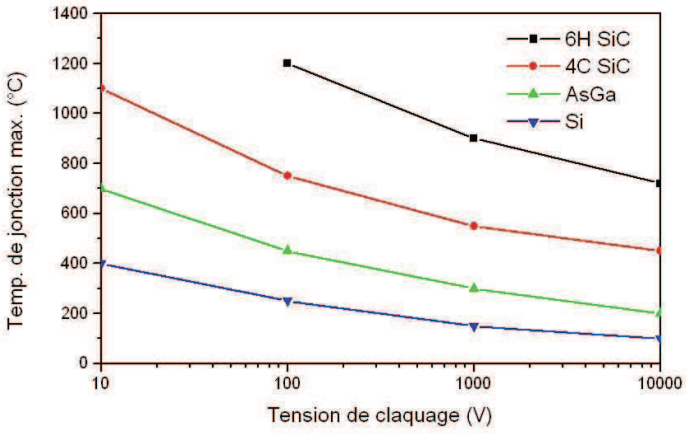


Figure 1.2 Température théorique maximal d'utilisation des différents matériaux [WONDRAK_99]

Ainsi pour les applications de puissance à haute température, les matériaux à grand gap sont extrêmement intéressants car ils repoussent les limites en températures rencontrées avec le silicium. Ces matériaux modifient également complètement les domaines d'utilisation potentiels des composants unipolaires et bipolaires. Pour le silicium, les composants unipolaires possèdent de meilleurs performances que les bipolaires tant que la tension de claquage reste inférieure à environ 400V. Ce chiffre ne concerne pas les composants à base de super-jonction dont nous parlerons ultérieurement. Pour les composants SiC cette limite est largement repoussée vers la haute tension. Les composants grand gap présentent en effet un champ critique d'avalanche considérablement plus élevé que celui du silicium (facteur 10 pour le SiC) ce qui permet de concevoir des composant SiC ayant une épaisseur de base 10 fois plus faible qu'un composant Si de même tenue en tension, avec un dopage 100 fois plus élevé. La résistance spécifique d'un composant SiC peut ainsi être environ mille fois plus faible que celle d'un composant Si de même calibre en tension. C'est la raison pour laquelle tant d'efforts sont actuellement consentis sur les matériaux grand gap tels que le SiC ou le GaN.

2. Puce à semi conducteur de puissance

Comme nous l'avons déjà évoqué, l'apparition du transistor MOS (Métal-Oxyde-Semi-conducteur), dans les années 1980, a provoqué un changement radical de conception dans le domaine des composants de l'électronique de puissance. Dans cette section, nous allons présenter succinctement les structures générales de transistors MOS et transistors IGBT qui sont les deux principaux composants utilisés actuellement en électronique de puissance. Nous présenterons également les spécificités des transistors COOLMOS^{TM} qui ont été utilisés pendant cette thèse. Nous nous attarderons particulièrement sur les mécanismes physiques pouvant être à l'origine physique de la défaillance des puces.

2.1. Transistor MOS de puissance

2.1.1. Structure générale d'un transistor MOS de puissance

La figure 1.3.a présente la structure de principe d'un transistor verticale VDMOS, « D » réfère à la procédure de double diffusion permettant la création du canal par diffusion contrôlée de dopants. Dans ces structures, la région N^+ de drain est épaisse et assure la rigidité mécanique de la tranche de silicium, elle est très fortement dopée afin de limiter la chute de tension à l'état passant. La région N- assure la tenue en tension, son épaisseur et son dopage sont imposées par la tension de claquage du transistor. Le canal de conduction se développe sous la grille lorsque la tension V_{GS} excède la tension de seuil V_{TH} dans le caisson P.

La figure 1.3.b présente la structure à tranchée d'un transistor MOS (Trench V-MOS). Cette structure est développée afin de réduire la résistance à l'état passant du transistor MOS en augmentant la densité d'intégration des cellules élémentaires et en permettant une circulation purement verticale du courant. Enfin la figure 1.3.c montre la structure élémentaire d'un transistor à structure latérale (LDMOS) réservée, pour le silicium, aux composants de faible tenue en tension (circuits intégrés de puissance).

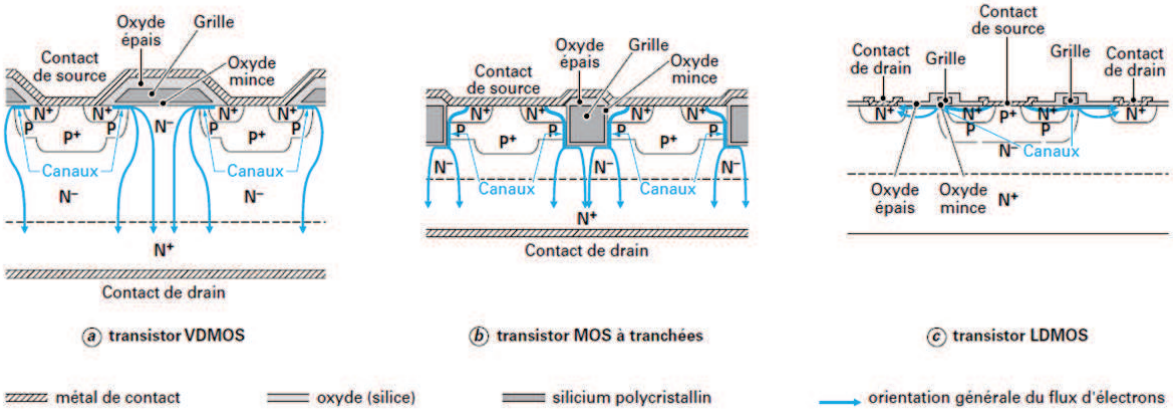


Figure 1.3 Structure de quelques technologies de transistors MOS [LETURCQ_02]

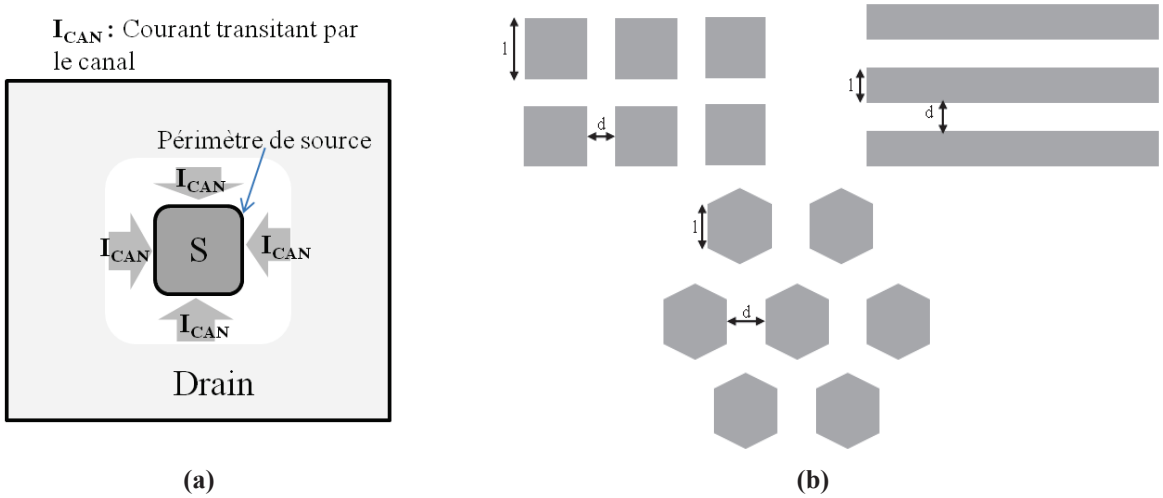


Figure 1.4 Canal d'un transistor MOS de puissance **(a)**, exemple de géométries de cellule de source VDMOS **(b)**

L'électrode de grille est généralement en silicium poly cristallin de type N fortement dopé. La figure 1.4.b présente les géométries les plus courantes pour les contacts de source des cellules élémentaires

d'une structure verticale, avec les dimensions des caissons, *l* et leur espacement, *d*. Ces dimensions sont de l'ordre de quelques micromètres à la dizaine de micromètres pour le pas de répétition, et de l'ordre du micromètre pour la longueur L de canal. Ainsi, la très grande densité d'intégration obtenue permet d'obtenir de l'ordre quelques 10^5 à 10^7 cellules par centimètre carré de surface active de silicium. Ainsi, le périmètre total de la source (*Z*) qui correspond à la largeur développée du canal peut atteindre de quelques mètres à plusieurs dizaines de mètres pour un centimètre carré de surface active. C'est cette spécificité qui permet de réduire suffisamment la résistance du canal et de véhiculer des densités de courant pouvant être extrêmement élevées, particulièrement pour les composants de faible tenue en tension.

Pour le composant unipolaire, la résistance intrinsèque de la région de base N-, n'est pas modulée, et intervient pleinement dans la chute de tension à l'état passant. La résistance spécifique ($\Omega.cm^2$) que présente cette région est liée à la tension de claquage (V_{BR}) par la relation: $R_S \approx \alpha.V_{BR}^{2,6}$ et augmente rapidement avec V_{BR}. C'est pourquoi, les transistors MOS sont limités à des applications de relativement faible tension.

Afin de repousser cette limitation, les « Super-Jonctions » ont été développées, et appliquées aux transistors MOS sous l'appellation COOLMOS^{TM} chez Infineon. Dans les structures à base de super-jonction (figure 1.5), la couche de base N^- d'un MOS standard est remplacée par la répétition de régions alternativement dopées P et N, ce qui confère « en moyenne » à cette alternance de couches N et P un comportement de silicium intrinsèque, pourvu que les charges respective des caissons N et P désertés soient rigoureusement opposées.

Dans ces conditions, la tension de claquage n'est idéalement plus dépendante du dopage de la région N-, et cette région peut être choisie avec un dopage considérablement plus élevé que pour un transistor MOS classique de même tenue en tension. Ainsi, même si la moitié environ de la surface est occupée par les puits P (surface perdue pour la circulation du courant), la résistance à l'état passant de ce composant peut être considérablement plus faible que celle d'un transistor MOS standard. La relation résistance spécifique et tension de claquage $R_S \sim (V_{BR})^{2,5}$ qui limitait les applications des transistors MOS classiques, n'est plus applicable pour les transistor MOS à super jonction, et des applications plus haute tension deviennent ainsi possibles (jusqu'à 1200V environ aujourd'hui) pour le transistor MOS à super-jonction.

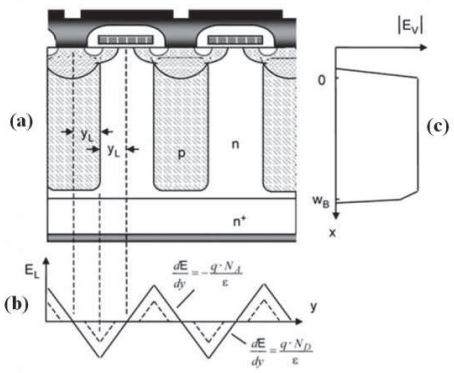


Figure 1.5 Structure d'un transistor MOS à super-jonction **(a)**, champ électrique selon l'axe horizontal dans la région de base **(b)**, et champ électrique selon l'axe vertical **(c)** [LUTZ_11]

2.1.2. Caractéristiques en conduction des transistors MOS de puissance

En régime de conduction, la résistance de drain R_D que présente le composant en série avec le canal se décompose en trois principales composantes :

- Résistance apparente R_{acc} de la couche accumulée en surface sous la grille lors que $V_{GS} > V_{D*S}$,
- Résistance R_i et $R_{i'}$ associée à l'espace intercellulaire, une en série avec la résistance R_{acc} et l'autre en parallèle avec R_{acc}. Dans le cas d'une structure verticale $R_{i'}$ peut être négligeable.
- Résistance R_d de la région de base N^-.

V_{D*S} désigne la tension drain source interne, indiquée dans la figure 1.6.

Ainsi $R_D = R_{acc} + R_i + R_d$, et $V_{DS} = V_{D*S} + R_D.I_D$ à l'état passant.

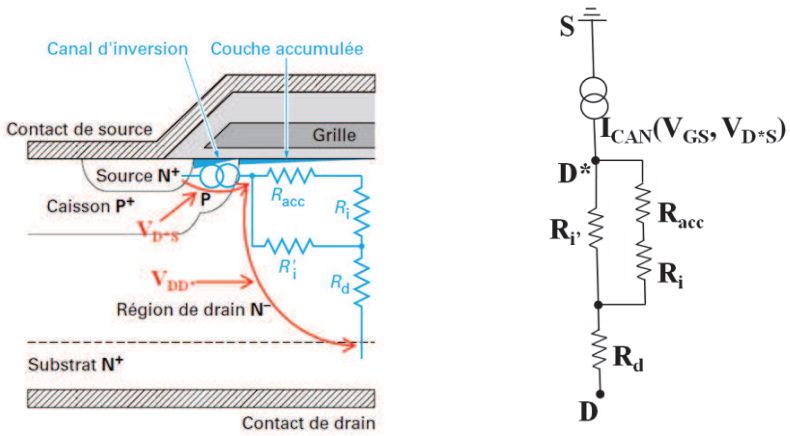


Figure 1.6 Distribution de la résistance de drain d'un transistor VDMOS en l'état passant [LETURCQ_02]

- $I_{CAN} \approx 0$ pour $V_{GS} < V_{TH}$
- I_{CAN} dépend à la fois de V_{GS} et V_{DS} pour $V_{GS} > V_{TH}$ et $V_{D*S} < V_{D*S\,sat}$ (régime ohmique)

$$I_{CAN} = C_{ox}.\frac{\mu_{ns}.Z}{L}.\Delta V_{CAN}.(V_{GS} - V_{TH} - \frac{\Delta V_{CAN}}{2})$$

- I_{CAN} dépend seulement de V_{G*S} *pour* $V_{GS} > V_{TH}$ et $V_{D*S} > V_{D*S\,sat}$ (régime linéaire)

$$I_{CAN} = C_{ox}.\frac{\mu_{ns}.Z}{2.L}.(V_{GS} - V_{TH})^2$$

Où μ_{ns} : mobilité de l'électron de surface, plus faible que celle de volume (d'un facteur 2 environ)

Z : périmètre du canal (présenté dans la figure 1.4)

L : longueur du canal.

ΔV_{CAN} : la chute de la tension sur le canal qui dépend de la tension V_{GS}, et de la tension V_{D*S}.

C_{ox} : la capacité surfacique de l'oxyde de silicium (F/cm^2) *($C_{ox} = \varepsilon_{SiO2}/e$)*, avec e : l'épaisseur de l'oxyde de silicium.

V_{TH}, la tension de seuil dépend de l'épaisseur de l'oxyde, du dopage des caissons P, et des propriétés physiques et géométriques de l'oxyde de grille.

Le courant de drain en régime de conduction peut être calculé d'après l'expression approchée suivante:

$$I_D = K_P\left[(V_{GS} - V_{TH}).V_{D*S} - \frac{{V_{D*S}}^2}{2}\right]$$

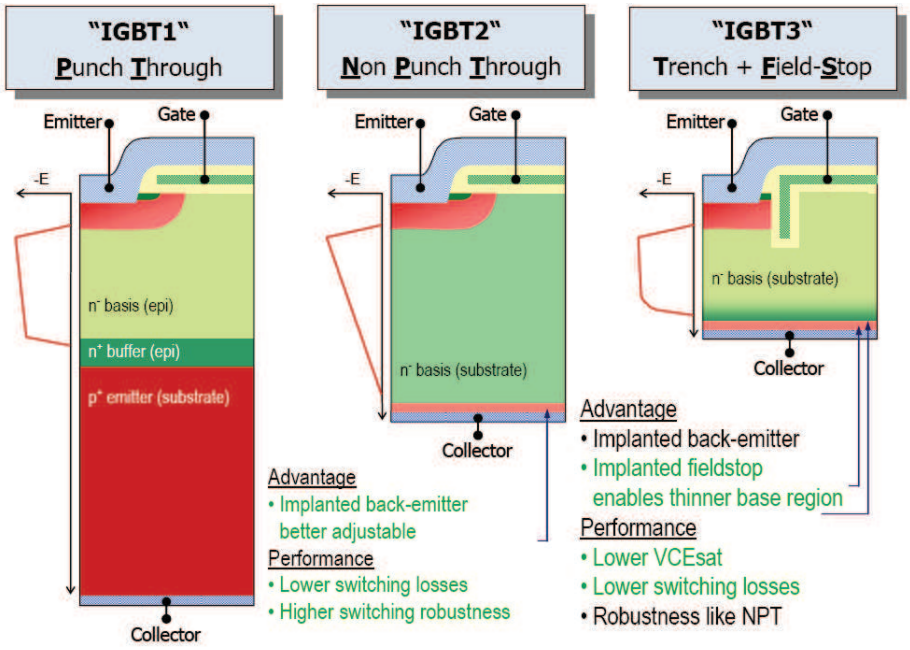
où K_p : le facteur de pente donné par $K_P = \frac{\mu_{ns}.Z.C_{ox}}{L}$, et $V_{D*S} = \Delta V_{CAN}$.

2.2. Transistor IGBT

Le transistor IGBT est un composant mixte dont la structure est réalisée pour intégrer sur une même puce, un transistor MOS et un transistor bipolaire dans le but de pouvoir bénéficier des avantages de chacun tout en essayant de limiter leurs inconvénients. Du point de vue de sa structure, l'IGBT est en

grande partie similaire au transistor MOS mis à part le substrat qui est de type P+ dans le cas de l'IGBT (figure 1.7). Cependant, le fonctionnement physique de l'IGBT s'apparente plus à celui d'un transistor bipolaire qu'à celui d'un transistor MOS. En effet, la présence du substrat P+ provoque l'injection de trous dans la base N- et entraîne une modulation de sa résistivité et ainsi permet de réduire la valeur de la résistance à l'état passant alors que cette modulation n'existe pas dans le cas du transistor MOS. Le transistor IGBT possède un bon compromis entre courant passant et la tension de blocage, ce qui permet des applications haute tension (jusqu'à 6,5kV).

Nous présentons ci-dessous les structures le plus courantes de transistors IGBT. Trois principales structures existent, IGBT PT (Punch Through) à couche tampon, IGBT NPT (Non Punch Through) et IGBT Trench Field Stop.



(a) **(b)** **(c)**

Figure 1.7 Coupe d'une cellule des transistors IGBT PT (Punch Thought) **(a)**, IGBT NPT (Non Punch Thought) **(b)**, et IGBT Trench Field Stop **(c)**

Pour les IGBT PT à couche tampon (figure 1.7.a), la couche tampon de fort dopage N^+ entre l'émetteur P^+ et la région de base N^- permet de diminuer l'épaisseur de la région de base N^- et contrôle la charge stockée en régime de conduction. L'IGBT NPT (figure 1.7.b) est réalisé avec un émetteur de transistor bipolaire interne de très faible épaisseur de type P, et la zone de charge d'espace doit pouvoir s'étendre sur la totalité de l'épaisseur de la région de base N^-. L'IGBT Trench Field Stop (figure 1.7.c), permet de combiner les avantages des deux structures PT (optimisation de l'épaisseur de base) et NPT (faible charge injectée en régime de conduction). En effet, en diminuant l'épaisseur de la région de base, cette technologie permet de réduire la chute de tension en directe et d'assurer efficacement le contrôle de l'injection de porteurs (donc optimiser les pertes par commutation) par l'intermédiaire de l'émetteur. L'utilisation d'une grille à tranchée permet une distribution quasi verticale des lignes de courant au sein du dispositif ce qui va dans le sens d'une réduction de la chute de tension en direct.

2.3. Limitation de fonctionnement, second claquage

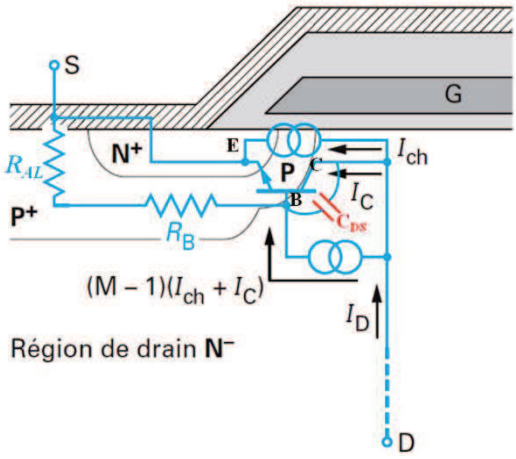


Figure 1.8 Transistor bipolaire parasite NPN dans une structure de transistor MOS [LETURCQ_02]

Comme les composants de puissance à semi-conducteur, le transistor MOS doit respecter les limitations de fonctionnement, particulièrement sous des conditions de fonctionnement à haute température, sous fort *dV/dt*, et dans des conditions de fonctionnement extrêmes (court-circuit et avalanche).

La structure physique des transistors MOS est conçue de sorte que le transistor bipolaire N^+PN^- parasite (figure 1.8) ne puisse entrer en conduction. Ce transistor bipolaire parasite est normalement bloqué (résistance R_B faible par sur-dopage des caissons P au centre). Pourtant sous quelques conditions particulières liées à un stress électrique et/ou thermique, ce transistor peut être activé.

La mise en conduction du transistor parasite NPN est déterminée par l'injection dans le caisson P d'un courant de trous d'intensité suffisante pour polariser en direct la jonction Base/Emetteur du transistor parasite. Ce courant de trous peut résulter de la génération thermique de porteurs, de la génération par avalanche, de la forte variation de charge dans la capacité C_{DS} qui dépend du taux de variation dV_{DS}/dt, et du recouvrement inverse de la diode interne D_B.

A haute température, la tension de diffusion de la jonction P^+N^+ diminuant, la mise en conduction du transistor bipolaire n'en sera que plus aisée.

La résistance permettant de maintenir le blocage du transistor NPN est constituée de la résistance R_B de la région P et d'une résistance R_{Al} liée à la métallisation d'aluminium.

Lors de variations cycliques de température des transistors MOSFET ou IGBT sous des cyclages en puissance, la métallisation se dégrade et sa résistivité moyenne augmente. Suite à la reconstruction de l'aluminium, on peut imaginer une augmentation locale de la résistivité de l'aluminium sans aucune mesure avec l'augmentation moyenne mesurée. La dégradation de l'aluminium en augmentant la résistance $R_{base} = R_{Al} + R_B$ peut également participer à la mise en conduction de ce transistor parasite.

La mise en conduction de ce transistor bipolaire provoque généralement la destruction du composant par second claquage, le contrôle par la grille est inhibé (filamentation du courant dans la ou les cellules pour lesquelles le transistor parasite s'est mis en conduction).

L'aire de sécurité en direct d'un transistor MOS est ainsi définie dans le plan (I_D et V_{DS}) par la tenue en tension, la limitation en second claquage à cause de la mise en conduction du transistor bipolaire N^+PN^-, la dissipation de puissance maximale autorisée pour éviter l'échauffement excessif de la puce, le courant maximal que les fils de bonding ou contacts électriques peuvent supporter, et le courant de drain maximal à tension V_{DS} donnée dans la limite de la tension appliquée à la grille sans risque de destruction de l'oxyde.

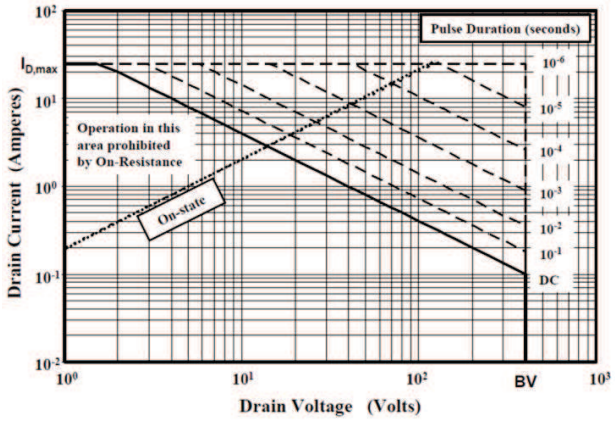


Figure 1.9 Aire de sécurité typique d'un transistor MOS [LUTZ_11]

La figure suivante montre la structure cellulaire d'un IGBT PT. On constate notamment que la partie supérieure du composant est en tous points identique à celle des transistors MOS précédemment détaillée.

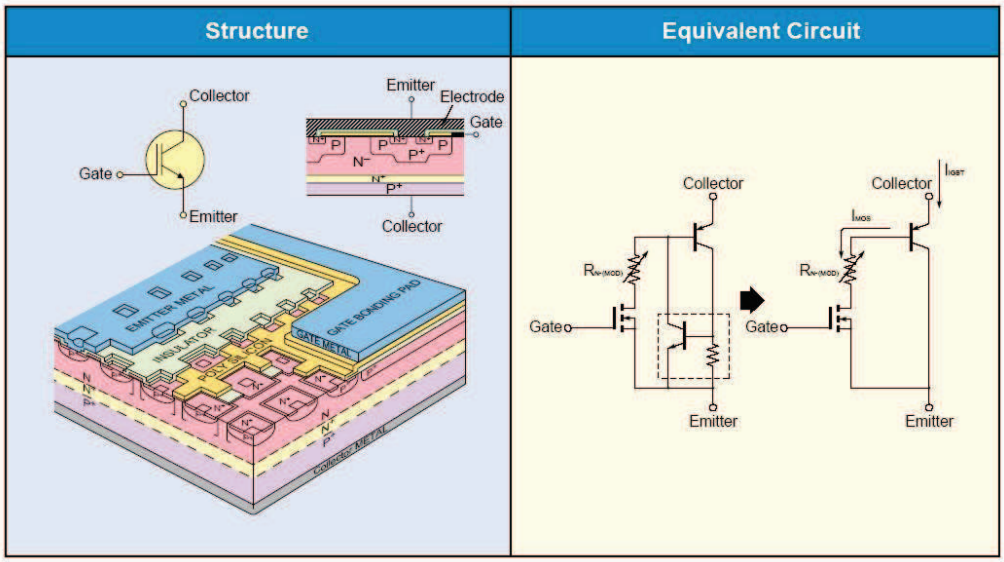


Figure 1.10 Structure cellulaire d'un IGBT et schéma équivalant

On retrouve notamment le transistor NPN parasite qui, associé cette fois à la couche P+ de collecteur de l'IGBT fait apparaître un thyristor parasite dont la mise en conduction (Latch-Up) interdit dès lors tout contrôle par la grille et précède généralement la défaillance irréversible du transistor.

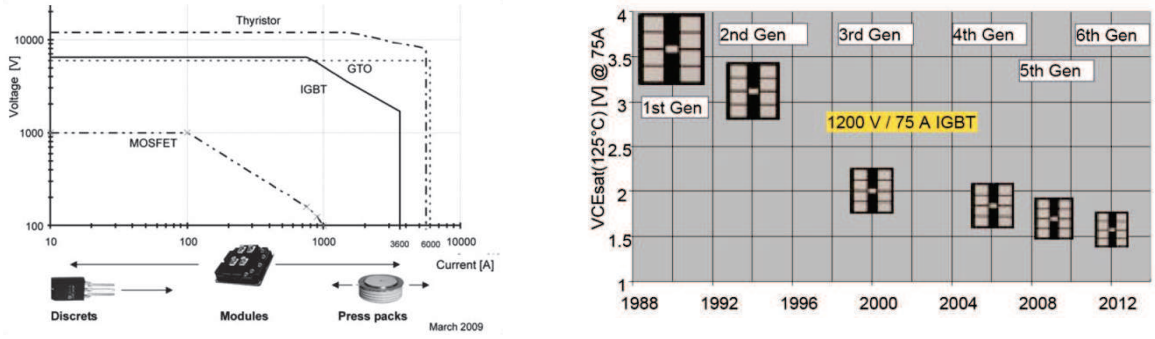
L'inhibition de ce thyristor parasite est réalisée de la même façon que l'inhibition du transistor NPN parasite des MOSFET.

3. Assemblage, présentation d'un module de puissance à semi-conducteur

3.1. Généralités sur l'intégration de puissance

L'intégration de puissance est définie par « la combinaison des composants de puissance actifs avec des composant de signal ou avec d'autre composants de puissance ». Dans les applications de l'électronique de puissance, l'intégration de puissance cherche à minimiser le volume des

convertisseurs, améliorer les fonctionnalités, réduire les problèmes de compatibilité électromagnétique par exemple en optimisant les connexions électriques, et en améliorant la dissipation de puissance [SANC_00]. En se limitant aux composants semi-conducteurs, et à l'intégration de puce et/ou de puces associées à leurs circuits de commande rapprochée de protection et de diagnostic, l'intégration peut être hybride ou monolithique.



(a) **(b)**

Figure 1.11 Classification du packaging en fonction de la puissance des composants **(a)** et évolution de la surface active de puces IGBT **(b)** [LUTZ_11]

3.2. Intégration hybride, module de puissance

Contrairement aux domaines d'application visés par l'intégration monolithique que nous ne détaillerons pas dans ce mémoire, l'intégration hybride est utilisée sur les applications de gammes de puissance supérieures.

Mes travaux de thèse ayant principalement porté sur l'étude d'une puce dans un module de puissance relativement standard, c'est la raison pour laquelle je décrirais dans le paragraphe suivant, et dans le détail, la structure d'un module de puissance.

La mise en œuvre d'une ou plusieurs puces dans une structure de conversion d'énergie nécessite d'assembler cette puce afin de permettre, d'une part la connexion électrique avec l'environnement extérieure, la connexion électrique entre les puces assemblées et enfin l'évacuation des calories (liées aux pertes dans les puces) vers l'extérieur. Cette intégration doit en plus être réalisée tout en maintenant les contraintes de tenue en tension et d'isolation requises par l'application.

Le packaging des puces au sein d'un module nous permet ainsi d'intégrer les puces dans un même boîtier en fonction des besoins en courant, en tension et en gestion thermique, et cela dans la diversité des applications de l'électronique de puissance. De façon très classique, un module de puissance à semi-conducteur est constitué par l'empilement de différents matériaux (figure 1.12).

La structure multicouche d'un module de puissance à semi-conducteur est à l'origine de contraintes mécaniques aux interfaces lorsqu'il s'échauffe puis se refroidit à cause des différences de coefficients de dilatation thermiques que présentent ces différents matériaux. Ces contraintes mécaniques seront à l'origine des principaux modes de défaillance qui seront rencontrés dans l'utilisation de ces dispositifs.

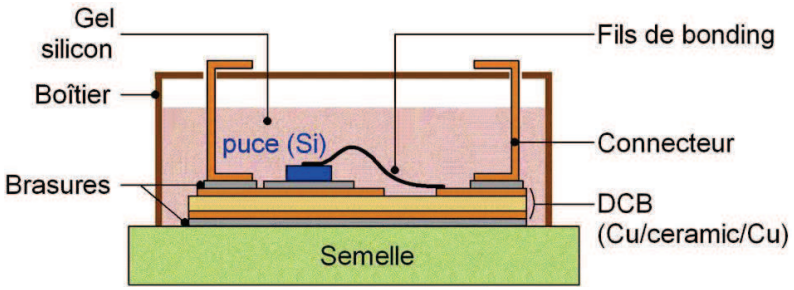


Figure 1.12 Structure d'un module de puissance à semi-conducteur

Dans l'assemblage conventionnel d'un module de puissance, les puces assurent les fonctions actives (transistor ou diode seuls ou mise en parallèle de plusieurs puces, hacheur, onduleur triphasé intégrant au minimum six puces IGBT et 6 puces diodes).

L'évacuation des pertes se fait à travers la semelle qui est aussi le support mécanique du module de puissance. Afin d'isoler la puce de la semelle, un substrat céramique isolant métallisé sur ces deux faces doit être inséré. Le substrat céramique est reporté sur la semelle par l'intermédiaire d'une brasure tout comme la puce sur le dessus du substrat céramique.

La connexion des puces est assurée par des fils de bonding, des connecteurs, généralement brasés sur le substrat céramique permettent la connexion avec l'extérieur.

Le tableau 1.1 présente quelques caractéristiques physiques des matériaux utilisés dans le packaging d'un module de puissance à semi-conducteur.

Tableau 1.1 Conductivité thermique, capacité thermique volumique et coefficient de dilatation thermique des matériaux utilisé pour l'assemblage [SEMIKRON_11]

Matériaux	**Conductivité thermique, $\lambda_{thermique}$ [W/(m.K)]**	**Capacité thermique volumique, C_V [kJ/(m^3.K)]**	**Coefficient de dilatation thermique, CTE [10^{-6}/K]**
Silicium	148	1650	4,1
Cuivre	394	3400	17,5
Aluminium	230	2480	22,5
Argent	407	2450	19
Molybden	145	2575	5
Brasure	70	1670	15-30
Al_2O_3	24	3025	8,3
AlN	180	2435	5,7
AlSiC (75% SiC)	180	2223	7

Nous voyons clairement que ce type d'assemblage fait clairement apparaître des couples de matériaux mis directement en contact ou par l'intermédiaire d'une brasure et présentant de fortes différences de coefficient de dilatation thermique. C'est le cas par exemple entre la métallisation de puce en aluminium et le silicium, entre le cuivre de la semelle et les matériaux céramique, entre le cuivre du substrat et là encore les matériaux céramiques. Ces grandes disparités de CTE conduisent à de fortes contraintes thermomécaniques sous les effets des cyclages thermiques actifs ou passifs du module de puissance à semi-conducteur. Ils sont ainsi responsables des principaux modes de défaillance qui apparaissent à ces interfaces du module de puissance à semi-conducteur.

3.2.1. Substrat isolant

Comme nous l'avons vu, le substrat céramique assure l'isolation électrique entre la partie active du module (la puce) et la semelle. En plus, il permet l'évacuation de la chaleur des puces vers la semelle (pertes dans les puces). Seront donc prisés les matériaux qui ont une propriété d'isolant électrique et possédant malgré tout de bonnes propriétés thermiques. L'isolation peut être assurée par des matériaux organiques ou céramiques [LOSTETTER_00].

Pour le substrat à base de matériau organique, l'isolant utilisé est généralement un polymère ou de l'époxy. Le substrat IMS (Insulated Metal Substrates) est un exemple de substrat utilisant un époxy ou un polymère (figure 1.13.a). Le principal intérêt du substrat IMS est son faible prix. Il n'est par contre

pas adapté aux applications contraignantes d'électronique de puissance (haute température, haute tension). Enfin, la mince couche de polymère utilisée fait apparaître une forte capacité parasite qui est problématique dans les applications à haute tension et à fréquence commutation élevée.

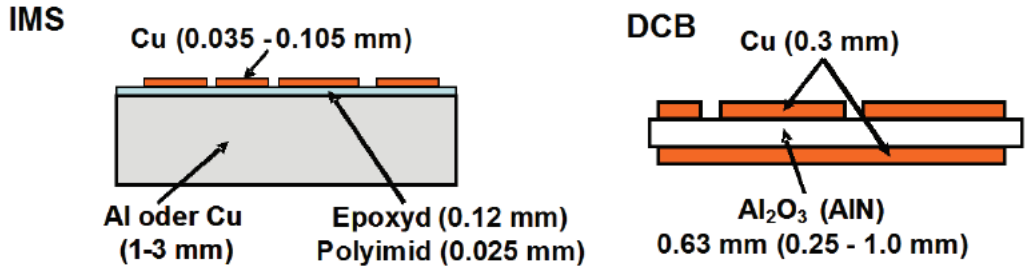


Figure 1.13 Substrat d'isolation métallique (IMS) **(a)** et substrat DBC (Direct Bonded Copper) **(b)** [SEMIKRON_11]

Pour les substrats à base d'isolants céramiques, actuellement, le substrat DBC (Direct Bonded Copper) est celui qui est le plus largement utilisé (figure 1.13.b). Le substrat DBC utilise une couche de céramique métallisée des deux côtés par du cuivre. L'épaisseur de la couche de cuivre varie entre environ 0,15 à 0,65 mm. La figure 1.14 présente la procédure de fabrication d'un substrat DBC. Une couche d'oxyde eutectique Cu_2O est formée à la surface de cuivre, l'ensemble Cu/ Cu_2O/ Al_2O_3 est ensuite porté à une température environ 1063 °C inférieure de 10 à 17°C par rapport à la température de fusion de cuivre, avec un apport d'oxygène à l'interface pour former une couche suffisante de Cu_2O, l'accrochage se produit à la suite de la réaction entre les deux oxydes (Cu_2O et Al_2O_3) [SCHULZ_03].

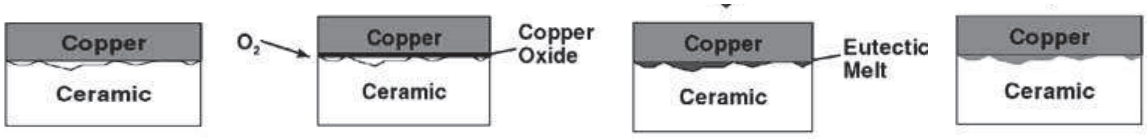


Figure 1.14 Procédé technologique pour la réalisation de substrats DBC [SCHULZ_03]

Le report du cuivre sur la céramique avec ce procédé permet une accroche considérable avec le substrat d'isolation (Al_2O_3 ou AlN), [SCHULZ_03].

Dans le cas où la céramique est de l'AlN, une procédure d'oxydation préalable de l'AlN (figure 1.15) est réalisée pour créer une couche d'Al_2O_3 à la surface de l'AlN avant la procédure de DBC comme nous venons de la détailler au dessus.

Le substrat DBC présente de nombreux intérêts : en permettant le report de métallisations cuivre épaisses, il permet de véhiculer des courants élevés ; sa conductivité thermique peut être bonne (meilleure pour l'AlN que pour l'Al_2O_3), son coefficient de dilatation thermique est relativement bien adapté à celui du silicium, il présente une excellente isolation électrique et des capacités parasites compatibles avec des applications haute tension / haute fréquence.

Dans le tableau 1.2, nous présentons quelques caractéristiques physiques de différents matériaux d'isolation de substrat d'un module de puissance. Le substrat DBC présente une faible valeur de la capacité électrique de l'ordre 18 pF/cm^2 par rapport 80 pF/cm^2 pour le substrat IMS avec une couche de 70 µm d'époxyde ou de polymère [SCHULZ_03].

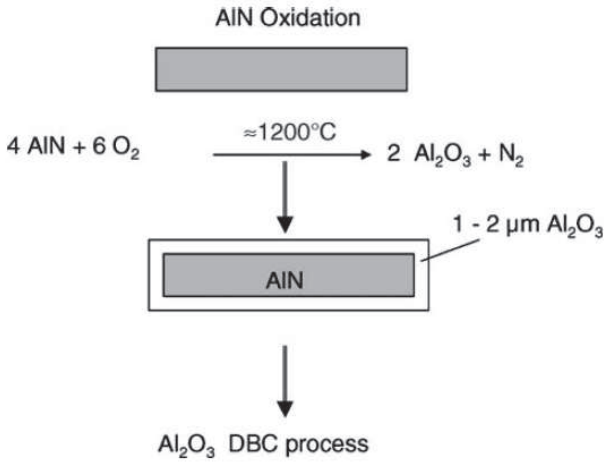


Figure 1.15 Oxydation de l'AlN avant la procédure de DBC [SCHULZ_03]

Tableau 1.2 Propriétés de quelques matériaux céramiques utilisés dans les substrats isolants [BERKANI_10]

Propriétés	Al_2O_3	AlN	Si_3N_4	BeO	Diamant
Module de Young, E_{Young} (GPa)	300-380	300-310	300	300 – 350	1140
Contrainte à rupture, R_m (MPa)	250-300	300-500	>700	170 – 250	-
Conductivité thermique, $\lambda_{thermique}$ (W/m.K)	20-30	260	60	250	2000
CTE (10^{-6}/°C)	8,1	4,7	2,7-3,4	6,8 – 7,5	1,2
Résistivité électrique, ρ à 300K (Ω.m)	$>10^{13}$	$>10^{14}$	$>10^{14}$	$>10^{14}$	-

Pour les applications à haute température, l'aluminium présentant une plastification à un niveau de contrainte plus faible que le cuivre, il peut avantageusement remplacer le cuivre afin de réduire les contraintes mécaniques à l'interface métal/céramique et retarder voir annuler tout risque de fracture dans la céramique. Toujours pour les applications hautes température et/ou sous très forte variation de température, le nitrure de silicium peut avantageusement remplacer l'AlN (contrainte à rupture considérablement plus élevée). On parle alors pour les deux dernières technologies abordées ici de substrat AMB (Active Metal Brazing) qui nécessitent un métal d'apport (brasure) afin d'assurer le report de la métallisation sur la céramique (aluminium sur AlN ou Cuivre sur Si_3N_4).

On peut également remarquer que la céramique Si_3N_4 supportant de grandes contraintes mécaniques, peut être montée directement sur le dissipateur (suppression de la semelle).

3.2.2. Semelle

Dans l'assemblage d'un module de puissance, une semelle épaisse assure généralement la fonction de support mécanique à l'assemblage. Le substrat céramique sur lequel les puces sont brasées et connectées est dans ce cas reportée sur la semelle par l'intermédiaire d'une brasure de température de fusion inférieure à celle entre puce et substrat céramique. La semelle permet de monter le module de puissance sur le dissipateur (radiateur à convection naturelle ou forcée, boite à eau…).

Dans les structures les plus classiques c'est le cuivre qui est majoritairement utilisé à cause de sa très bonne conductivité thermique, même si son coefficient de dilatation thermique élevé n'est pas sans poser des soucis de fiabilité à l'interface au niveau de la brasure entre semelle et substrat céramique (très grande différence de coefficient de dilatation thermique entre le cuivre et les céramiques). Ainsi,

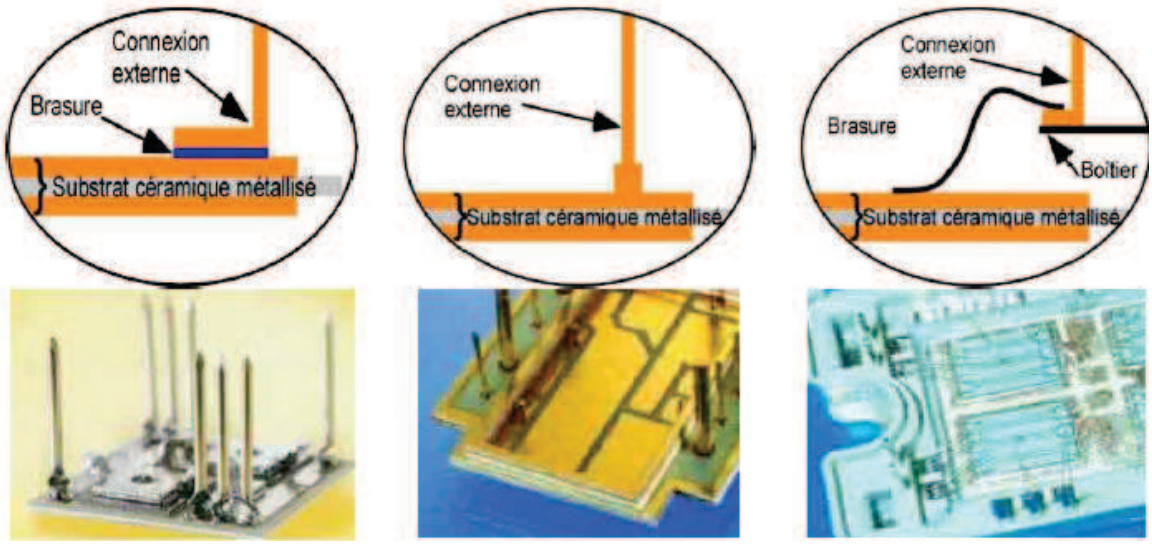
pour des raisons de fiabilité mais aussi de poids, des matériaux composites tels l'AlSiC peuvent être utilisés pour la semelle. Ce matériau, malgré une conductivité thermique plus faible que celle du cuivre présente un coefficient de dilatation plus proche de celui des matériaux céramiques ce qui limite les contraintes dans la brasure substrat/semelle et améliore donc la fiabilité de l'ensemble. Pour les mêmes raisons, d'autres matériaux peuvent également être utilisés tels le cuivre tungstène ou le cuivre molybdène.

Nous avons vu toutefois qu'avec certains matériaux céramiques tels que le Si_3N_4, la semelle pouvait être supprimé, ce qui allège le module de puissance et permet de réduire sa résistance thermique. On peut également citer le cas de modules Semikron sans semelle dans lesquels le substrat céramique (AlN) est également pressé sur le refroidisseur.

3.2.3. Techniques de connexion dans un module de puissance à semi-conducteur

Nous pouvons distinguer deux types de connexion dans un module de puissance, les connexions internes et les connexions externes. Les connexions internes assurent la circulation du courant de puissance et de la commande vers les puces dans le module, les connexions externes réalisent les liaisons électriques du module vers l'extérieur.

La figure 1.16 présente différentes techniques de connexion externe. La technique le plus classique utilisée largement est détaillée dans la figure 1.16.a où la connexion externe est brasée sur le substrat céramique par l'intermédiaire d'un matériau de brasure. Ces connexions peuvent également être directement intégrées au substrat céramique ou également reliées au substrat par l'intermédiaire de fils de bonding, (figure 1.16.b, 1.16.c).



(a) **(b)** **(c)**

Figure 1.16 Exemples de connexions externes [DUPONT_06]

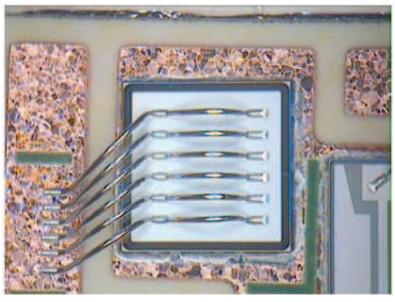


Figure 1.17 Fils de bonding sur une diode de puissance [MENAGER_06]

Les connexions internes dans les modules de puissance sont habituellement réalisées par des fils d'aluminium qui sont reportés sur les métallisations par soudure ultrasonique. Les fils de bonding ont des diamètres qui varient entre environ 75 et 500 µm pour les composants de puissance en fonction du courant qu'ils véhiculent. Pour atteindre les capacités en courant des puces de puissance, plusieurs fils de bonding sont connectés en parallèle. Enfin, pour distribuer le courant de façon homogène sur la puce, plusieurs points de soudure sont effectués pour un même fil comme indiqué à la figure 1.17. La technologie de câblage filaire par fil de bonding est très bien maitrisée, à faible coût et est donc toujours largement appliquée pour la très grande majorité des modules de puissance commercialisés.

3.2.4. Brasures

Dans les modules de puissance, les liaisons entre les connexions externes et le substrat céramique, entre la puce et le substrat isolant ou encore entre le substrat et la semelle sont réalisées par l'intermédiaire d'une couche de brasure. La brasure étant à l'interface entre des matériaux aux coefficients de dilatation thermique différents, elle est soumise à des contraintes mécaniques cycliques importantes en cours d'utilisation et joue donc un rôle majeur dans la fiabilité des modules. Elle doit non seulement posséder une bonne conductivité thermique mais aussi électrique (brasures connecteur substrat et puce substrat).

Le report à l'aide de matériau de brasure reste aujourd'hui encore le procédé le plus courant pour l'assemblage en électronique de puissance. En raison des températures maximales admissibles des composants généralement utilisés dans les modules, les métaux constituant l'alliage de brasure sont le plus souvent des alliages à points de fusion inférieurs voir très inférieur à 450°C. Le brasage est obtenu en déposant une préforme de l'alliage entre les éléments à braser et en mettant l'ensemble au-delà de la température de fusion de l'alliage de brasure selon un profil de refusion précis. La liaison métallurgique sera établie après le refroidissement. Pour améliorer les caractéristiques de la brasure, de faibles quantités d'argent, de cuivre, de zinc, et d'antimoine, d'or, de nickel ou de palladium peuvent être ajoutées en fonction des propriétés recherchées. L'alliage de brasure qui était le plus utilisé avant la réglementation RoHS était l'alliage eutectique Etain Plomb ($Sn_{63}Pb_{37}$). Cet alliage possède en effet des caractéristiques intéressantes comme une bonne adhésion, une bonne mouillabilité et un très bon comportement en cyclage. Sa température de fusion est toutefois faible, et les réglementations interdisant l'usage du plomb en électronique font que cet alliage ne se rencontre plus.

Les alliages à base de Sn, Ag, et Cu sont parmi les meilleures brasures sans plomb, avec comme propriétés intéressantes : approvisionnement facile, bonne mouillabilité, point de fusion plus faible que Sn/Ag et Sn/Cu, bonne résistance à la fatigue. Les alliages Sn/Cu ou Sn/Ag sont également souvent utilisés pour la soudure à la vague.

4. Modes de défaillance au sein d'un module de puissance

4.1. Modes de défaillance au niveau des puces

Dans cette partie, nous allons présenter les principaux phénomènes de dégradation rencontrés au niveau de la puce.

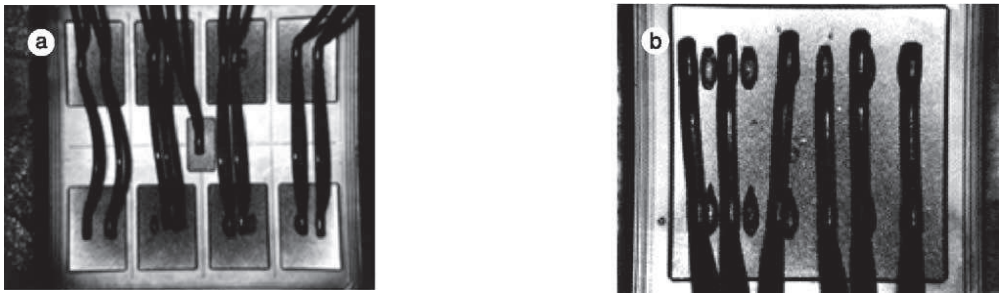
4.1.1. Reconstruction de la métallisation

Comme nous l'avons montré, la couche de métallisation est de l'ordre d'environ quelques micromètres (de 3 à 10µm environ). A cause de la différence entre les coefficients de dilatation thermique (CTE) de l'Aluminium et du Silicium (CTE de l'aluminium = 23.10^{-6} K^{-1}, CTE du silicium = 3.10^{-6} K^{-1}), la couche de métallisation est soumise en cours de fonctionnement à des contraintes cycliques de compression et d'allongement qui à terme sont à l'origine, dans un premier temps de la plastification

de la couche d'aluminium, et dans un second temps de dislocations qui apparaissent aux joints de grain. La dégradation de la couche de métallisation dépend de la température et de l'amplitude de variation de température.

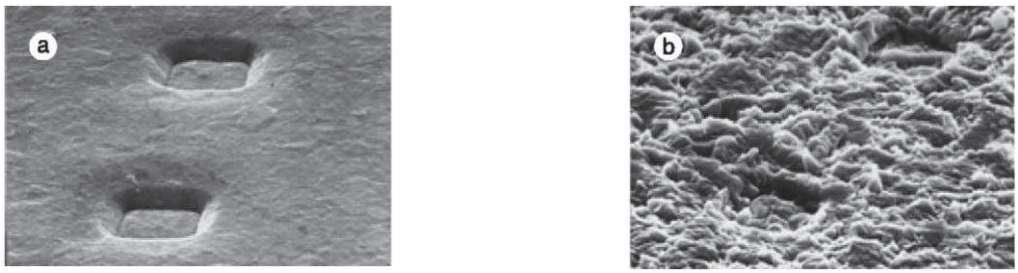
On peut lire que la reconstruction de la métallisation fragilise l'adhésion entre les fils bonding et la surface de la métallisation ce qui peut faciliter la levée des fils bonding [CIAPPA_02]. Pourtant, récemment, une étude a montré au contraire que la reconstruction de la métallisation sur la puce n'avait aucun effet sur la métallisation sous les fils de connexion, [LUTZ_08]. L'effet de la dégradation de la couche de métallisation sur la levée des fils est donc à prendre avec précaution.

La reconstruction de la métallisation est évidemment observée dans les endroits de plus forte amplitude de température, c'est à dire au centre de la puce où la température de la jonction est généralement maximale ou au voisinage des pieds de fils de bonding à cause des échauffements liés à la focalisation du courant [CIAPPA_02] comme indiqué à la figure 1.18.



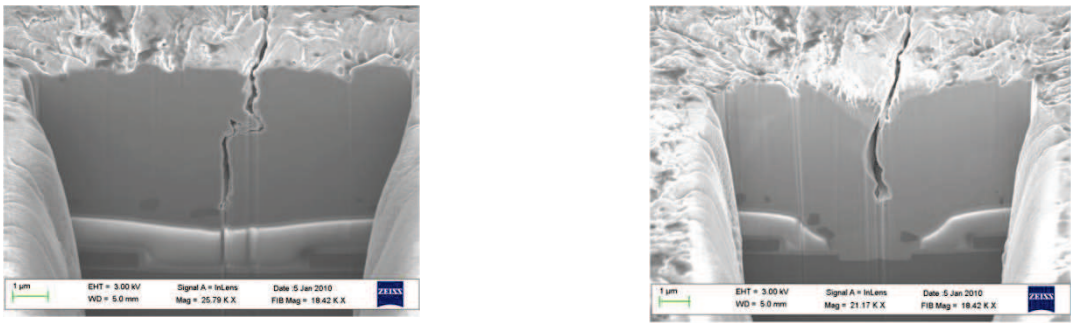
(a) **(b)**

Figure 1.18 Reconstruction de la métallisation sur l'émetteur et la grille d'un IGBT **(a)**, et sur l'anode d'une diode de roue libre **(b)** [CIAPPA_02]



(a) **(b)**

Figure 1.19 Etat physique de la couche de métallisation avant **(a)**, et après reconstruction de la métallisation **(b)** [CIAPPA_02]



(a) **(b)**

Figure 1.20 Observation en coupe de la fissure dans l'épaisseur de la métallisation après cyclage [PIETRANICO_11]

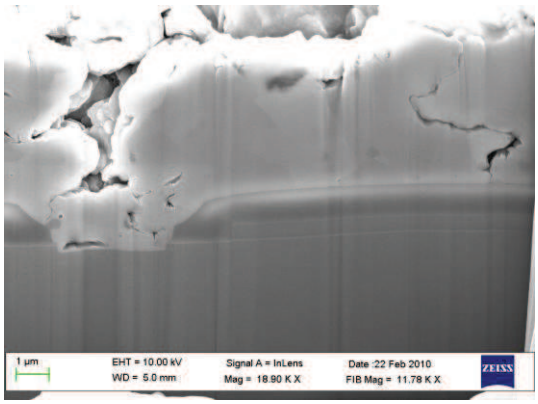
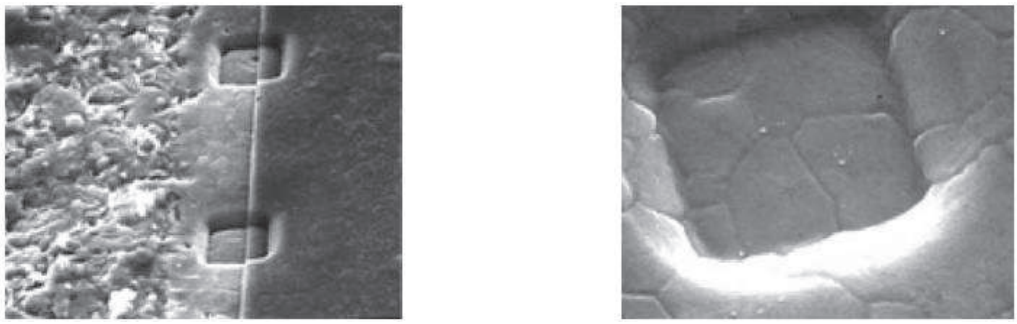


Figure 1.21 Dégradation avancée de la couche de métallisation [PIETRANICO_11]

La figure 1.19 montre à l'aide d'un Microscope Electronique à Balayage (MEB) le changement de l'état physique de la métallisation suite à des cyclages thermiques. La figure 1.20 montre la « fissuration » dans l'épaisseur de la métallisation.

D'après Ciappa, à partir de 110°C, les contraintes qui apparaissent sur la métallisation résultent principalement des déformations plastiques. La répétition de ces cycles de contraintes/déformations se traduit par la dégradation de la métallisation (on parle de reconstruction) et une augmentation considérable de la résistivité de la métallisation [CIAPPA_02] qui s'explique par l'apparition de « fissures » traversantes.

Pour diminuer la reconstruction de la métallisation, une solution proposée consiste à implanter une fine couche de passivation (Nitrure de Silicium Si_3N_4, polymide,...). La figure 1.22 montre l'efficacité de la couche de passivation pendant la procédure de vieillissement de la métallisation. Grâce à la couche de protection, la reconstruction de la métallisation est considérablement ralentie voire inhibée.

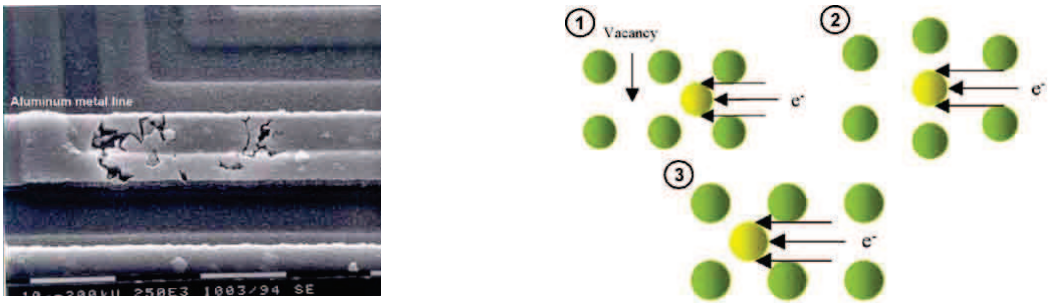


(a) **(b)**

Figure 1.22 Effet d'une couche de passivation sur la reconstruction de la couche de métallisation **(a)**, visualisation des joints de grain à la surface de l'émetteur avec la couche de protection suite au vieillissement de la métallisation **(b)** [CIAPPA_02]

4.1.2. Electro-migration sur la métallisation

Dans des environnements à haute température et sous densité de courant très élevée, le phénomène d'électro-migration est couramment observé dans les circuits microélectroniques comme indiqué à la figure 1.23. L'électro-migration se traduit par le déplacement des atomes dans le conducteur engendré par le flux des électrons. Ce phénomène apparait significativement à partir d'une température de 100°C et pour des densités de courant supérieures à $0{,}5.10^6$ A/cm^2, [CALVE_03], [BAI_00]. L'électro-migration provoque une discontinuité du flux des métaux sur la puce, qui peut provoquer des points chaud ou des défauts de contact entre la métallisation et d'autres parties de la puce ou de l'assemblage.

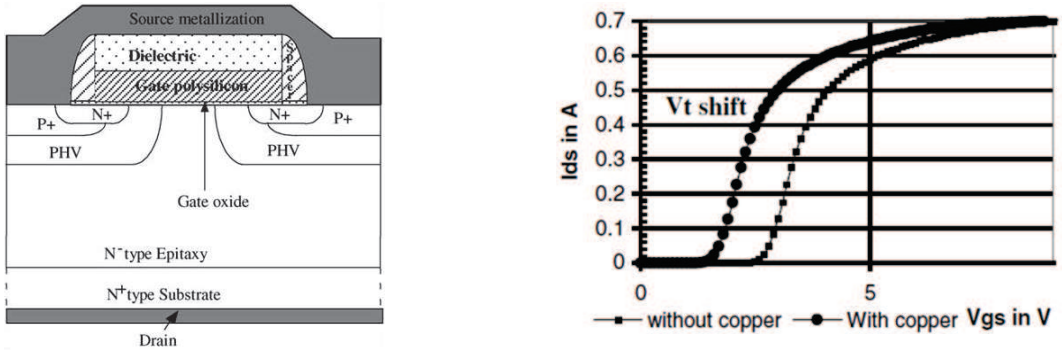


(a) **(b)**

Figure 1.23 Dégradation d'une métallisation par électro-migration **(a),** principe du phénomène d'électro-migration **(b)** [CALVE_03], [BAI_00]

De telles densités de courant ne se rencontrent pas nécessairement sur des composants de puissance. Le développement de composants grand gap à forte densité d'intégration et fonctionnant à température plus élevée pourrait toutefois remettre en cause ces hypothèses.

L'effet de l'électro-migration peut être réduit par la présence de cuivre dans la métallisation. D'après [FEYBESSE_03], une petite quantité de cuivre (de l'ordre de 0,5%) peut être ajoutée dans la métallisation sous la forme de l'alliage, aluminium – silicium – cuivre (Al Si1% Cu0.5%) pour éviter l'électro-migration. L'inconvénient du cuivre est sa diffusivité même à basse température. C'est pourquoi, à haute température, la diffusion de cuivre dans l'oxyde de grille devient plus aisée, ce qui entrainera la dégradation des performances de l'oxyde de grille. La figure 1.24.b montre que la diffusion de cuivre dans l'oxyde peut modifier la tension de seuil des composants à grille isolée. L'évaluation de la caractéristique de la capacité en fonction de la tension, *C(V)* de l'oxyde de grille permet de déterminer les charges de cuivre ayant été injectées dans l'oxyde et qui provoquent cette diminution de tension de seuil, [FEYBESSE_03]. Ainsi, un compromis entre la réduction de l'électro-migration et la dégradation de l'oxyde doit être trouvé.

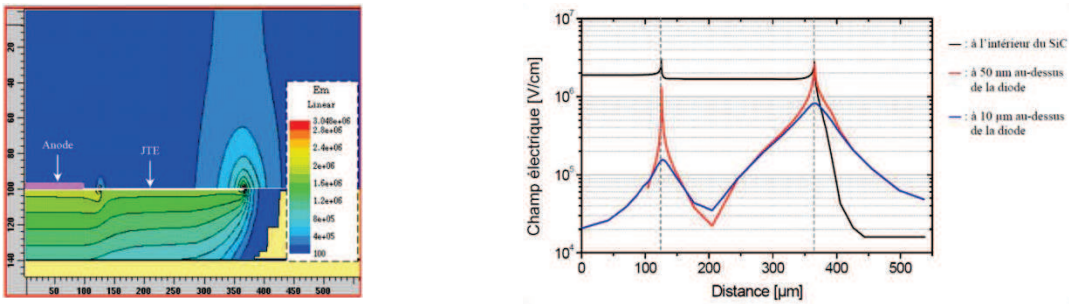


(a) **(b)**

Figure 1.24 Modèle d'un transistor VMOS de puissance **(a)**, variation de la tension de seuil à cause de la diffusion de cuivre dans l'oxyde **(b)** [FEYBESSE_03]

4.1.3. Passivation de la zone périphérique de tenue en tension

En régime de tenue en tension, la figure 1.25 présente les lignes de champ à la périphérie d'une diode PIN SiC sans passivation possédant une JTE (Junction Termination Extension). Les simulations montrent des pics de champ électriques extrêmement élevés hors du SiC au droit de la jonction métallurgique et sur les bords de la JTE [LOCATELLI_03].



(a) **(b)**

Figure 1.25 Lignes de champ électrique d'une diode PIN en 4H-SiC 6kV sous tension inverse de 5750V **(a)**, Distribution du champ électrique au dessus de la puce **(b)** [LOCATELLI_03]

Le dépôt d'une couche de diélectrique (couche de passivation) va ainsi diminuer les risques de claquage et les courants de fuite à la surface du composant de puissance à semi-conducteur. La couche de passivation se décompose en une passivation primaire et une passivation secondaire. La couche de passivation primaire est l'oxyde de silicium (SiO_2) d'épaisseur quelques centaines de nm pour améliorer les propriétés d'interface. La couche de passivation secondaire est normalement plus épaisse (quelques µm), et utilise soit des matériaux inorganique (SiO_2, Si_3N_4) ou soit des polymères [DIAHAM_07].

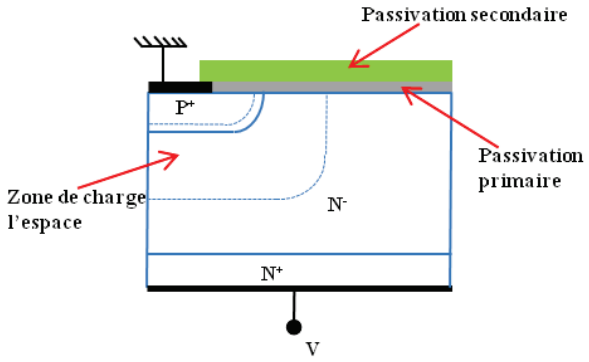


Figure 1.26 Dépôt des couches de passivation sur une diode PIN

Les matériaux polymères utilisés sont généralement limités en température (<200°C). Si de nombreuses études ont permis de caractériser le comportement des matériaux utilisés pour les passivations secondaires, l'effet du vieillissement et de la dégradation de ces passivations sur des puces n'est généralement pas abordée, et la dégradation des passivations secondaires, notamment à haute température de fonctionnement pourrait mériter des investigations plus poussées.

4.1.4. Oxyde de Grille

Les composants de puissance à grille isolé comme les MOSFET et IGBT utilisent une commande par induction électrostatique à travers une très fine couche d'oxyde (typiquement de l'ordre de 100nm). Le circuit de commande doit charger et décharger la grille pour assurer la commutation du composant. La dégradation de l'oxyde de Grille conduit à une densité élevée de courant de fuite de grille résultant généralement du court-circuit entre grille et source. La dégradation de l'oxyde de grille a largement été étudiée en microélectronique, et il semble que les épaisseurs élevées des oxydes de grille des composants de puissance silicium limitent le risque de dégradation.

L'origine de cette dégradation peut être expliquée par l'injection de charges électriques dans la couche d'oxyde à cause de l'application du champ électrique sur l'oxyde [MARTIN_98]. Le mécanisme est accéléré par la température et le courant circulant sous la grille. Nous pouvons évaluer la fiabilité de

l'oxyde de grille par des tests de TDDB (Time Dependent Dielectric Breakdown) [MANCA_00], [FUCHEN_02]. Si le phénomène semble peu prépondérant pour le silicium, la dégradation de l'oxyde (Injection de type Fowler Nordheim) apparaît beaucoup plus facilement sur des composants à grand gap. A titre d'exemple, la dégradation de l'oxyde est un des principaux risques de défaillance actuel des MOSFET SiC.

4.2. Modes de défaillance au niveau de l'assemblage d'un module de puissance à semi-conducteur

Comme nous avons pu le voir dans les paragraphes ci-dessus, l'intégration des puces dans un module de puissance se fait par l'intermédiaire d'un empilement de différents matériaux aux propriétés physiques extrêmement différentes (conducteurs, semi-conducteurs, isolants, matériaux de report) qui peuvent notamment présenter de fortes différences de coefficient de dilatation thermique. Sous l'effet des cyclages thermiques (actifs et/ou passifs) inhérents à la vie d'un module de puissance, et qui peuvent être de forte amplitude, les contraintes mécaniques, liées aux différences de coefficients de dilatation thermiques, apparaissent aux interfaces des différents matériaux, et sont à l'origine des principaux modes de défaillance observés sur les modules de puissance. La figure 1.27 présente l'évolution de la température de semelle d'un module IGBT (T_C) et de sa température de jonction (T_j) dans un convertisseur de traction automobile. Ce type de mesure montre les sollicitations thermiques induites par les pertes dans les puces et liées au fonctionnement du véhicule.

Pour évaluer et comprendre l'origine physique des principales dégradations au sein des modules de puissance, je présenterais par la suite une étude bibliographique faisant un état de l'art sur les principaux modes de défaillance rencontrés.

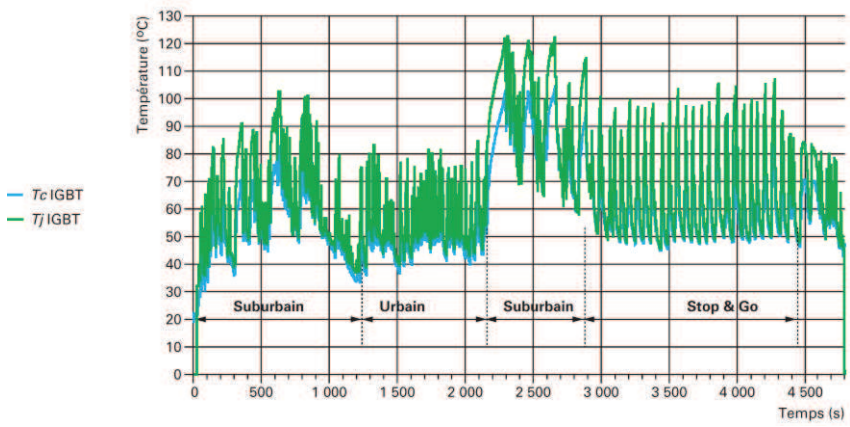


Figure 1.27 Profil de température d'un module IGBT durant son fonctionnement [CARUBELLI_03]

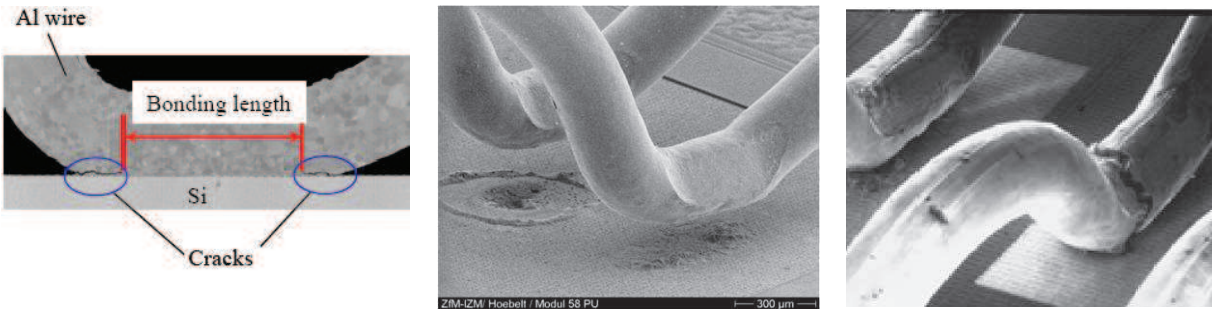
4.2.1. Dégradations des fils de bonding

Pour les fils de bonding, il y a deux principaux types de défaillance qui sont liées aux contraintes thermiques cycliques que supportent ces fils en cours d'utilisation, la levée des fils de bonding suite à la propagation d'une fissure dans le fil à l'interface fil/métallisation de puce, et la fracture dans les pieds des fils qui résulte cette fois de l'élongation du fil à chaque cycle de courant et qui est principalement du à l'auto échauffement du fil.

La levée des fils de bonding est l'un des principaux modes de défaillance observé dans les modules de puissance, [CIAPPA_02], [RAMMINGER_00]. Ce mode de défaillance se produit majoritairement entre le fil de bonding et la métallisation de puce et bien plus rarement au point de contact entre le fil de bonding et le cuivre du substrat DBC. La variation de température sur le cuivre du substrat céramique est plus faible que celle au niveau de la métallisation de puce et d'autre part, les différences de CTE sont plus importantes entre l'aluminium (23-24 ppm/K) et le silicium (2,6 ppm/K) qu'entre

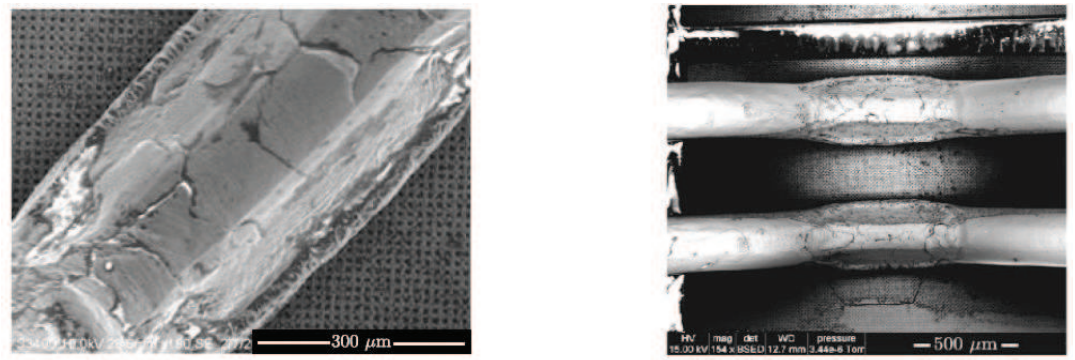
l'aluminium et le cuivre (17-18 ppm/K) [CIAPPA_02]. La dégradation du contact entre le fil et la métallisation de puce s'initie suite à l'apparition de fissures au niveau du contact avec la métallisation comme illustré sur la figure 1.28.a [YAMADA_07]. Ces fissures se propagent ensuite à l'intérieur du fil jusqu'à à la levée complète du fil, figure 1.28.b.

D'autre part, les variations de température du fil résultent en des phases de dilatation/compression et peuvent être responsable de l'apparition de fractures au niveau des talons des fils (Heel Cracking), comme représenté à la figure 1.28.c. L'apparition de fissures dans les pieds des fils résulte du fléchissement du fil autour de son pied d'accroche sur la métallisation lié à l'élongation de l'ensemble du fil en cours d'échauffement (l'échauffement du fil dépend pour beaucoup des pertes joule dans le fil lui même). D'après [CIAPPA_02], le phénomène de Heel Cracking est rare pour les IGBT multi puce, le phénomène étant observé après vieillissement de très longue durée ou lorsque la géométrie du fil (géométrie de la boucle) n'est pas optimisée. Le mécanisme de Heel Cracking est généralement plus lent que le mécanisme de levée de fil bonding.



(a) **(b)** **(c)**

Figure 1.28 Développement de fissures dans le fil à l'interface entre le fil de bonding et la métallisation déposée sur le silicium [YAMADA_07] **(a)**, levée de fils de bonding sur des puces IGBT suite à des cycles de puissance [AMRO_09] **(b)**, fracture au niveau des pieds de bonding [CIAPPA_02] **(c)**



(a) IGBT1 of GEM005 after 56.0 kcycles with T_{ref} = 90 °C & ΔT_j = 80 °C.

(b) IGBT6 of E12 after 137 kcycles with T_{ref} = 60 °C & ΔT_j = 80 °C.

(a) **(b)**

Figure 1.29 Image de « Foot Crack » sur fil de bonding [SMET_11]

Selon la thèse de [SMET_11], sous des contraintes thermomécanique sur les fils de bonding, trois types de défaillance ont été mises en évidence : la levée des fils de bonding (lift-off), les fissures dans les talons des fils (heel cracking), et dans les pieds (foot crack). La figure 1.29 présente des dégradations de type Foot Crack, différentes du Heel Cracking. Il semble que ces dégradations peuvent évoluer vers des défaillances de type lift-off ou Heel Cracking.

Par contre ici, selon [SMET_11], les défaillances de type « Heel Crack » et « Foot Crack » sont observées plus souvent que le «lift-off ».

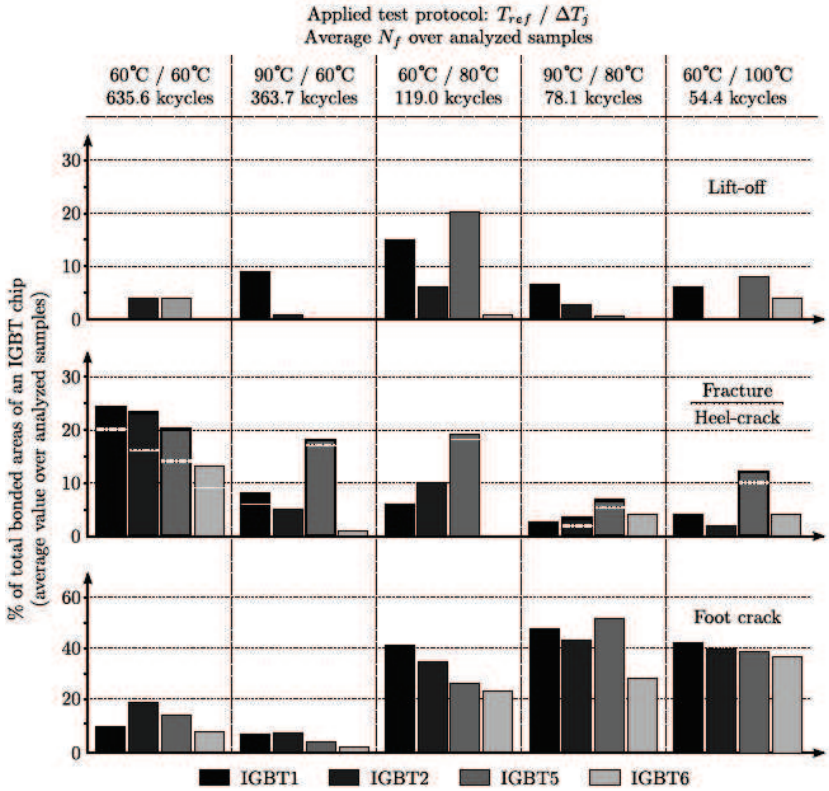


Figure 1.30 Distribution des modes de défaillance au niveau des fils en fonction des conditions de stress [SMET_11]

Pour améliorer la fiabilité des fils de bonding sous l'effet de cyclage thermique, quelques solutions peuvent être proposées comme détaillées ci-dessous. Une couche tampon de molybdène peut être ajoutée sur la surface de métallisation de la puce IGBT (ou Diode). Le molybdène ayant un coefficient de dilatation thermique compris entre celui de l'aluminium et celui du cuivre, l'introduction de ce matériau répartira la différence de CTE entre l'aluminium et le silicium sur les interfaces Aluminium/molybdène et molybdène/silicium, figure 1.31, [HAMIDI_04]. Il semble qu'avec cette technique, la durée de vie d'un module IGBT puisse être prolongée d'un facteur 2 à 3. D'autre part, la couche de molybdène améliore également la distribution de courant sur la métallisation.

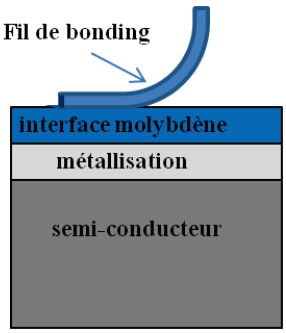
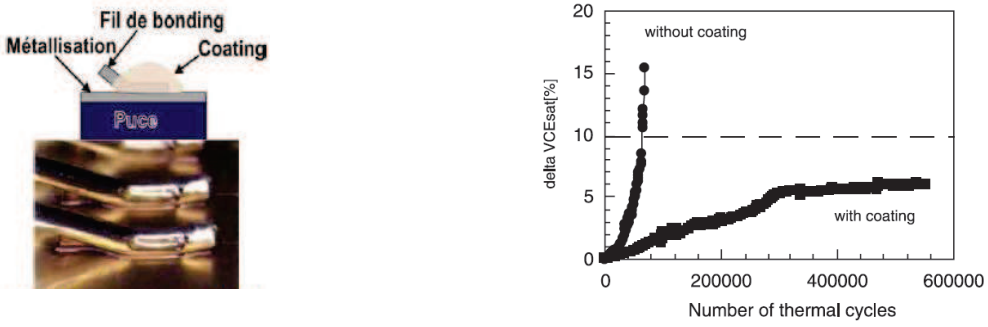


Figure 1.31 Amélioration de la fiabilité des fils bonding par l'ajout d'une interface de molybdène [HAMIDI_04]

Une deuxième solution consiste à rajouter une couche de résine polymère aux pieds des fils de bonding après la soudure ultrasonique. Cette couche va permettre de garder le contact électrique entre le fil de bonding et la métallisation malgré la fissuration à l'interface entre fil et métallisation de puce. La figure 1.32 présente l'amélioration de la durée de vie du fil bonding avec ce revêtement [CIAPPA_02].

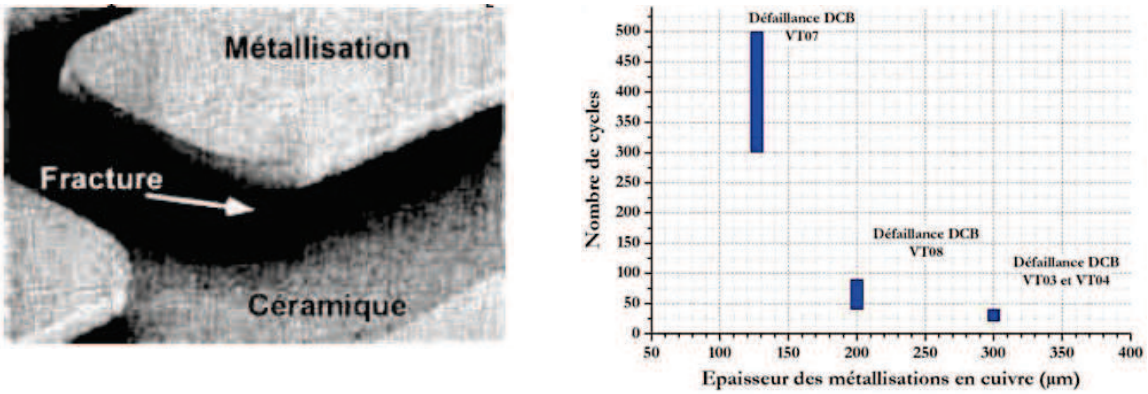


(a) **(b)**

Figure 1.32 Dépôt d'une résine **(a)**, comparaison en cours de vieillissement de l'évolution de V_{CEsat} d'un IGBT standard et d'un IGBT avec le revêtement polymère (cyclage thermique T_{min} = 65°C, T_{max} = 125°C, t_{on} = 0,8s, et largeur de pulse 0,5) **(b)** [CIAPPA_02]

4.2.2. Dégradation du substrat céramique isolant

Lorsque le module de puissance est soumis à des cycles de variation de température de forte amplitude, les différences de coefficient de dilatation thermiques entre la métallisation du substrat céramique (généralement en cuivre) et la céramique sont responsables après plastification de la métallisation, de l'initiation et de la propagation de fissures dans le cuivre puis de la fracture brutale de la céramique qui est un matériau fragile. Ces fractures sont principalement localisées sur les bords des métallisations à proximité des points singuliers de concentration de contraintes (figure 1.33.a).



(a) **(b)**

Figure 1.33 Fracture conchoïdale dans la céramique **(a)** [MITIC_99], effet de l'épaisseur de la couche de cuivre supérieure sur la durée de vie d'un substrat DCB soumis à des cycles thermiques de forte amplitude **(b)** [DUPONT_06]

Plusieurs solutions ont été proposées afin de réduire les risques de fracture de la céramique lorsque les modules sont soumis à des cycles de température de forte amplitude:

- Utilisation de matériaux céramique à forte contrainte à rupture, c'est le cas par exemple du nitrure de silicium Si_3N_4.
- Utilisation de conducteurs ayant des contraintes à plastification de plus faible valeur que le cuivre, c'est le cas par exemple de l'aluminium (substrats de type DAB pour Direct Aluminum Bonded).
- Réduction de l'épaisseur de la métallisation du substrat, figure 1.33.b.
- Création de ''dimples'' qui ont un effet local de la réduction de l'épaisseur de la métallisation (figure 1.34) et d'atténuation des singularités.



(a) **(b)**

Figure 1.34 Substrat DCB avec « dimples », vue de dessus **(a)**, coupe **(b)** [SCHULZ_02]

4.2.3. Dégradation des matériaux de brasure

Les cyclages thermique actifs ou passifs sont responsables, à cause des différences de coefficient de dilatation thermique (CTE) des matériaux assemblés, de la dégradation progressive des couches de brasure. La dégradation sera bien évidemment fonction des différences de CTE des matériaux à assembler, de la taille de la brasure, des amplitudes de variation de la température ainsi que des niveaux de température, mais aussi des durées d'application des contraintes thermiques, les matériaux de brasure, de nature viscoplastiques, sont sujets au fluage.

Par sa grande dimension, l'interface de brasure entre le substrat céramique et la semelle peut être fortement contrainte (surtout si la semelle est en cuivre, matériau à fort CTE) même si cette interface voit des variations de température plus faibles que la brasure entre puce et substrat céramique [HAMIDI_99], [POLLER_09].

Les paramètres influant la durée de vie de la brasure sont :

- Les propriétés mécaniques de la brasure, mais aussi
- la taille du joint de brasure, la durée de vie augmente avec une diminution des longueurs caractéristiques du joint
- la différence de CTE des matériaux à assembler
- l'élévation de température
- la durée d'application des contraintes thermiques (fluage)
- l'augmentation de l'épaisseur de la brasure qui est bénéfique en termes de durée de vie, même si elle dégrade les performances thermique de l'assemblage.

Pour les brasures de grande surface sur semelle en cuivre, le délaminage de la brasure substrat/semelle est un mode de dégradation fréquemment rencontré pouvant entrainer la défaillance suite à l'élévation de la température de puce. En effet, la dégradation de la brasure va se traduire par une augmentation de la résistance thermique qui à terme peut entrainer la défaillance des puces si leur température s'élève trop.
La figure 1.35 présente l'image obtenue par microscopie acoustique à balayage (MAB) pour une brasure entre le substrat DCB et la semelle à l'état neuf **(a)** et après cyclages en puissance **(b)**. Le délaminage s'initie sur les bords du joint de brasure, aux points singuliers là où les contraintes mécaniques sont maximales.



(a) **(b)**

Figure 1.35 Image MEB de la brasure entre le substrat DCB et la semelle, avant **(a)** et après **(b)** les cycles de vieillissement [MITIC_99]

L'épaisseur de la métallisation du substrat céramique influence le délaminage de la brasure [DUPONT_06_b]. Les résultats expérimentaux de la figure 1.36 montrent qu'une plus faible épaisseur de métallisation améliorera la durée de vie de la brasure.



(a) **(b)**

Figure 1.36 Effet de l'épaisseur de cuivre du DCB, délaminage de la brasure après 140 cycles pour 200µm d'épaisseur de cuivre **(a)**, non délaminage de la brasure après 300 cycles pour 127 µm d'épaisseur cuivre **(b)** [DUPONT_06_b]

La brasure puce/substrat (délaminage) se dégrade suite aux variations de température au niveau de la puce qui sont de plus forte amplitude que celles rencontrées à l'interface substrat/semelle. Si des dégradations partant des bords de la brasure ont été observées avec pour effet une augmentation là encore de la résistance thermique et donc de la température de puce, d'autres modes de dégradations sont observés notamment lors de cyclages induisant des températures élevées au niveau de la puce. Ainsi, pour les puces de grande surface (supérieure à 0,5 cm^2), le point le plus chaud au niveau de la brasure puce/substrat localisé au centre de la brasure peut entrainer des dégradations dans la brasure qui s'initient à partir du centre de la brasure. La figure 1.37 présente l'image par ultrasons d'une brasure d'alliage sans plomb entre la puce et le substrat métallisé, après 600000 cycles de température maximale T_{max} = 125°C, et de ΔT = 80°C. Des résultats similaires ont également été obtenus sur des alliages à base de plomb [LUTZ_08].



(a) **(b)**

Figure 1.37 Image de non dégradation **(a)** et dégradation **(b)** de la couche de brasure sans plomb entre la puce et le substrat métallisé après 600000 cycles de puissance, T_{max} = 125°C, ΔT = 80 K, [HERRMANN_07]

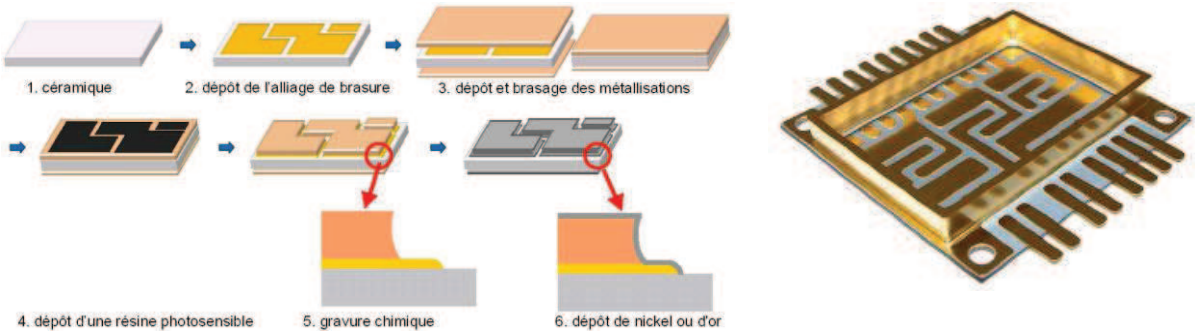
5. Evolution des assemblages pour modules de puissance à semi-conducteur

5.1. Substrat céramique et semelle

Les augmentations de la densité de puissance, de la température dans les puces, de la température environnementale, mais aussi de la durée de vie requise nécessitent de nouvelles techniques d'isolation et de substrats métallisés. Les modules de puissance basés sur un substrat céramique AlN ou Al_2O_3 peuvent être limités dans des applications sous très forte variation de température. Le Nitrure de Silicium (Si_3N_4) est un matériau extrêmement intéressant dans ces applications particulières car il

possède une grande résistance à la rupture, tout en présentant une bonne conductivité thermique. Le substrat céramique Si_3N_4 peut être utilisé dans les deux procédés que sont l'AMB et le DBC.

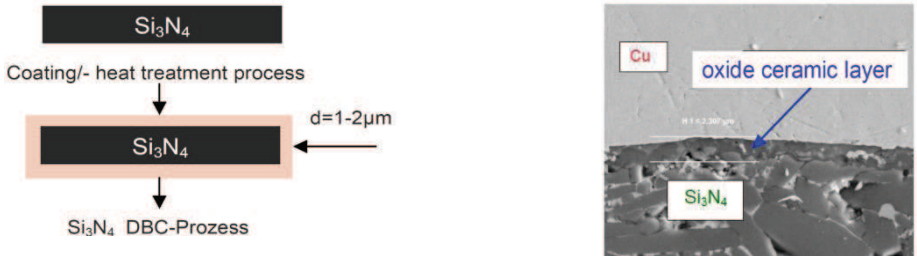
Pour le substrat AMB Si_3N_4, la céramique Si_3N_4 est métallisé par une couche de métallisation en cuivre grâce à la technique AMB décrite dans la figure 1.38.a. Le dépôt de la métallisation en cuivre sur les deux faces du substrat Si_3N_4 est réalisé grâce à un alliage Ag-Cu-Ti. La surface de cuivre peut être revêtue par du Nikel ou un alliage Nikel/Or pour augmenter l'adhésion des fils de bonding mais aussi renforcer la protection contre la corrosion, [REICHER_01], [BOHM_11].



(a) **(b)**

Figure 1.38 Procédé AMB pour une céramique Si_3N_4 **(a)** image du substrat Si_3N_4_AMB **(b)** [KYOCERA]

Le fournisseur Kyocera propose un substrat Si_3N_4 AMB avec une épaisseur de cuivre de 500 µm, figure 1.38.b. Ce substrat peut être pressé directement sur le refroidisseur sans semelle. Pour les substrats Si_3N_4 réalisés par le procédé DBC, la procédure de réalisation est similaire à celle des substrats AlN présentée dans la section 3.2.1. Une mince couche de passivation de 1 à 2 µm d'oxyde est déposée sur le substrat céramique Si_3N_4, figure 1.39.a. La couche de passivation permet de protéger le substrat céramique, et de créer l'adhésion chimique entre Cu/Cu_2O pendant la procédure DBC, comme indiqué à la figure 1.39.b qui montre une coupe d'un substrat Si_3N_4 DBC.



(a) **(b)**

Figure 1.39 Pré procédure d'oxydation d'une céramique Si_3N_4 **(a)** image en coupe de l'interface entre Cu et substrat Si_3N_4 **(b)** [GOETZ_12]

Tableau 1.3 Tests de robustesse de différents substrats céramiques [SCHULZ_08]

Combination	Copper Layoutside [mm]	Ceramic [mm]	Copper Backside [mm]	Thermal Cycles [1]
Al_2O_3 DBC	0.3	0.38	0.3	55
HPS 9% (ZTA) DBC	0.3	0.32	0.3	110
AlN DBC	0.3	0.63	0.3	35
Si_3N_4 DBC	0.3	0.32	0.3	1150
Si_3N_4 AMB	0.3	0.32	0.3	5000

Dans le tableau 1.3, cinq types de substrats céramiques sont testés pour l'estimation de la robustesse sous des cyclages en température de 205°C (de -55°C à 150°C). Les résultats expérimentaux montrent que la fracture conchoïdale est observée sur DBC AlN après seulement 35 cycles thermiques et après 5000 cycles thermiques sur un substrat AMB Si_3N_4. Ces résultats sont expliqués par la ténacité de la céramique, l'AlN possède la plus basse ténacité de l'ordre de 3 à 3,4 ($MPa/m^{1/2}$), alors qu'elle est considérablement plus élevée pour le Si_3N_4, de 6,5 à 7 ($MPa/m^{1/2}$). La figure 1.40 montre la résistance thermique mesurée pour les différents substrats céramiques, les deux substrats Si_3N_4 présentent une résistance thermique très légèrement plus élevée que celle de l'AlN.

Ainsi, les bonnes propriétés mécaniques du Si_3N_4, en particulier sa ténacité à la rupture élevée, permettent d'augmenter considérablement la robustesse du substrat. En plus, et grâce à la haute résistance mécanique du Si_3N_4, un substrat Si_3N_4 moins épais peut être utilisé, ce qui permet, malgré une conductivité thermique significativement plus faible que celle de l'AlN d'obtenir malgré tout des performances thermiques comparables à celles de l'AlN, [GOETZ_12].

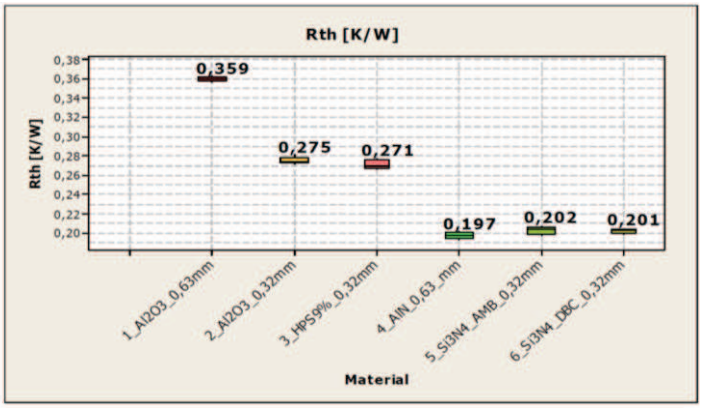
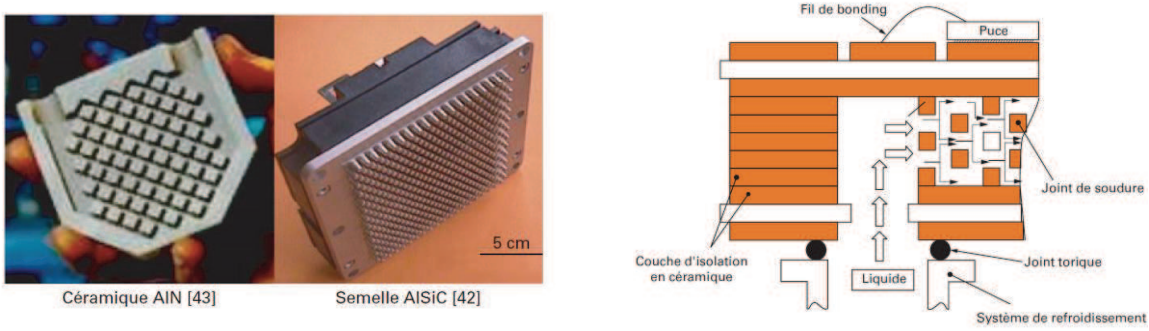


Figure 1.40 Résistance thermique mesurée pour différents substrats [GOETZ_12]



(a) **(b)**

Figure 1.41 Refroidisseur intégré sur un substrat céramique AlN et sur une semelle AlSiC **(a)**, principe d'une solution de refroidissement intégrée au substrat **(b)** [SCHULZ_00]

Dans certains cas d'applications et pour améliorer la performance du refroidissement, la semelle peut également jouer le rôle de refroidisseur. La figure 1.41 présente de nouvelles techniques de refroidissement, où par exemple, la semelle fait partie intégrante du refroidisseur ou lorsque le refroidisseur est implanté dans le substrat céramique sans semelle [BUTTAY_07].

Une autre solution proposée consisterait à intégrer des caloducs micrométriques directement dans le silicium de la puce active permettant d'optimiser le refroidissement [PANDRAUD_04]. Les caloducs micrométriques sont présentés dans la figure 1.42 et la figure 1.43. Ils sont constitués de deux plaquettes, la plaquette inférieure en silicium est gravée par l'attaque chimique pour créer les canaux,

la plaquette supérieure, non gravée, est assemblée à la plaquette inférieure afin de constituer un réseau d'enceintes étanches.



Figure 1.42 Exemple de micro-canaux en forme d'étoile gravés dans le silicium [KANG_02]

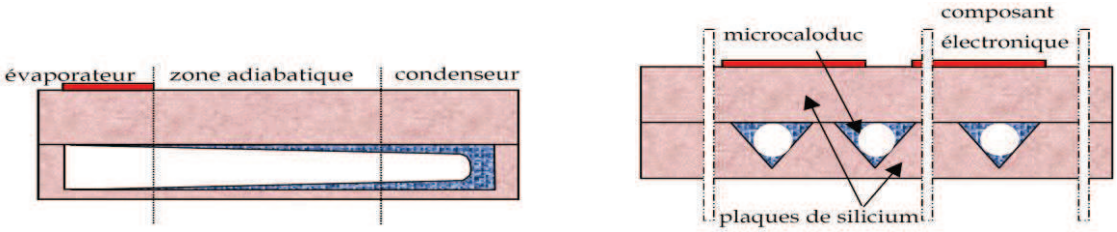


Figure 1.43 Caloducs micrométriques insérés dans du silicium [PANDRAUD_04]

5.2. Connexions

La brasure, assurant la liaison entre les connexions externe et la surface de métallisation, peut être remplacée par des contacts pressés, généralement pour des composants de très forte puissance, on parle alors de composants Press-Pack (ABB, SEMIKRON,…). Cette technique nécessitent des forces de serrage très élevées pour assurer un contact satisfaisant (de 0,25 à 5 kN/cm^2). Leur utilisation reste aujourd'hui limitée aux applications de très forte puissance (FACTS, ferroviaire).

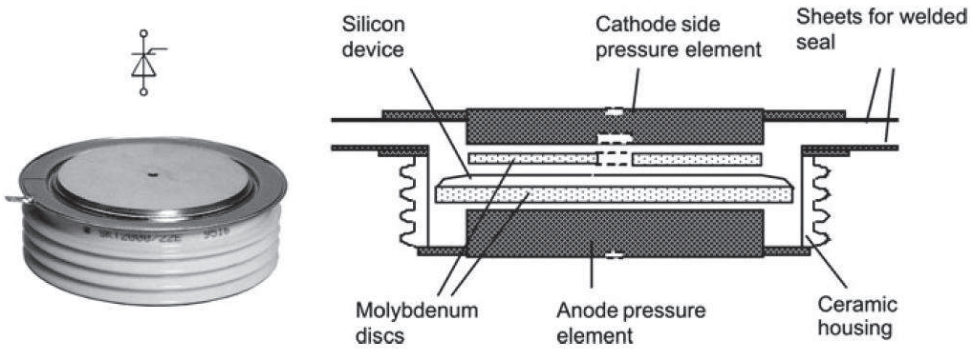
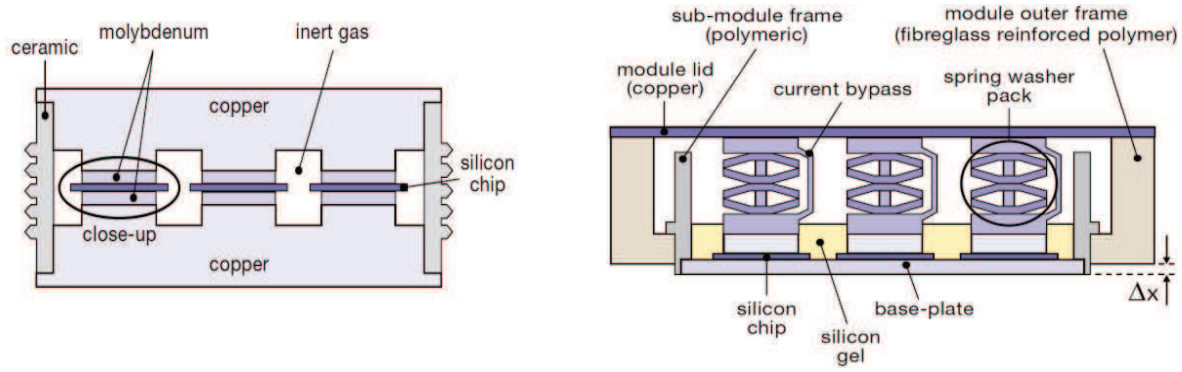


Figure 1.44 Section d'un thyristor en boîtier press-pack [LUTZ_11]

L'assemblage Press-Pack consiste à presser la ou les puces entre des embases de Molybdène. Le molybdène ayant un coefficient de dilatation thermique compris entre celui du silicium et celui du cuivre permet de répartir et limiter les contraintes mécaniques sur chaque interface. Ce mode d'assemblage, en éliminant les couches de brasure et en permettant un refroidissement double face réduit considérablement la résistance thermique entre puce et boitier [SEMIKRON_11], [ABB_04]. Les boitiers pressés sont très largement utilisés pour des composants de grande surface véhiculant de très forts courants (de plusieurs centaines à plusieurs milliers d'ampères).

Des structures Press-Pack sont également développées pour des IGBT multi puces, figure 1.45. Comparativement à la structure pressée conventionnelle (1.45.a), la structure Stakpak^{TM}, figure 1.45.b,

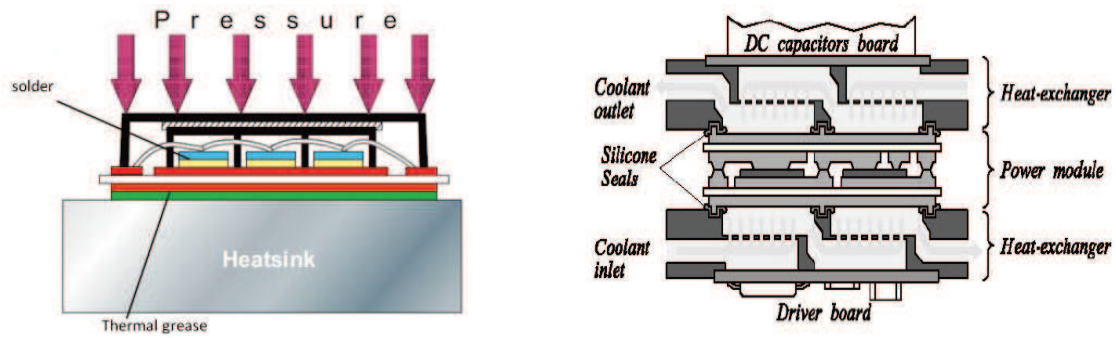
permet grâce à des ressorts indépendants d'appliquer une pression correcte sur la totalité des puces, ce qui augmente la fiabilité de ces dispositifs.



(a) **(b)**

Figure 1.45 Structure IGBT multi puces « Press Pack » proposée par ABB, structure conventionnelle **(a)**, structure StakPak™ avec contacts pressés individuels à ressort **(b)** [ABB_04]

Depuis 1992, Semikron développe les modules de puissance de type Skiip, figure 1.46.a où le substrat céramique est mis directement en contact sur le refroidisseur par une couche de film thermique. Une autre technique d'assemblage permettant un refroidissement double face est présenté dans la figure 1.46.b avec toutefois des connexions supérieures et inférieures encore réalisées par brasure [JOHNSON_07].

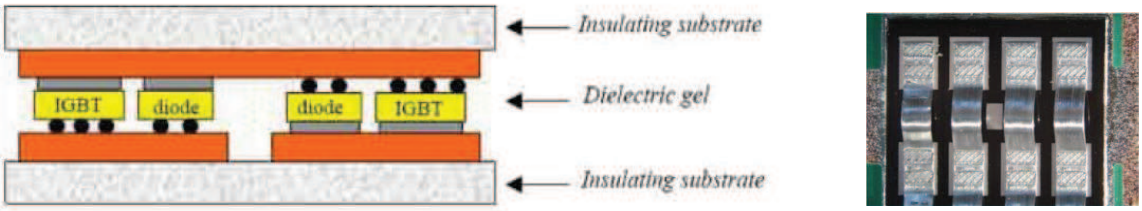


(a) **(b)**

Figure 1.46 Module de type Skiip de Semikron [SEMIKRON_11] **(a)** Structure de connexion par brasage direct avec refroidissement sur les deux faces **(b)** [JOHNSON_07]

De nouvelles solutions techniques de connexion interne ont également été développées pour les modules de puissance, afin d'augmenter l'homogénéité de la distribution de courant sur la surface de métallisation de la puce et améliorer la fiabilité de ces connexions internes. Les fils de bonding peuvent ainsi être remplacés par des billes de soudure de quelques dizaines de µm chacune tel qu'indiqué à la figure 1.47.a. Ce type de connexion permet ainsi un refroidissement double face des puces et la réalisation de convertisseurs très fortement intégrés et présentant de très faibles inductances parasites de connexion.

Une autre solution mise en œuvre de façon industrielle consiste cette fois à remplacer les fils d'aluminium par des rubans, figure 1.47.b. Le ruban permet de véhiculer des courants élevés et diminue l'inductance parasite par rapport à des fils de bonding traditionnels. A noter que les rubans permettent également d'améliorer la distribution de courant sur les puces.



(a) **(b)**

Figure 1.47 Connexion interne par billes de soudure dans un bras d'onduleur [BOURSAT_01] **(a)**, connexion interne par rubans d'aluminium [PIETRANICO_11b] **(b)**

Plus récemment, des solutions consistant à modifier la structure et la nature des fils de bonding ont été proposées afin d'améliorer la fiabilité des connexions filaires sans modification fondamentale de l'assemblage (module de puissance). Il a été ainsi proposé récemment de remplacer les fils de bonding d'aluminium par des fils de bonding en cuivre [GUTH_10]. Les propriétés physiques du cuivre résumées ci-dessous montrent que ce matériau possède une meilleure conductivité électrique et thermique que l'aluminium ainsi qu'un coefficient de dilatation thermique plus proche de celui du silicium. Pour mettre en œuvre cette technique, il faut toutefois une surface de métallisation en cuivre pour permettre la soudure ultrasonique des fils de cuivre, ce qui demande également de changer la fabrication standard des puces.

Les fils de bonding en cuivre semblent pouvoir remplacer avantageusement les fils de bonding en aluminium pour améliorer la fiabilité des modules de puissance [SIEPE_10]. La figure 1.48 présente un module IGBT câblé par des fils de cuivre de 400µm sur une métallisation en cuivre.

Tableau 1.4 Comparaison de propriété physique entre l'aluminium et le cuivre [GUTH_10]

Matériau / **Propriété**	**Cuivre**	**Aluminium**
Résistivité électrique, ρ	$1{,}7.10^{-6}$ Ω.cm	$2{,}7.10^{-6}$ Ω.cm
Conductivité thermique, $\lambda_{thermique}$	400 W/m.K	220 W/m.K
Coefficient de dilatation thermique (CTE)	16,5 ppm/K	25 ppm/K
Limité d'élastique, R_e	140 MPa	29 MPa
Module d'Young, E_{Young}	110-140 GPa	50 GPa
Température de fusion, T_f	1083 °C	660 °C

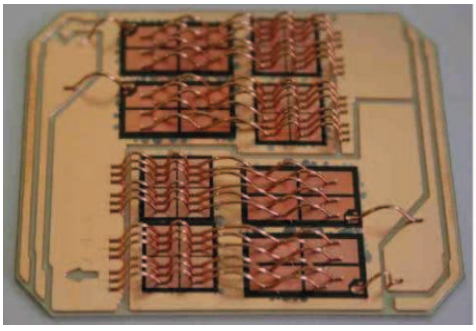
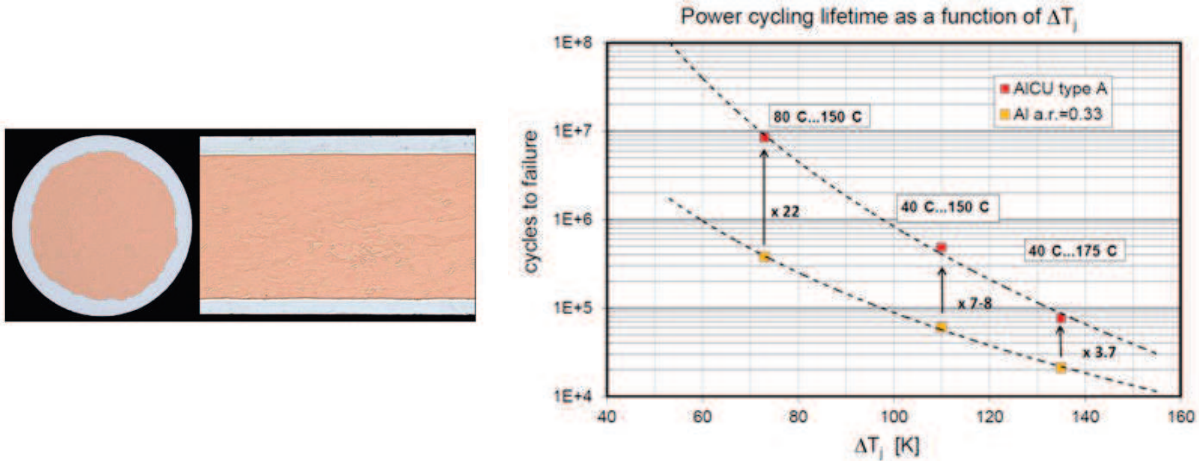


Figure 1.48 Puces IGBT métallisées cuivre et câblées par du fil de cuivre [GUTH_10]

D'autre part, afin de conserver une procédure standard de fabrication des puces avec une métallisation en aluminium, une autre solution est proposée [SCHMIDT_12], où cette fois un fil de bonding en cuivre avec un revêtement en aluminium est utilisé (figure 1.49.a). La figure 1.49.b décrit des résultats d'essais montrant le nombre de cycles à défaillance d'une diode de puissance en fonction de la variation de température de la jonction (ΔT_j). Les travaux montrent que le nombre de cycles à défaillance avec le nouveau fil de bonding Al/Cu est supérieur d'un facteur d'environ 22 fois à ceux obtenus avec un fil de bonding aluminium standard pour une variation de température de 70K .

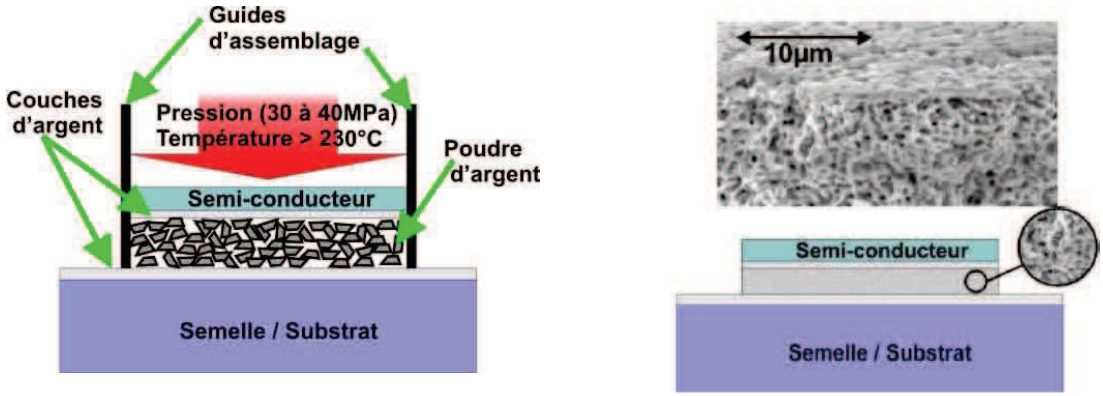


(a) **(b)**

Figure 1.49 Coupe d'un fil-bongding en cuivre avec un revêtement d'aluminium **(a)**, comparaison du nombre de cycles à défaillance d'une diode de puissance en fonction de ΔT_j pour des diodes câblées avec des fils Al/Cu et des fils Al standards **(b)** [SCHMIDT_12]

5.3. Brasures

Des solutions récentes ont été proposées pour améliorer la fiabilité et la résistance thermique des joints de brasures, comme le frittage de pâte métallique, la diffusion des intermétalliques, ou l'enchevêtrement de nano fils conducteurs.



(a) **(b)**

Figure 1.50 Procédure de frittage de nano particules d'argent (LTJT) **(a)**, état physique de l'interface d'argent après la procédure de LTJT **(b)** [AMRO_05]

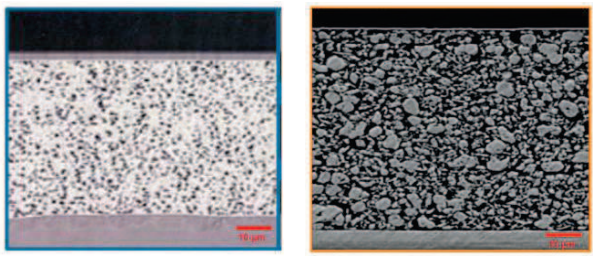
Les liaisons utilisant le frittage de pâte métallique ont déjà depuis plusieurs années montrées leur intérêt et des modules de puissance commercialisés utilisent dès à présent cette technologie [SEMIKRON]. Dans le report par frittage LTJT (Low Temperature Joining Technique), la liaison est réalisée par l'utilisation de pâte d'argent (micro ou nano) et mise en œuvre dans un procédé de frittage à une température d'environ 220°C. A titre d'exemple, des nano pâtes d'argent sont frittées en atmosphère contrôlée à 220°C et sous une pression de l'ordre de 40 MPa [AMRO_09], comme indiqué dans la figure 1.50.a. L'image de l'état physique d'une coupe de la brasure d'argent après le frittage est montrée figure 1.50.b. La brasure résultante est de relativement faible épaisseur (15µm environ).

Tableau 1.5 Comparaison entre un alliage de brasure classique et une brasure obtenue par LTJT [ABTEWA_00], [MERTENS_02]

Type de brasure	Conductivité thermique, $\lambda_{thermique}$ (W/m.K)	Résistivité électrique, ρ (µΩ.cm)
LTJT	250	1,59
SnPb37	21	10-15

Les joints de brasure ainsi obtenus peuvent supporter des températures proches du point de fusion de l'argent (960°C), et cette technologie semble particulièrement bien adaptée pour les applications à haute température de fonctionnement. Des tests expérimentaux indiquent que sous des cyclages actifs avec de fortes variations de température de jonction (ΔT_j =130°C à T_{jmax} = 170°C), la durée de vie d'une diode utilisant la technologie LTJT pour remplacer la brasure entre la puce et le substrat possède une durée de vie supérieure à vingt fois celle obtenue par une brasure conventionnelle [AMRO_05]. Le tableau 1.5 compare les performances d'un alliage de brasure standard à une brasure obtenue par LTJT, et montre tout l'intérêt en termes de performances électriques et thermiques de cette technique. La technologie LTJT demande toutefois une pression relativement élevée lors de la procédure de frittage à haute température.

D'autres techniques de frittage par « microbond silver interconnection » (mAgic) ont été développées et commercialisées notamment par la société Heraeus Materials Technology depuis 2010, [LOWER_12]. Cette technique peut être mise en œuvre avec ou sans pression (0-30MPa) et à relativement basse température également (environ 200-250°C), figure 1.51. La pression appliquée permet toutefois de réduire la porosité de la brasure résultante et donc d'améliorer notamment ses propriétés électriques et thermiques, mais aussi sa fiabilité.



(a) (b)

Propriété de matériau	Alliage SnAg3,5	mAgic pâte	mAgic colle
Température de la procédure (°C)	230-260	≥ 220	180-200
Résisivité électrique (mΩ.cm)	0,01-0,03	≤0,01	≤0,05
Conductivité thermique (W/m.K)	20-50	>70	>30
Coefficient de dilataion thermique (10^{-6}/K)	25-30	≤25	50-110
Module d'Young à 25°C (GPa)	~30	>35	4,2
Limitation d'élastique à 25°C (N/mm²)	~40	10-25	≥15
Residue free	Non	Oui	Oui

(c)

Figure 1.51 pâte mAgic **(a)** colle mAgic **(b)** comparaison des propriétés matériaux **(c)** [LOWER_12]

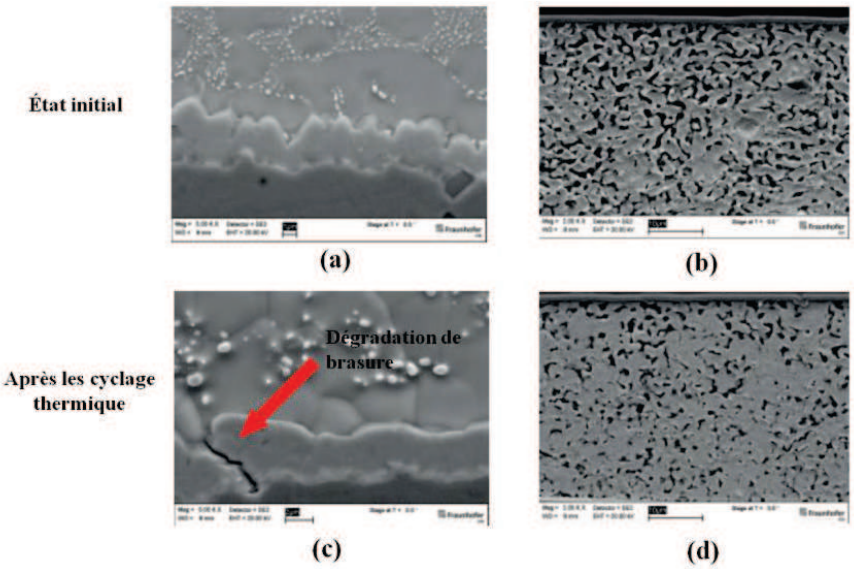


Figure 1.52 Image en microscopie électronique à balayage d'une section de brasure de l'alliage SnAg3,5 **(a) (c)** et de la brasure obtenue par frittage mAgic de pâte d'argent non pressé **(b) (d)** [LOWER_12]

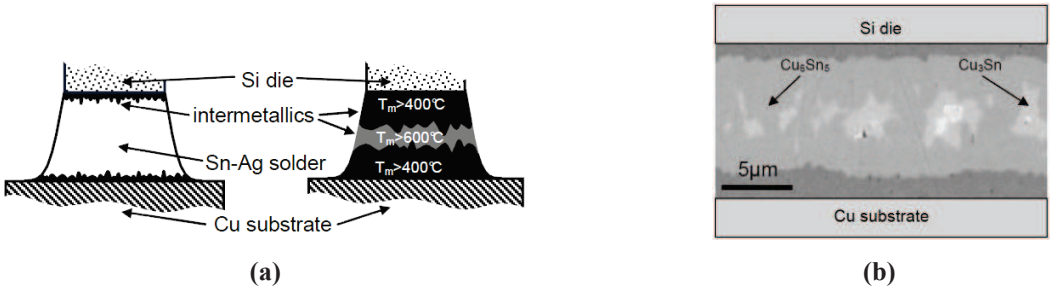


Figure 1.53 Comparaison entre la liaison par brasure standard, à gauche, et une liaison par diffusion des intermétalliques, à droite, **(a)**, image d'une coupe d'une brasure obtenue par la technique de diffusion des intermétalliques **(b)** [GUTH_10]

Plus récemment, Infineon a également mis en œuvre une technique de soudure par diffusion des intermétalliques pour améliorer la liaison entre la puce et le substrat céramique. Par la métallisation de la puce et le matériau de brasure conventionnelle, des intermétalliques Cu-Sn ou Ni-Sn sont formées sous la forme des fines couches d'interfaces pendant le processus de brasage. Ces intermétalliques ont des températures de fusion beaucoup plus élevées que les brasures tendres à base de Sn par exemple [BADER_95]. Ainsi, pour le couple Cu-Sn, il sera formé durant le processus de brasage, soit du Cu_3Sn avec une température de fusion supérieure à 676°C, soit du Cu_6Sn_5 avec une température de fusion de l'ordre de 415°C. Nous constatons qu'avec la technique de brasure standard (figure 1.53.a, à gauche), les intermétalliques sont déplacées vers les interfaces des matériaux à braser alors qu'avec la technique de diffusion des intermétalliques (figure 1.53.a, à droite), le volume complet de la brasure est constitué par les deux phases de l'intermétallique. La figure 1.53.b présente une coupe de brasure par la technique de diffusion des intermétallique. La température de fusion de la brasure devient celle des intermétalliques Cu_6Sn_5 (415°C) et son épaisseur est de l'ordre de 10µm, [GUTH_10].

Enfin, d'autres solutions tout aussi originales sont actuellement étudiées et développées, telles que l'assemblage de puissance grâce à des interconnexions obtenues par l'enchevêtrement de nano fils conducteurs, figure 1.54. Cette technique permet de remplacer les procédures de soudure classique. L'assemblage est réalisé à froid par interpénétration de nano fils permettant d'assurer les liaisons électriques, mécaniques et thermiques. Le principe de l'adhésion est basé sur la force de *Van der*

Waals. La connexion obtenue possède une bonne conductivité électrique et thermique, ainsi qu'une bonne robustesse mécanique. L'enchevêtrement de nano fils conducteurs peut être réalisé à l'aide de nano fils polymères, de nano fils métalliques et de nano tubes de carbone [NGUYEN_10]. La figure 1.54 présente une liaison réalisée par des nano tubes de carbone.



(a) **(b)**

Figure 1.54 Procédure d'adhésion et de séparation d'une liaison par nanotube de carbone **(a)** [BERBER_03], image de la liaison réalisée par des nanotubes de carbone **(b)** [YUNG_09]

6. Indicateurs de vieillissement pour le diagnostic de composants à semi-conducteur de puissance

La figure 1.55 présente l'origine des défaillances dans un onduleur inductriel. Selon cette figure, la moitié des défaillances de l'onduleur provient de défauts de commande, 40% résulte de la dégradation de l'assemblage liée à la fatigue d'origine thermomécanique et les 10% restant proviennent de surcharges en courant et/ou de pertes d'isolation.

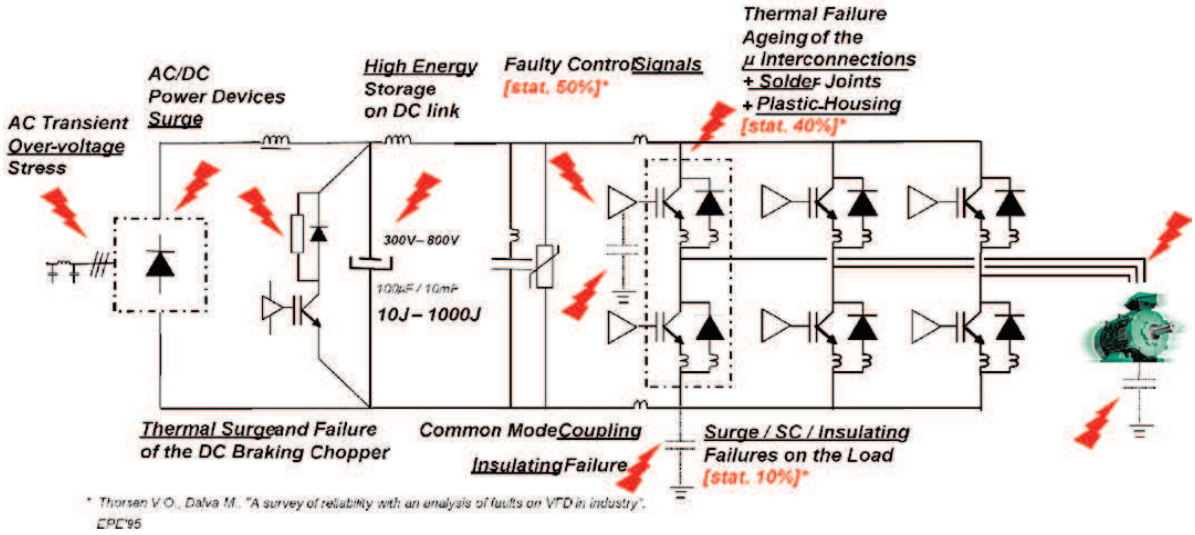


Figure 1.55 Répartition des modes de défaillance au sein d'un variateur de vitesse conventionnel dans le domaine de l'industrie pour une gamme de quelques kW à une centaine de kW [DOU_11]

La figure 1.56 représente la circulation du courant dans un bras en défaut. Comme le montre la figure 1.56.a, le courant de court-circuit est très élevé après défaillance des IGBT, il peut atteindre plusieurs dizaines de kA provoquant l'explosion du boîtier des modules de puissance en de très courtes durées (quelques 100µs).

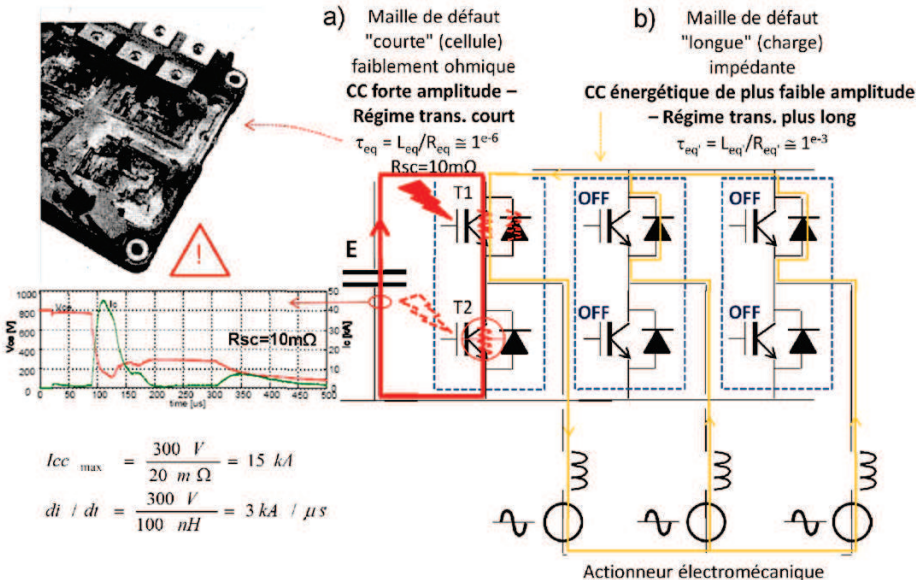


Figure 1.56 Court-circuit de bras, défaillance des IGBT et explosion d'un module après défaillance [DOU_11]

En dehors des défauts de commande, la dégradation de l'assemblage et/ou celle des puces, en augmentant localement la température de la puce peut conduire à la défaillance suite à un emballement thermique ou un latch-up. La défaillance se traduit alors généralement par un court-circuit du transistor défaillant avec des conséquences pour l'environnement du convertisseur qui peuvent être critiques (explosion des boitiers, détérioration des bus-barres, feu…).

Pour limiter ces risques, on recherche à anticiper la défaillance des composants de puissance en suivant leur vieillissement. Pour cela, des indicateurs pertinents de vieillissement doivent être mis en évidence. Je présenterais par la suite les indicateurs les plus usuels en insistant sur les difficultés d'interprétation de leur évolution ainsi que sur les difficultés de mesure de certains d'entre eux.

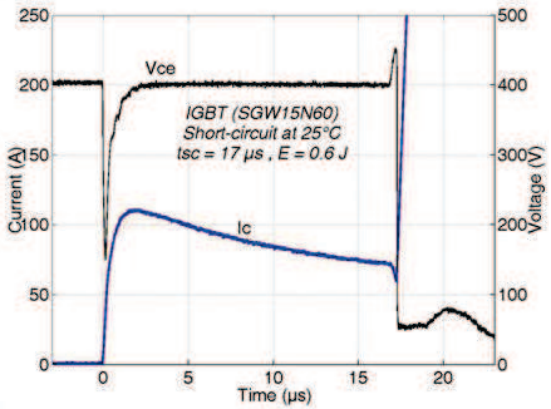


Figure 1.57 Forme de l'onde du courant I_{CC} et de la tension V_{CE} au dernier cycle de court-circuit de la défaillance (600V NPT IGBT, U = 400V, N = 33661 court-circuit) [ARAB_08]

A titre d'exemple, la figure précédente montre la défaillance à l'ouverture d'un courant de court-circuit d'un IGBT dont le vieillissement a été fortement accéléré par la répétition de régimes de court-circuit fortement dissipatifs. Comme nous le verrons par la suite, le vieillissement de ce transistor s'est accompagné d'une augmentation de la chute de tension à l'état passant, ainsi que d'une réduction du courant de saturation. La défaillance observée semble indiquer un Latch-up au blocage du courant de court-circuit que nous n'avons toujours pas réussi à relier au vieillissement constaté (principalement la

dégradation de la couche de métallisation). Le choix des indicateurs de vieillissement doit donc s'effectuer avec le plus grand soin de sorte que l'évolution de ces indicateurs puisse être corrélée aux défaillances.

S'ils sont pertinents, les indicateurs de vieillissement peuvent jouer un rôle important dans l'amélioration de la fiabilité des convertisseurs de puissance notamment s'ils permettent un diagnostic de l'état de dégradation de la puce et de son packaging.

Dans cette partie, nous nous focaliserons sur les caractéristiques électriques d'une puce de puissance susceptibles d'évoluer en cours de vieillissement et qui peuvent aider à détecter ou caractériser les endommagements au sein des composants de puissance à semi-conducteur. Une défaillance peut apparaître rapidement ou progressivement, selon le niveau de sévérité de la sollicitation.

Les essais de fiabilité/durée de vie mis en œuvre sont toutefois généralement accélérés (en température, en tension…), et c'est principalement sur la base de ces essais que nous résumerons ci-dessous l'effet du vieillissement sur différents paramètres électriques. Il faut toutefois veiller lors de ces essais accélérés à ce que les modes de défaillance mis en évidence soient représentatifs de ceux rencontrés en pratique.

6.1. Chute de la tension à l'état passant (V_{CE})

Selon [SMET_12], l'accroissance de la chute de tension V_{CE} de 2-3 % par rapport à la valeur initiale peut provoquer la destruction de composant. Pendant les cyclages en puissance qu'elle a effectuée, les dégradations observées sont de type Foot Crack, Heel Cracking, levée des fils de bonding et reconstruction de la métallisation.

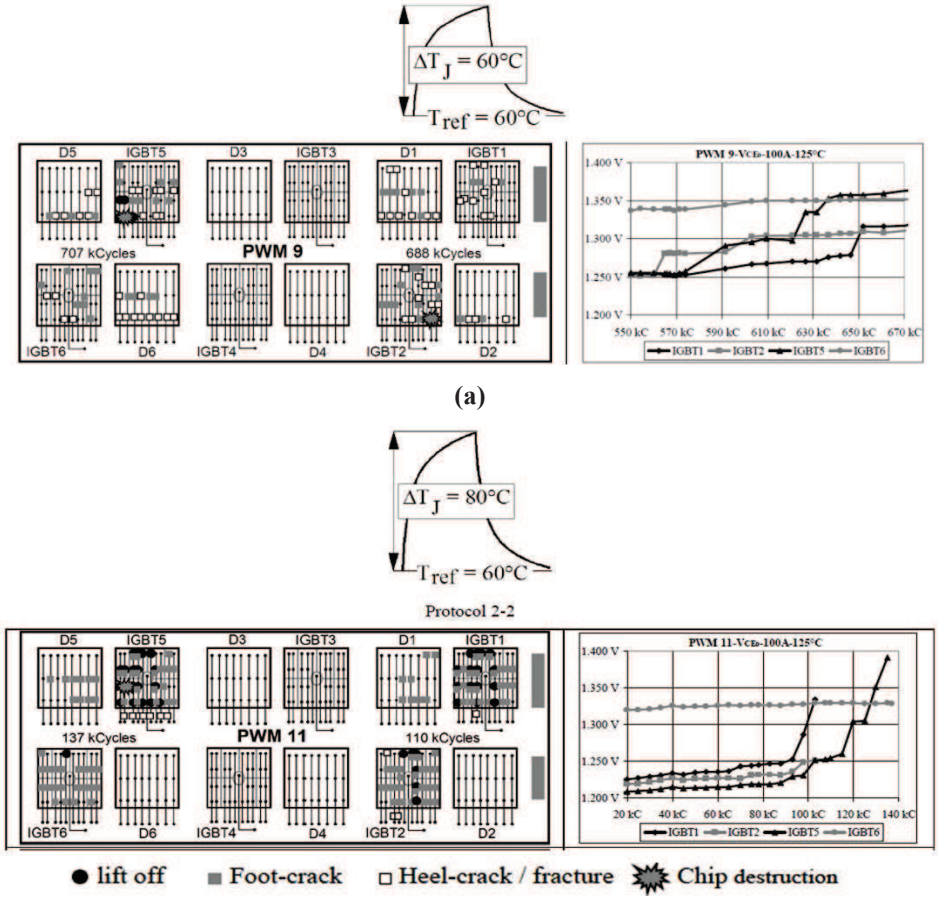
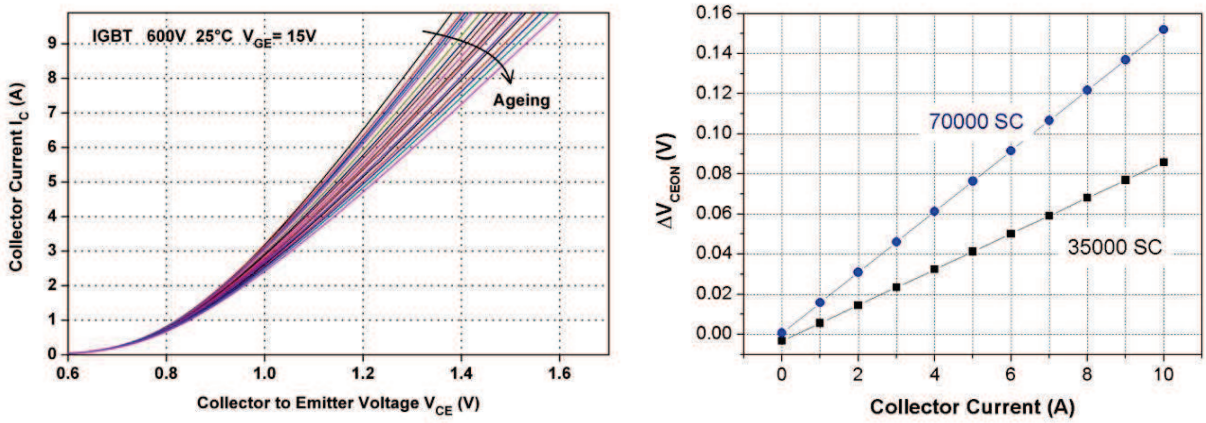


Figure 1.58 Test des cyclages de puissance sur deux modules de IGBT 600V-200A (PWM9 et PWM11) et l'évolution de V_{CE} à la condition de mesure (I = 100A, T_j = 125°C) [SMET_12]

Dans la figure 1.58, la tension V_{CE} varie significativement (> 3%) dans la puce IGBT 5 à partir de 600 kCycles et la destruction apparaît ensuite à environ 700 kcycles. Ainsi, en ne se focalisant que sur la chute de tension à l'état passant, le suivi de cet indicateur semble être pertinent quant à la prévention de la défaillance. Le même constat peut être fait dans des conditions d'essais différentes. Ces deux exemples montrent l'efficacité potentielle de la chute de tension à l'état passant pour la prédiction du vieillissement des fils de bonding et de la métallisation de puce.

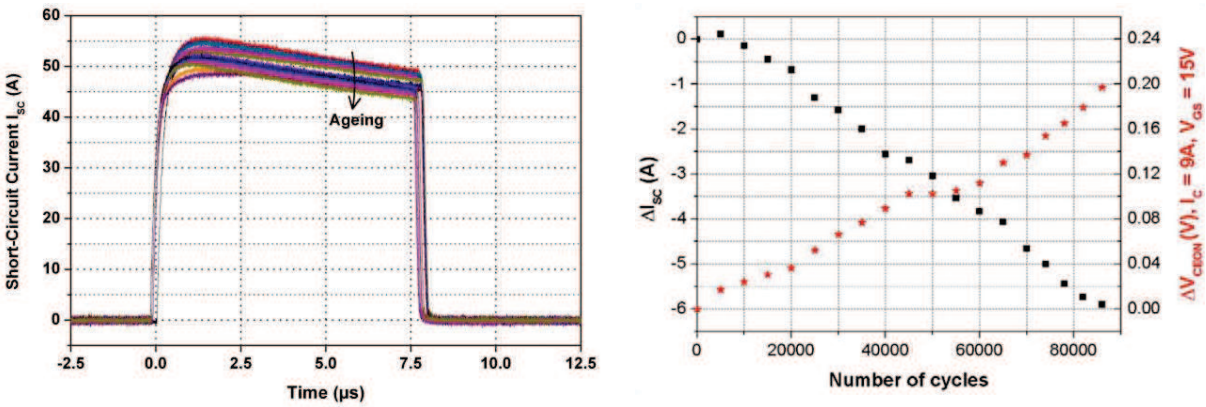
Dans des conditions de vieillissement bien plus accélérées encore (régime de court-circuits répétitifs), une augmentation considérable de la chute de tension à l'état passant peut là encore être mise en évidence, figure 1.59.b.



(a) **(b)**

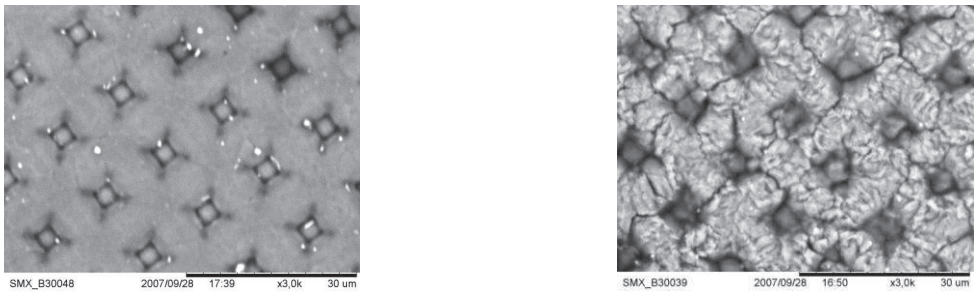
Figure 1.59 Courbes de robustesse, IGBT NPT 600V (a) évolution de la chute de tension V_{CE} pendant la répétition de court-circuit (b) [ARAB_08]

Parallèlement, une diminution du courant de court-circuit I_{CC} est également enregistrée pendant le vieillissement, figure 1.60. Il semble ainsi que le vieillissement se traduise simultanément par la diminution de I_{CC} et l'augmentation de V_{CEON}.



(a) **(b)**

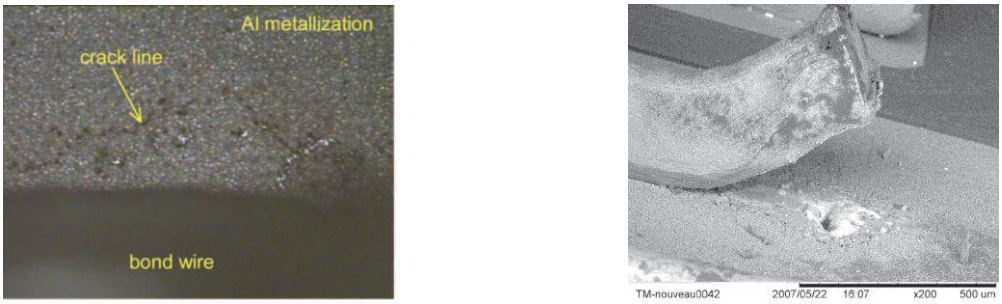
Figure 1.60 Evolution du courant de court-circuit I_{CC} pendant le vieillissement **(a)** variation du courant de court-circuit I_{CC} et de la chute de tension V_{CE} en fonction de nombre de cycle de vieillissement. **(b)** [ARAB_08]



(a) **(b)**

Figure 1.61 Image de la couche de la métallisation en aluminium avant le vieillissement **(a)**, et après 24600 court-circuits **(b)** [ARAB_08]

Dans l'article [ARAB_08], l'évolution de la chute de tension V_{CE} a été corrélée à la dégradation de la couche de métallisation. La reconstruction de l'aluminium est ici liée aux très fortes variations de température à chaque cycle de court-circuit (figure 1.61). La défaillance apparaît toutefois sous un fil de bonding (fusion locale du silicium) et est précédée par l'apparition de dégradations importantes de la métallisation au voisinage du fil (figure 1.62).



(a) **(b)**

Figure 1.62 Dégradation de fil bonding : Rupture autour du contact bond-wire (a), levée de fil-bonding après la défaillance (b) [ARAB_08]

La chute de la tension V_{CE} peut ainsi clairement être utilisée comme un indicateur de vieillissement à la fois pour la dégradation des fils, mais aussi pour la dégradation de la métallisation. On constate toutefois qu'une très faible augmentation du V_{CEON} peut indiquer une dégradation extrêmement avancée de la métallisation de puce ou de son environnement proche (fils). Or la mesure précise de la chute de tension à l'état passant est extrêmement délicate à effectuer en application. Il faut pour cela être capable de mesurer l'évolution de quelques dizaines de mV devant les tensions d'alimentation du convertisseur (plusieurs centaines de Volt). En dehors de cette difficulté majeure, la mesure du V_{CEON} doit être effectuée, pour être pertinente à température de jonction maitrisée. Le V_{CEON} est en effet sensible à la température, et d'autres dégradations que celles au voisinage de la puce, en modifiant la température de fonctionnement (par exemple le délaminage des brasures) influent également sur le V_{CEON}. Ce dernier point complique grandement la mise en œuvre de cet indicateur. Nous verrons toutefois en fin de chapitre que des solutions originales ont été malgré tout proposées.

6.2. Résistance de la métallisation (R_{AL})

La résistance de la couche de métallisation évolue significativement lors de la reconstruction de la métallisation. Par exemple, [ARAB_08] a pu suivre grâce au câblage particulier d'une puce l'évolution de la résistance d'une partie de la métallisation en cours de vieillissement. Là encore, cette mesure doit être effectuée à température de puce maitrisée, la résistivité étant fonction de la température. Cette mesure nécessite un câblage 4 fils qui pourrait être réalisé sans trop de difficulté et

pourrait amener facilement des informations pertinentes sur la dégradation de la métallisation de puce par exemple.

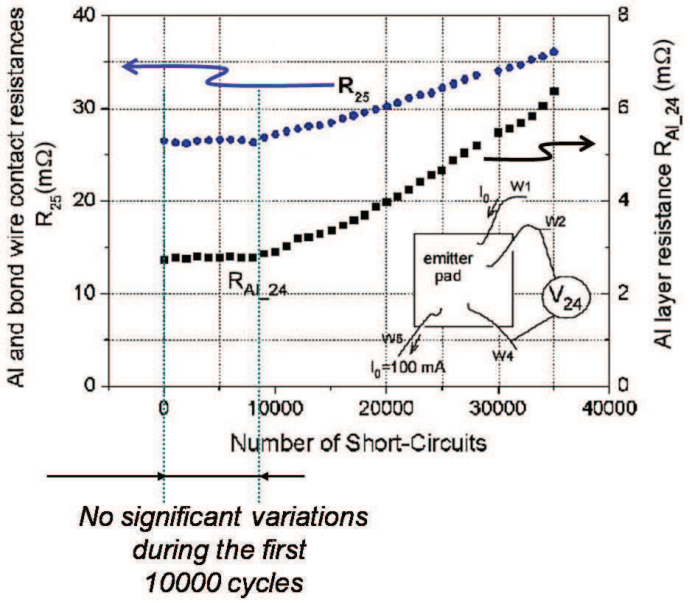


Figure 1.63 Evolution de la résistance de la couche d'aluminium en cours de vieillissement [ARAB_08]

[PIETRANICO_10] a pu relier finement l'évolution de la dégradation de la métallisation à la dérive de la résistance de la métallisation mais aussi à celle du courant de saturation en montrant la relation entre ces évolutions et la dégradation de l'aluminium, figure 1.64.

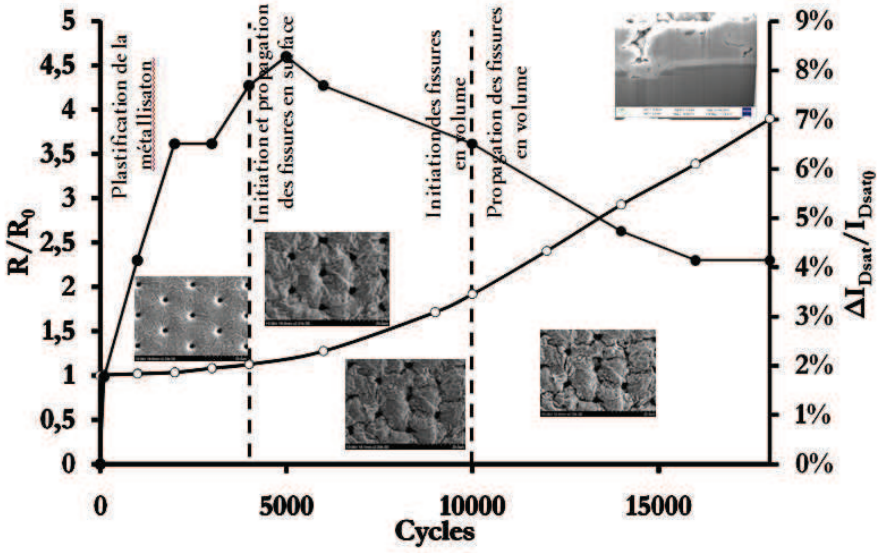


Figure 1.64 Dégradation de la couche de métallisation, l'évolution de la résistance de l'aluminium et du courant de saturation [PIETRANICO_10]

6.3. Résistance thermique (R_{th})

La dégradation de la brasure puce/substrat DBC influe directement sur la résistance thermique d'un module de puissance. La dégradation de la brasure entre substrat DBC et semelle peut également influer sur la résistance thermique pourvu que cette dégradation modifie l'étalement du flux thermique au sein de l'assemblage, ce qui peut correspondre dans certains cas à une dégradation très avancée de

la brasure lorsque par exemple la puce concernée est éloignée des zone d'initiation du délaminage, généralement dans les coins du substrat pour cette brasure.

La résistance thermique est calculée grâce à la puissance dissipée, où $R_{th(jonction\text{-}case)}$ est définie comme la résistance thermique entre la jonction et la semelle. Cette expression suppose un régime établi avec des pertes indépendantes du temps.

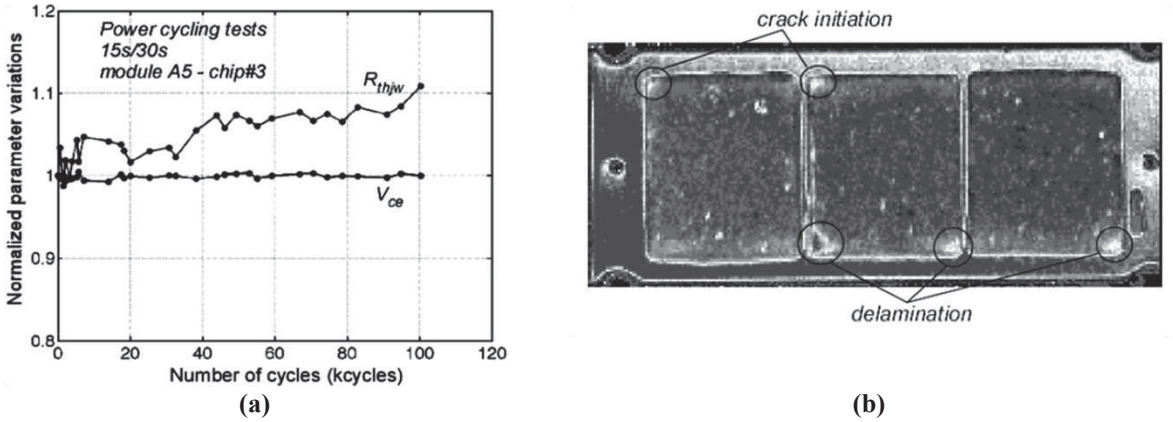
$$R_{th(jonction\text{-}case)} = \frac{T_j - T_c}{V_{CE}.I_C}$$

Ces mesures sont là encore délicates à implanter dans une application dans laquelle le régime de fonctionnement est rarement permanent. La mesure de semelle peut être facilement implantée, idéalement cette mesure doit toutefois se faire sous chaque puce ce qui peut nécessiter un nombre élevé de capteurs. La température de jonction ne peut bien souvent être accessible que par l'intermédiaire de capteurs indirects de température dont l'implantation là encore peut être difficile. Enfin, ces mesures indirectes (chute de tension à l'état passant sous faible courant, tension de seuil…) ne renseignent que sur une température « moyennée » de la puce qui peut être parfois insuffisante.

Lorsque le module est monté sur une boite à eau, et lorsque la mesure de semelle est difficile à mettre en œuvre (semelle AlSiC par exemple), on peut utiliser la résistance thermique, $R_{th(jonction\text{-}eau)}$ qui est définie comme la résistance thermique entre la jonction et l'eau de refroidissement dont la température est estimée comme la valeur moyenne de la température d'entrée et de sortie de l'eau

$$R_{th(jonction\text{-}eau)} = \frac{T_j - \frac{T_{eau_sortie} - T_{eau_entré}}{2}}{V_{CE}.I_C}$$

Selon [BOUARROUDJ_07], une augmentation de la résistance $R_{th(jonction\text{-}eau)}$ de 10 % est observée après 100000 cycles de puissance (figure 1.65.a), pourtant aucune de variation de $R_{th(jonction\text{-}case)}$ n'est enregistrée. L'analyse des brasures ne montre pas de dégradation significative, et dans ce cas, l'évolution de la résistance thermique n'est due qu'à la migration de la couche de graisse. Ce qui montre que selon la façon de mesurer la résistance thermique, les indications que peut fournir cet indicateur de vieillissement peuvent concerner les brasures mais également l'ensemble de la chaine thermique.



(a) **(b)**

Figure 1.65 Evolution de la résistance thermique entre jonction et eau [BOUARROUDJ_07]

6.4. Tension de seuil (V_{TH})

Avec une faible épaisseur d'environ 100 nm, la couche d'oxyde peut être éventuellement dégradée par injection de porteurs à haute énergie. Dans ce cas la tension de seuil peut être un indicateur pertinent.

La figure 1.66 montre la caractéristique de la tension de seuil (V_{TH}) en fonction de la température pour des puces IGBT ayant été vieillis par injection de puissance. Après vieillissement, une augmentation de 300 mV est observée sur la tension de seuil ce qui tendrait à montrer une dégradation de l'oxyde [BOUARROUDJ_07]. Ces résultats sont toutefois à considérer avec beaucoup de prudence, très peu d'essais de vieillissement faisant état de telles dégradations.

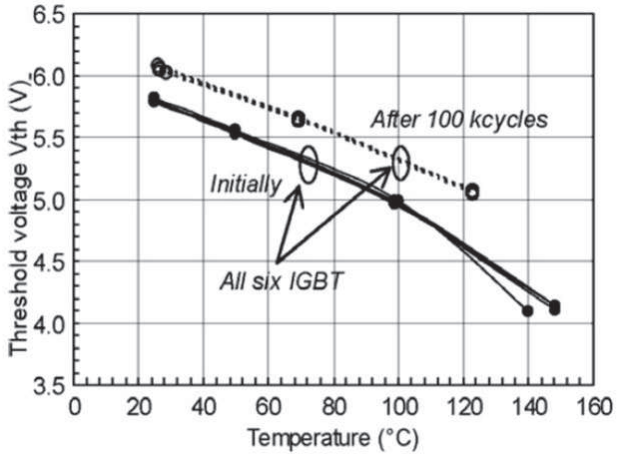


Figure 1.66 Dégradation du seuil de la tension [BOUARROUDJ_07]

A titre d'exemple, des essais de vieillissement en régime de court-circuit extrêmement contraignants ne montrent aucun signe de dégradation de l'oxyde par mesure de la tension de seuil alors que ces mesures ont été effectuées régulièrement pendant toute la vie du composants dans ces conditions particulières de vieillissement, figure 1.67.

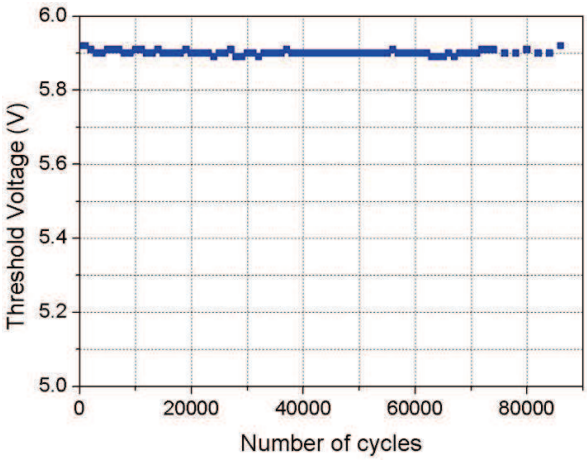


Figure 1.67 Evolution de V_{TH} pendant la répétition de court-circuit [ARAB_08]

6.5. Courant de fuite

En théorie, le vieillissement de la passivation primaire ou secondaire d'une puce de puissance peut conduire à la variation de son courant de fuite, I_{DSS}. Il semble toutefois que ce paramètre, même s'il est régulièrement suivi en cours de vieillissement ne montre pas d'évolution significative. Le développement de composants à grand gap, et l'utilisation des puces à plus haute température nécessitera toutefois de suivre malgré tout cet indicateur.

La mesure du courant de fuite de grille peut également renseigner sur une dégradation de l'oxyde. Des essais de cyclage en puissance ont montré l'apparition de défaillance de la grille, le seuil de 1mA étant généralement retenu. Le courant de fuite de grille de très faible valeur est excessivement difficile à

mesurer pour un composant non dégradé, et son suivi régulier est difficile à implanter. L'apparition d'un courant de fuite de grille élevé et mesurable traduisant déjà la défaillance du composant.

6.6. Capacité de substrat DCB

[DUPONT_06] utilise une mesure de la capacité du substrat céramique pour détecter l'apparition de fractures conchoïdales. A titre d'exemple, pour un substrat céramique soumis à des cycles passifs avec T_{min} = -30°C et T_{max} = 180°C, la capacité mesurée est présentée dans la figure 1.68. Elle est stable pendant les 20 premiers cycles et chute considérablement après 40 cycles une fois la fracture conchoïdale apparue.

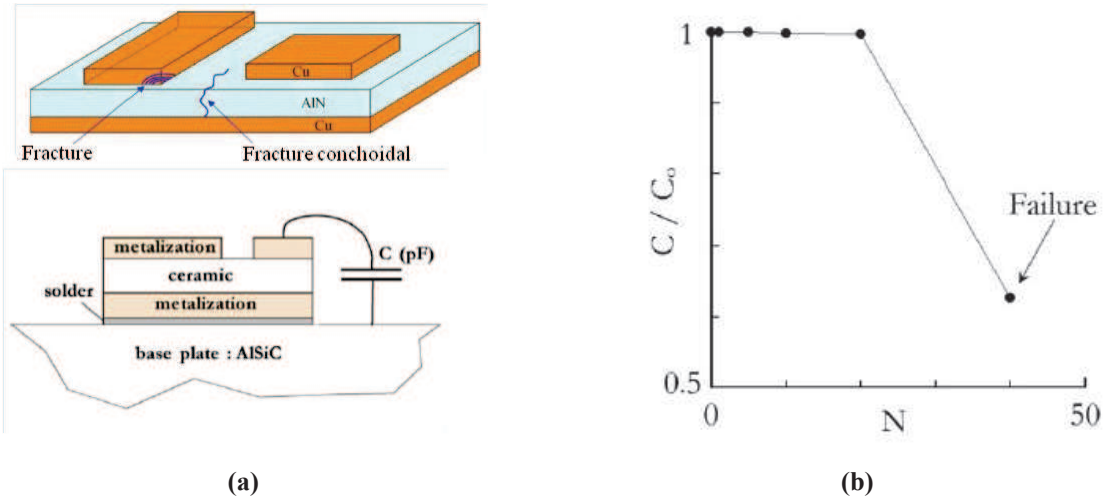


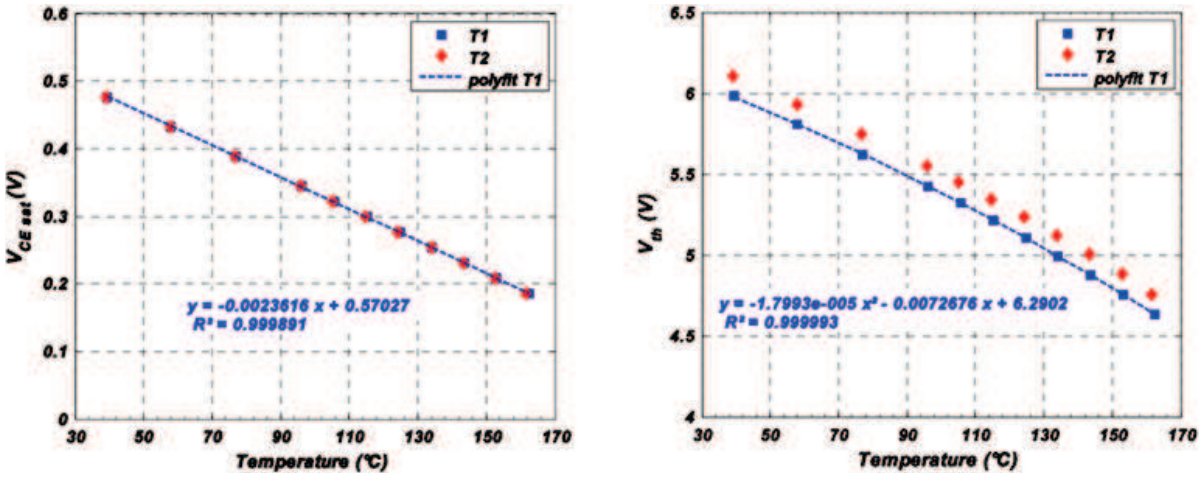
Figure 1.68 Mesure de la capacité du substrat céramique **(a)**, évolution de la capacité relative C/C_O en fonction de cyclage thermique **(b)** [PIETRANICO_09]

La céramique étant un matériau fragile, sa fracture apparaît instantanément une fois les contraintes à rupture atteintes dans les zones singulières de concentration de contrainte. Là encore le vieillissement est extrêmement difficile à suivre, et seule la défaillance du substrat peut être détectée par ce procédé.

6.7. Limitation et discussion

[AVENAS_12] présente une étude de l'estimation indirecte de la température moyenne dans la puce d'un IGBT par l'intermédiaire de quatre indicateurs indirects, la chute de tension V_{CE}, la tension de seuil V_{TH}, la tension V_{GE} pour un courant donné de collecteur et le courant de saturation I_{CSS}. Ensuite les résultats de l'estimation sont comparés par rapport à la mesure de température effectuée à l'aide d'une caméra Infrarouge. L'objectif de cette étude est de déterminer la pertinence de ces différents indicateurs indirects de température.

Par exemple, la figure 1.69 présente la calibration de la chute de tension sous faible courant et de la tension de seuil V_{TH}, en fonction de la température. Ensuite, sous différentes sollicitations électriques proche de celles rencontrées lors de cyclages en puissance, la mesure indirecte de la température est extrapolée à partir de la caractéristique de la calibration de chaque indicateur. La distribution de la température est souvent fortement inhomogène sur la puce (figure 1.70). D'autre part, la distribution de la température est très dépendante du mode de dissipation de puissance (conduction ou régime linéaire par exemple) [AVENAS_12]. La distribution de température dépend donc de l'assemblage et du câblage de la puce et du régime de fonctionnement mais aussi des défauts de process lors de l'assemblage (bulles dans les brasures, inhomogénéité de l'épaisseur de brasure…). Ainsi, les estimations obtenues par les capteurs indirects ne donnent seulement qu'une évaluation moyenne de l'état thermique de la puce et ne peuvent représenter les fortes variations de température visualisées en pratique.



(a) **(b)**

Figure 1.69 Calibration de la variation de la chute de tension V_{CE} **(a)** et de la tension de seuil V_{TH} **(b)** en fonction de la température [AVENAS_12]

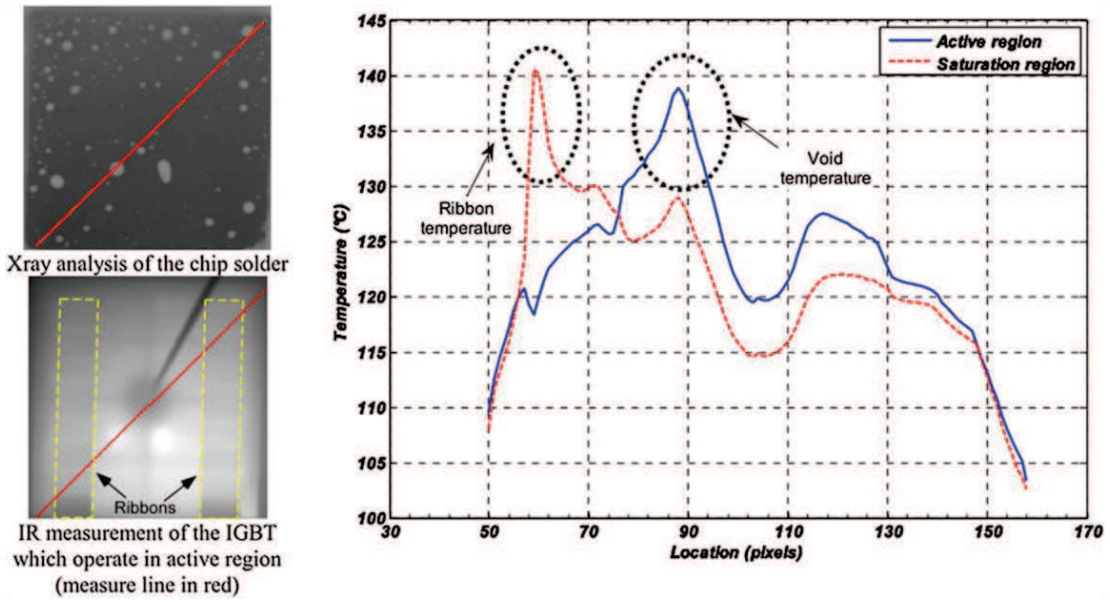


Figure 1.70 Mesure de température par IR (infra-rouge) pour le cas de la dissipation dans la région active et la région de saturation sous la même de puissance $P \approx 94$ W [AVENAS_12]

D'autre part, les indicateurs indiqués ci dessus sont utilisés ici en dehors de l'application, et leur utilisation in-situ est extrêmement délicate à envisager. Suivre le vieillissement en temps réel en cours d'application est un problème très compliqué, il faut choisir le ou les indicateurs représentatifs des différents modes de dégradation et être capables de les estimer avec la précision requise.

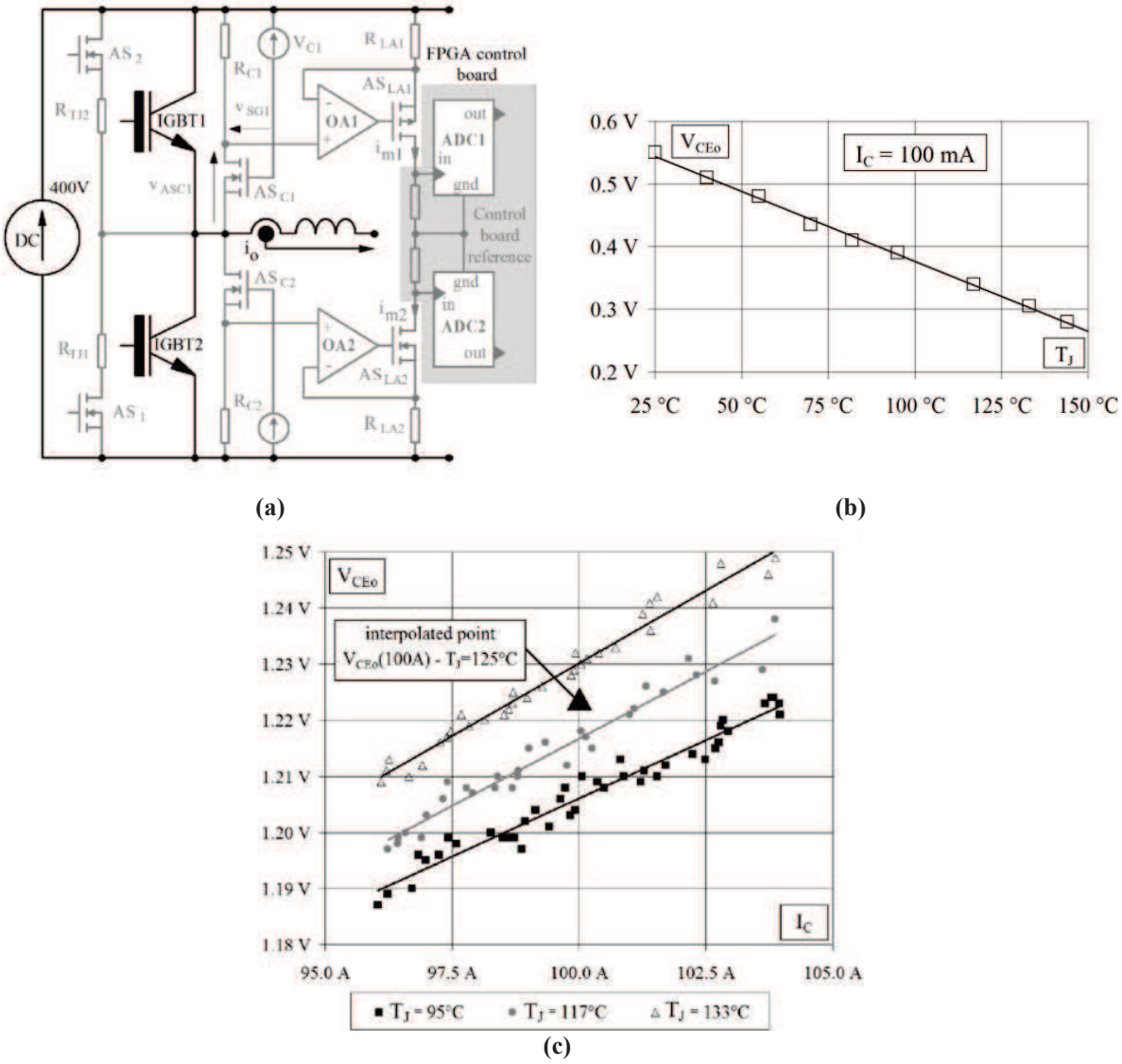


Figure 1.71 Schéma de mesure de V_{CE} en temps réel, **(a)** mesure indirect de la température à partir de V_{CE} **(b)**, et mesure de la chute de la tension V_{CE} en fonction de I_C pour trois températures **(c)** [SMET_12]

Des travaux effectués récemment à l'IES montrent toutefois la réalisation d'un système de monitoring de V_{CE} en temps réel pour suivre la dégradation des fils de bonding et de la métallisation. Le schéma est décrit dans la figure 1.71.a. La température de la jonction (T_j) est déterminée par une mesure indirecte à partir de la chute de tension V_{CE} au courant I_C = 100mA (pour ne pas provoquer l'auto échauffement de composant) figure 1.71.b. A cause de la variation extrêmement faible de la tension V_{CE}, l'incertitude de la mesure doit être inférieure à 1% sur une plage de variation comprise entre environ 1,20 et 1,32 V. Cela nécessite beaucoup de soin et une électronique de mesure de grande qualité. [SMET_12].

La procédure nécessite des mesures régulière de la température qui permettent pour différents niveaux de courant de charge autour d'une valeur prédéfinie (ici 100A) d'estimer la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ et de suivre ainsi son évolution, figure 1.71.c. Les premiers résultats sont prometteurs malgré sa difficulté d'implantation.

7. Conclusion

Après avoir présenté les structures actuelles et les évolutions technologiques des modules de puissance à semi-conducteur, nous nous sommes intéressés aux différents modes de défaillance possibles.

Si la défaillance apparaît sur la puce (2nd claquage, emballement thermique, points chauds…) le vieillissement apparaît dans l'assemblage (délaminage des brasures par exemple) ou sur la surface supérieure des puces (métallisations, câblage).

Une conséquence de la plupart des dégradations observées est l'augmentation de la température de puce, mais qui peut être excessivement localisée et donc très difficilement mesurable par l'intermédiaire de capteurs indirects, dont la mise en œuvre et de plus particulièrement délicate. D'autre part, à moins d'utiliser un dispositif semblable à celui développé à l'IES, l'élévation de la température peut être liée à des dégradations d'origine différente (délaminage des brasures, reconstruction de la métallisation, levée de fils…) et la détermination de fin de vie par le seul suivi de cette grandeur peut alors être extrêmement délicate à appréhender.

D'autres indicateurs ne sont sensibles qu'à la défaillance et ils ne permettent pas nécessairement de suivre le vieillissement de certaines parties de l'assemblage ou de la puce, c'est le cas par exemple de la mesure de capacité pour la fracture conchoïdale ou celui du courant de fuite de grille.

La mesure de la résistance de métallisation pourrait être assez facilement mise en œuvre par rajout de quelques fils sur les puces. Toutefois à ce jour, nous ne savons pas corréler son évolution avec l'apparition de défaillances, ni même si la dégradation de la métallisation est bien à l'origine de certaines défaillance. On peut légitimement supposer que oui, mais la preuve n'a pas encore était faite.

Dans le contenu de cette thèse, nous chercherons à développer des capteurs à même de nous renseigner sur l'état de dégradation de l'assemblage ou de la partie supérieure des puces afin de s'affranchir des mesures indirectes difficiles à mettre en œuvre.

La thèse se focalisera en partie sur les effets de la dégradation de la métallisation de puce, et nous chercherons également, là encore par l'utilisation de capteurs spécifique à analyser comment la reconstruction de l'aluminium peut être à l'origine de certaines défaillance au niveau des puces.

La technique de courant Foucault sera appliquée pour estimer le vieillissement de la métallisation dans la puce, ainsi que celles de différentes couches métalliques dans l'assemblage du module de puissance. L'objectif de cette partie du travail de thèse sera d'étudier la pertinence de la technique de courant Foucault pour le diagnostic du vieillissement et de la défaillance dans des modules de puissance.

Une estimation de la distribution de courant de surface ou de courant vertical dans la puce à semi-conducteur de puissance sera également réalisée. L'objectif sera cette fois d'étudier comment par exemple la dégradation de la métallisation peut avoir un effet que la répartition du courant dans la puce et justifier certains modes de défaillance.

La distribution de courant sera déterminée à partir de la cartographie expérimentale de la distribution de la tension sur la métallisation ou l'inversion du champ magnétique induit mesuré par un capteur de champ magnétique au dessus de la puce. Nous souhaitons caractériser la distribution de courant pour pouvoir relever l'évolution de l'état de vieillissement du module de puissance et, particulièrement montrer l'origine des mécanismes de défaillance de la puce à semi-conducteur.

Chapitre 2. Evaluation de vieillissement de métallisation par la méthode des courants de Foucault

Ce chapitre décrira l'intérêt d'une technique de contrôle non destructif pour l'évaluation du vieillissement et de la défaillance d'un module de puissance à semi-conducteur. Elle doit nous permettre de réaliser le diagnostic du vieillissement en temps réel. Ce chapitre se focalisera sur l'utilisation des courants Foucault pour analyser l'état de vieillissement de la métallisation de la puce en particulier mais aussi comme nous le verrons par la suite le vieillissement éventuel d'autres couches conductrices de l'assemblage.

1. Principe de la méthode des courants de Foucault

La technique des courants de Foucault (CF) est utilisée dans de nombreux secteurs industriels (aéronautique, nucléaire, pétrochimie, automobile….) pour l'évaluation non-destructive de l'intégrité de pièces ou de structures métalliques. Cette technique est appréciée parce qu'elle est non invasive, sans contact, sensible à la présence de défauts ou d'hétérogénéités dans les matériaux, et robuste en milieu industriel. Elle se révèle très efficace pour l'examen de pièces de géométrie simple. Le principe de cette technique est le suivant : lorsqu'un matériau conducteur est placé à proximité d'une bobine dans laquelle circule un courant variable dans le temps, il se crée au sein du matériau une circulation de courants induits appelés courants de Foucault. Les caractéristiques de ces courants dépendent des positions respectives de la bobine émettrice et du matériau sondé (cible), ainsi que des caractéristiques électriques (conductivité, perméabilité) et géométriques (dimensions, forme, épaisseur….) du matériau. Les CF à leur tour induisent une variation du champ inducteur qui les a crée. Cette variation est liée aux caractéristiques de la cible et à la distance sonde/cible. Cette variation peut être détectée soit à travers la variation d'impédance de la bobine émettrice elle-même (bobine sonde, figure 2.1), soit à travers la mesure du champ magnétique effectuée par un capteur de champ distinct. Les courants induits alternatifs qui prennent naissance dans la pièce sont plus intenses à la surface. Si une hétérogénéité dans le matériau (défaut) vient perturber la circulation des CF, l'induction en retour sur la bobine sonde ou sur la bobine réceptrice sera elle-même modifiée et l'impédance de cette bobine variera.

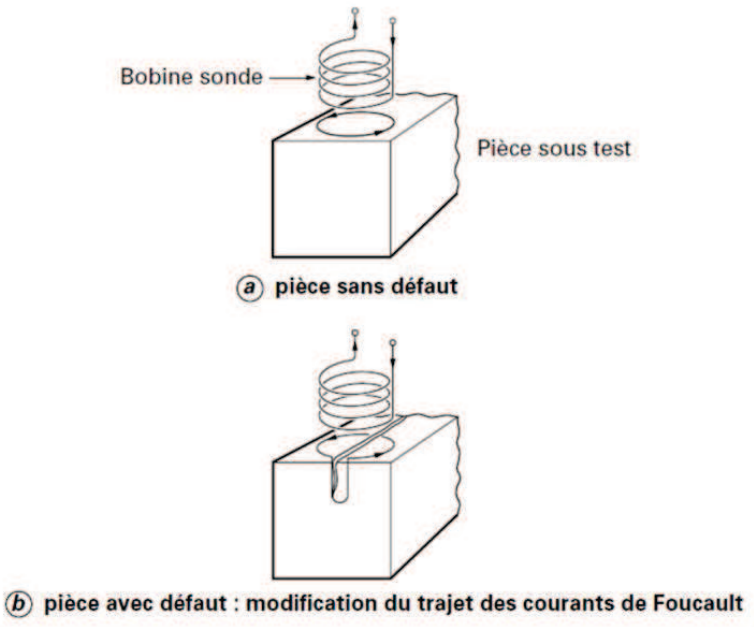


Figure 2.1 Principe de détection par courant de Foucault [WANIN_02]

1.1. Modélisation

La répartition des champs magnétiques et des courants induits dans un matériau conducteur est régie par les équations de Maxwell :

$$\begin{cases} \overrightarrow{rot}\vec{H} = \vec{J} + \dfrac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ div\vec{B} = 0 \\ \overrightarrow{rot}\vec{E} = -\dfrac{\partial \vec{B}}{\partial t} \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec $\vec{H}$, $\vec{B}$: vecteur du champ et d'induction magnétique (A.m^{-1}, et T)

$\vec{E}$, $\vec{D}$: vecteurs du champ et d'induction électrique (V.m^{-1}, et C.m^{-2})

$\vec{J}$: vecteur densité de courant (A.m^{-2}).

Par ailleurs, on a les relations :

$$\begin{cases} \vec{B} = \mu(H).\vec{H} \\ \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec $\mu(H)$: perméabilité absolue du matériau pour le champ H (H.m^{-1}),

ε : permittivité du matériau (F.m^{-1}),

σ : conductivité électrique du matériau (S.m^{-1}).

Dans un milieu conducteur, le courant de déplacement $\dfrac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ est faible et négligeable devant $\vec{J}$,

Donc on a :

$$\overrightarrow{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad (2.3)$$

Par quelques transformations, à partir de l'équation (2.1) et (2.2), l'équation (2.3) devient :

$$\overrightarrow{\Delta B} = \mu.\sigma.\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.4)$$

si le champ magnétique est une fonction sinusoïdale du temps : $\vec{B} = \overrightarrow{B_o} e^{j(\omega t - \phi)}$, nous obtenons en notations complexes l'équation de propagation suivante :

$$\overrightarrow{\Delta B} - j.\mu.\sigma.\omega.\vec{B} = 0 \quad (2.5)$$

où ω : est la pulsation, $\omega = 2.\pi.f$. En posant $k = \sqrt{\mu.\sigma.\omega}$, on obtient l'équation générale de propagation de l'induction magnétique dans un milieu conducteur

$$\overrightarrow{\Delta B} - j.k^2.\vec{B} = 0 \quad (2.6)$$

Pour chaque géométrie particulière (forme de la pièce, forme de la bobine d'excitation), on obtient le champ $\vec{B}$ en développant cette équation et en l'intégrant compte tenu des conditions aux limites.

On peut résoudre ce système d'équations dans deux cas simples qui s'approchent assez bien des deux principales configurations du contrôle industriel par courants de Foucault, celui d'une bobine encerclant une barre pleine et celui d'une bobine disposée à plat près de la surface d'un corps massif [WANIN_02]. Si, pour ces deux configurations, on suppose que les paramètres électromagnétiques sont constants et que le corps conducteur est isotrope et homogène, de longueur ou de profondeur

infinie, que le courant d'excitation est sinusoïdal de pulsation ω, on peut alors calculer l'induction et la densité de courants induits. Dans la suite, nous ne nous intéressons qu'au cas particulier d'une cible de surface plane, qui s'apparente au problème de l'évaluation de la métallisation d'une puce.

1.2. Cas d'une cible de surface plane

Considérons le cas d'un solide conducteur de surface plane placé au dessous d'une nappe de courants inducteurs alternatifs sinusoïdaux (figure 2.2). Si l'on suppose une géométrie infinie selon les axes X et Y, une telle nappe est source d'un champ B perpendiculaire à l'axe X. Pour respecter la symétrie du système, le champ est également parallèle au plan OXY. Le vecteur induction $\vec{B}$ garde donc toujours la même direction : il est porté par l'axe Y, $B = \vec{B}.\vec{y}$, étant la composante selon $\vec{y}$. La grandeur B garde une valeur constante dans tout plan parallèle à P.

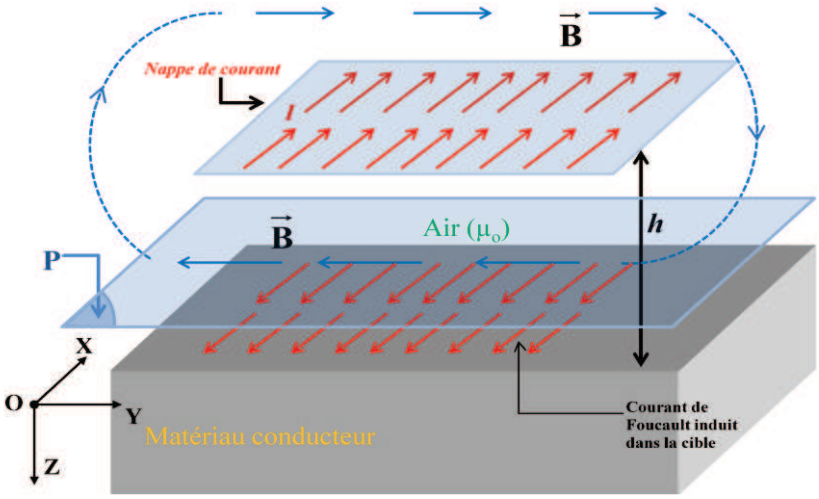


Figure 2.2 Induction de CF à une interface plane

La valeur de l'induction du champ magnétique ne dépend que de la distance entre le point considéré et la nappe de courant. Ce qui revient à dire que le champ magnétique B n'est fonction que de la position selon l'axe z et du temps, B*(z,t)*.

L'équation de propagation en régime harmonique et en notations complexes s'écrit alors :

$$\frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial z^2} - j.k^2.\vec{B} = 0 \qquad (2.7)$$

Dont la solution est de la forme :

$$B = B_o.e^{-\frac{k}{\sqrt{2}}z}.e^{j(\omega t - \frac{k}{\sqrt{2}}z)} \qquad (2.8)$$

Ou en notation réelle :

$$B = B_o.e^{-\frac{k}{\sqrt{2}}.z}.\cos(\omega t - \frac{k}{\sqrt{2}}.z) \qquad (2.9)$$

Ainsi l'amplitude va diminuer, au sein du matériau, selon une loi exponentielle, la phase varie également linéairement avec *z*.

Comme indiqué précédemment, $\overrightarrow{rot}\vec{B} = \mu.\overrightarrow{rot}\vec{H} = \mu.\vec{J}$ avec $\vec{B}$ uniquement fonction de *z*,

On a donc :

$$\overrightarrow{rot\mathrm{B}} = -\left(\frac{\partial \mathrm{B}}{\partial z}\right).\vec{x} \tag{2.10}$$

La densité de courant J_Z à la profondeur z sous la surface est telle que :

$$J_Z = J_S.\exp(-z.\sqrt{\frac{1}{2}\omega\sigma\mu}).\cos(\omega t - z\sqrt{\frac{1}{2}\omega\sigma\mu} + \frac{\pi}{4}) \tag{2.11}$$

avec $J_S = \frac{1}{\mu}.k.B_o$.

Les répartitions de l'amplitude et de la phase des courants de Foucault sont présentées dans la figure 2.3.

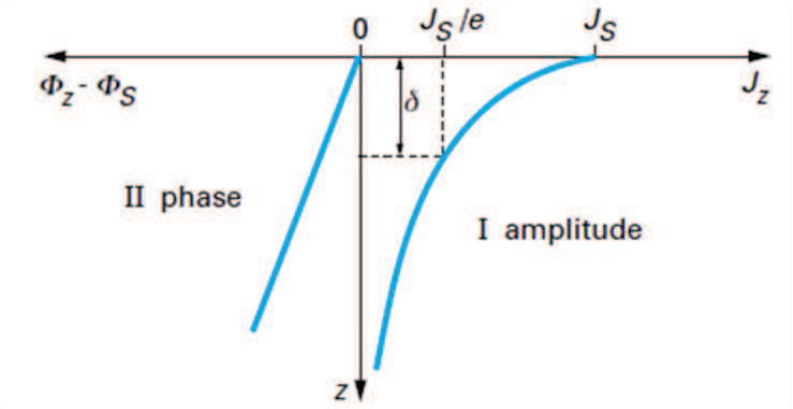


Figure 2.3 Répartition des courants de Foucault sous une surface plane [WANIN_02]

Avec δ, la profondeur de pénétration standard, ou profondeur de peau :

$$\delta = \frac{500}{\sqrt{f\sigma\mu_r}} \tag{2.12}$$

δ étant exprimé en [m] avec f : la fréquence d'excitation en Hz et μ_r : la perméabilité relative. Cette atténuation de la densité des CF dans la profondeur du matériau, appelée « effet de peau » constitue une propriété fondamentale des techniques d'évaluation par la méthode des CF. Pour un matériau donné, la profondeur d'investigation est directement liée à la fréquence d'excitation des courants inducteurs. La limite de pénétration des CF est donnée de manière approchée par la profondeur de pénétration standard δ, appelée également l'épaisseur de peau, donnée équation (2.12).

2. Modélisation du couplage sonde CF / cible par transformateur équivalent

2.1. Modèle de « transformateur »

Pour déterminer quantitativement les caractéristiques d'une cible à partir des mesures fournies par une sonde CF, il est nécessaire d'établir un modèle du couplage électromagnétique induit. Ce modèle doit être établi à partir des équations de Maxwell présentées dans la section précédente. Toutefois, dans le cas général, la résolution de ces équations n'admettent pas des solutions analytiques simples [LIBBY_71], hormis dans quelques configurations canoniques. C'est pourquoi, d'un point de vue pratique, il est intéressant de rechercher des modèles approchés, permettant de quantifier les interactions sonde CF / cible de manière simple et économique en ressources informatiques, quand bien même leur domaine de validité est réduit. Parmi les solutions approchées existantes, celle

reposant sur un modèle équivalent dit du « transformateur équivalent » est bien adaptée à la modélisation d'une sonde élémentaire interagissant avec une cible plane semi-infinie d'épaisseur finie. Celle-ci s'appuie sur l'analogie que l'on peut faire entre une sonde couplée à une cible conductrice, et un transformateur de courant électrique chargé par une impédance complexe.

En effet, si l'on considère que la cible est excitée par une onde plane se propageant perpendiculairement au plan de l'onde (figures 2.4.a et 2.4.b) selon l'axe z, alors la résolution des équations de Maxwell permet d'exprimer les valeurs complexes du champ magnétique $\vec{H}$ et du champ électrique $\vec{E}$ dans la plaque conductrice grâce aux expressions suivantes, [KRAUS_92] :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{\mathrm{H}(z)} &= H(z)\vec{y} = \left(H^{+}\exp(-\gamma z) + H^{-}\exp(\gamma z)\right)\vec{y} \\ \overrightarrow{\mathrm{E}(z)} &= E(z)\vec{x} = \left(E^{+}\exp(-\gamma z) + E^{-}\exp(\gamma z)\right)\vec{x} \end{aligned} \tag{2.13}$$

dans lesquelles ($^{+}$) désigne l'onde incidente et ($^{-}$) l'onde réfléchie. En supposant que l'effet du courant de déplacement est négligeable compte tenu du matériau cible et des fréquences de travail utilisées, il vient que la constante de propagation dans la plaque, γ, s'exprime par :

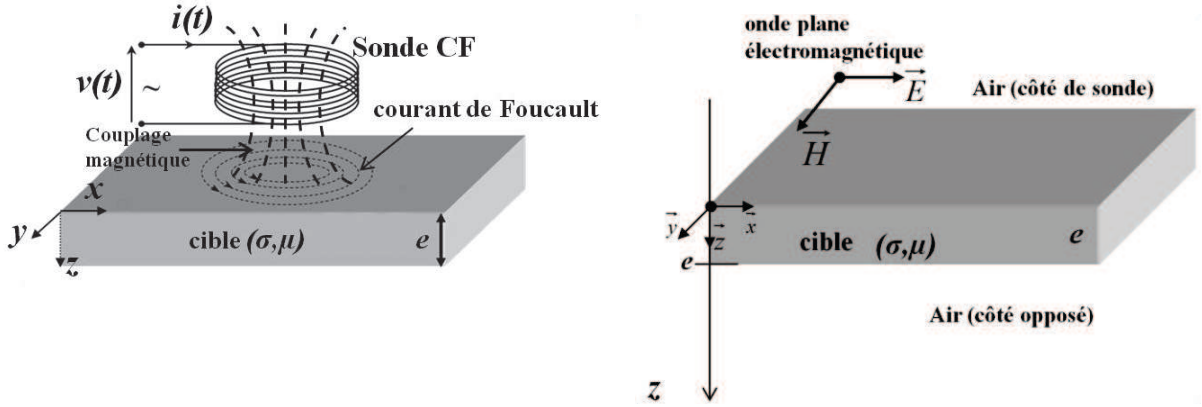
$$\gamma = \frac{1+j}{\delta} = \sqrt{j\omega\sigma\mu_0} \tag{2.14}$$

où :

δ représente la profondeur de peau $\delta = \sqrt{2/\omega\sigma\mu_0}$,

μ_0 représente la perméabilité magnétique de la plaque conductrice amagnétique,

et σ représente la conductivité électrique de la plaque.



(a) **(b)**

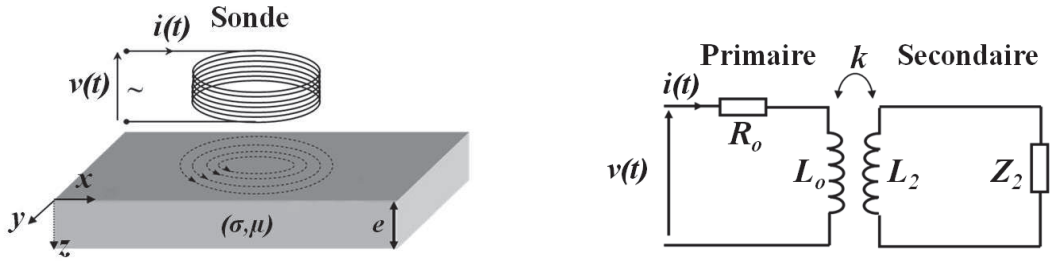
Figure 2.4 Evaluation d'une cible par une sonde CF **(a),** une cible plane excitée par une onde plane électromagnétique **(b)**, [LE BIHAN_03]

Dans la suite, nous considérons une sonde CF élémentaire, constituée d'une unique bobine sonde qui joue à la fois le rôle d'émetteur et de récepteur, comme dans le cas de la figure 2.5. La valeur mesurée est l'impédance de cette bobine, à vide ou couplée à la cible.

Dans le cadre des hypothèses précédemment adoptées, il est possible de modéliser les interactions sonde / cible en faisant l'analogie avec un transformateur électrique [MCMASTER_86]. La modélisation de ce type de couplage électromagnétique entre la sonde et la plaque est présentée figure 2.5.b par un transformateur à deux enroulements.

Dans ce modèle, la partie primaire du transformateur modélise l'inductance propre L_0 de la bobine d'excitation et de la résistance R_0 de l'enroulement. Le secondaire se compose d'une inductance L_2 et d'une impédance Z_2 (l'impédance de charge). L_2 et Z_2 sont fonction des caractéristiques électriques de

la plaque conductrice et *k* est le coefficient de couplage magnétique entre la sonde et la plaque, figure 2.5.b.



(a) **(b)**

Figure 2.5 Modèle de la sonde CF en stratégie absolue **(a),** schéma équivalent de la sonde **(b)**

En particulier, l'inductance L_2 modélise l'énergie magnétique emmagasinée dans la plaque conductrice :

$$W_m = \frac{1}{2} L_2 |I_2|^2 \tag{2.15}$$

Par ailleurs, l'impédance d'onde dans la plaque s'écrit [LE BIHAN_03]:

$$Z_p = \frac{E^+}{H^+} = -\frac{E^-}{H^-} = \frac{1+j}{\sigma\delta} = \sqrt{\frac{j\omega\omega_0}{\sigma}} \tag{2.16}$$

L'impédance d'onde dans l'air étant infinie, en associant la théorie de transmission de l'onde, l'impédance de charge Z_2 est représentée par la formule suivante :

$$Z_2 = \frac{E(0)}{H(0)} \tag{2.17}$$

Où $E(0)$, $H(0)$ sont respectivement le champ électrique et le champ magnétique sur la surface de la plaque conductrice en $z = 0$. Le coefficient de réflexion ρ de l'onde électromagnétique à la surface de la plaque ($z = 0$) est défini par la relation suivante :

$$\rho(0) = \frac{E^-}{E^+} = -\frac{H^-}{H^+} \tag{2.18}$$

Il vient alors que :

$$Z_2 = \frac{E^+ + E^-}{H^+ + H^-} = \frac{(1+\rho(0))E^+}{(1-\rho(0))H^+} = \frac{1+\rho(0)}{1-\rho(0)} Z_p \tag{2.19}$$

L'autre extrémité de la plaque d'épaisseur finie $z = e$, est en contact avec l'air d'impédance, $Z_{air} = \infty$. Ainsi, le coefficient de réflexion en $z = e$ s'écrit : $\rho(e) = 1$

Il vient alors :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{\mathrm{H}(e)} &= H(e)\vec{y} = \left(H^+ \exp(-\gamma e) + H^- \exp(\gamma e)\right)\vec{y} \\ \overrightarrow{\mathrm{E}(e)} &= E(e)\vec{x} = \left(E^+ \exp(-\gamma e) + E^- \exp(\gamma e)\right)\vec{x} \end{aligned} \tag{2.20}$$

et

$$\rho(t) = \frac{E^- \exp(\gamma e)}{E^+ \exp(-\gamma e)} = -\frac{H^- \exp(\gamma e)}{H^+ \exp(-\gamma e)}$$

$$\rightarrow \rho(0) = \rho(e).\exp(-2\gamma e) = \exp(-2\gamma e) \tag{2.21}$$

L'impédance de charge Z_2, devient donc :

$$Z_2 = \frac{Z_p}{\tanh(\gamma e)} = \frac{\sqrt{\frac{j\omega\mu_o}{\sigma}}}{\tanh(e\sqrt{j\omega\sigma\mu_o})} \tag{2.22}$$

Enfin, il est possible de former le rapport V / I, qui correspond à l'impédance de la sonde « vue du primaire » :

$$\underline{Z} = \frac{\underline{V}}{\underline{I}} = R_0 + jL_0\omega + \frac{k^2 L_0 L_2 \omega^2}{Z_2 + jL_2\omega} = R_0 + \frac{k^2 L_0 L_2 \omega^2 Z_2}{Z_2^{\,2} + (L_2\omega)^2} + j(L_0\omega - \frac{k^2 L_0 L_2^{\,2}\omega^3}{Z_2^{\,2} + (L_2\omega)^2}) \tag{2.23}$$

avec comme partie réelle : $\mathrm{Re}(\underline{Z}) = R_0 + \frac{k^2 L_0 L_2 \omega^2 Z_2}{Z_2^{\,2} + (L_2\omega)^2}$

et comme partie imaginaire : $\mathrm{Im}(\underline{Z}) = L_0\omega - \frac{k^2 L_0 L_2^{\,2}\omega^3}{Z_2^{\,2} + (L_2\omega)^2}$

Nous remarquons que l'impédance « vue du primaire » est une fonction des paramètres géométriques (ici l'épaisseur e), et électromagnétiques (conductivité, perméabilité), de la cible, mais également du couplage sonde /cible (couplage k, pulsation ω). Il est donc possible en particulier d'être sensible à des variations de conductivité de la cible.

2.2. Impédance normalisée et diagramme d'impédance normalisée

Il est intéressant de travailler avec l'impédance normalisée plutôt que l'impédance de la sonde CF, afin de s'affranchir de la constitution de la sonde (nombre de spires, résistance du bobinage..) et de l'augmentation de la réactance à vide avec la fréquence. L'impédance normalisée est donnée par [VERNON_99] :

$$Z_n = \frac{Z - R_o}{X_o} \tag{2.24}$$

Comme nous l'avons montré dans la section précédente, l'impédance de la sonde (vue du « primaire ») est fonction des paramètres électriques du système qui comprend la bobine de la sonde, la plaque observée, et aussi les fils de connexion. C'est la raison pour la quelle on souhaite extraire les éléments R_0 et X_0 de la bobine primaire dans l'évaluation de la cible par CF. En effet, l'utilisation de l'impédance normalisée a deux principaux avantages.

Premièrement, elle ne fait plus apparaître la partie résistive R_0 et la réactance primaire X_0 de la sonde. C'est un point positif car ces deux grandeurs R_0 et X_0 n'apportent aucune information concernant la plaque à évaluer. Cela permet également de comparer les évolutions d'impédances entre deux sondes de constitution différentes (nombres de spires, etc…).

Enfin, l'impédance normalisée qui peut être écrite sous la forme développée suivante :

$$Z_n = j + \frac{k^2 L_2\omega}{Z_2 + jL_2\omega} = j + \frac{k^2\sigma L_2\omega}{\frac{\sqrt{j\omega\sigma\mu_0}}{\tanh(e\sqrt{j\omega\sigma\mu_0})} + j\sigma L_2\omega} \tag{2.25}$$

varie effectivement avec les propriétés géométriques et électriques de la cible.

L'évolution de l'impédance normalisée Z_n de la sonde en fonction de la fréquence d'excitation peut être représentée dans le plan complexe $X_n = f(R_n)$, appelé Diagramme d'Impédance Normalisée (DIN). Cette représentation permet de mettre en évidence l'influence des propriétés électriques et géométriques de la cible, notamment la conductivité électrique σ ou encore l'épaisseur de cible, e.

Pour avoir une vision générale de l'effet de l'épaisseur de cible sur l'impédance normalisée de la sonde, il est intéressant de considérer deux cas limites : lorsque l'épaisseur de la cible est ultra-fine (très inférieure à l'épaisseur de peau sur toute la plage de variation en fréquence) et lorsque l'épaisseur de la cible est infinie (très supérieure à l'épaisseur de peau toute la plage de variation en fréquence).

2.3. Cas d'une plaque ultra-fine

Dans ce cas, nous supposons que l'épaisseur de la plaque est beaucoup plus faible que l'épaisseur de peau correspondant à la bande de fréquence sur laquelle nous effectuons les observations, $e<<\delta$.

D'après l'équation (2.25), si l'on développe la fonction de tangente hyperbolique $\tanh(e\sqrt{j\omega\sigma\mu_0})$ en série de Taylor, avec $g = e\sqrt{j\omega\sigma\mu_0}$

Il vient : $\tanh(g) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\tanh^{2n+1}(0)}{(2n+1)!} g^{2n+1} = g - \frac{g^3}{3} + \frac{2g^5}{15} - \ldots$

Nous pouvons facilement montrer que dans le cas d'une plaque d'épaisseur $e \approx 0$, les termes d'ordre supérieur à 1 sont négligeables. En conséquence, dans ce cas, la valeur de l'impédance de la partie secondaire Z_2 (l'impédance de charge du transformateur) est totalement résistive et indépendante de la fréquence. Il vient alors :

$$Z_2 = \frac{\sqrt{\frac{j\omega\mu_o}{\sigma}}}{\tanh(e\sqrt{j\omega\sigma\mu_o})} = \frac{\sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma}}}{e\sqrt{j\omega\sigma\mu_0}} = \frac{1}{e\sigma} \tag{2.26}$$

Cette situation correspond au cas où tous les CF induits sont « en phase » dans la faible épaisseur de la plaque cible e ($e << \delta$). L'expression de l'impédance normalisée est alors :

$$Z_n = j + \frac{k^2 e\sigma L_2 \omega}{1 + je\sigma L_2 \omega} \tag{2.27}$$

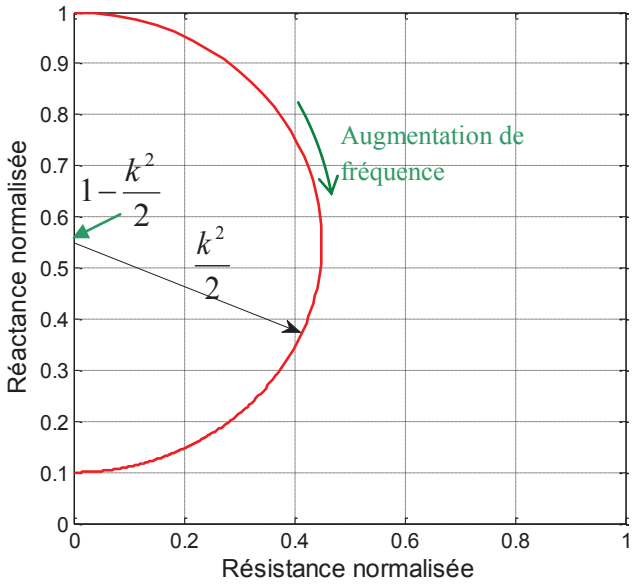


Figure 2.6 Diagramme de l'impédance normalisée d'une plaque ultra fine, (k = 0,95, f = [5,∞] Hz, L_2 = 1nH, σ = 37,7.10^6 S.m^{-1})

L_2 et k étant indépendants de la fréquence, [VERNON_99], [LEBIHAN_03], la figure 2.6 montre le DIN pour L_2 = 1 nH, k = 0,95, σ = 37,7.10^6 S.m^{-1}. L'impédance normalisée est uniquement fonction du

produit *(eσf)*. La caractéristique résultante est un arc de cercle dont le centre et le rayon ont les coordonnées suivantes :

$$\text{centre: } (0\ ;\ 1\text{-}\ \frac{k^2}{2})\quad ;\ \text{rayon : }\ \frac{k^2}{2}$$

2.4. Cas d'une plaque d'épaisseur infinie

Dans ce cas, nous supposons que l'épaisseur de la plaque est beaucoup plus grande que l'épaisseur de peau correspondant à la bande de fréquence sur laquelle nous effectuons les observations, $e >> \delta$.

Il vient : $\tanh(\gamma e) = \tanh(e.\sqrt{j\omega\sigma\mu_0}) = 1$, et en conséquence l'impédance de charge s'exprime par :

$$Z_2 = Z_p = \frac{1+j}{\sigma\delta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma}} \tag{2.28}$$

Par suite, l'expression de l'impédance normalisée est donnée par :

$$Z_n = j + \frac{k^2 L_2 \sqrt{\frac{2\sigma\omega}{\mu_0}}}{1 + j(1 + L_2\sqrt{\frac{2\sigma\omega}{\mu_0}})} \tag{2.29}$$

Pour des valeurs constantes de L_2, et k, l'impédance normalisée est uniquement fonction du produit *(σf)*. Le diagramme d'impédance normalisée est ainsi un arc de cercle (figure 2.7) dont le centre et le rayon ont les coordonnées suivantes :

$$\text{centre : } (-\frac{k^2}{2}\ ;1-\frac{k^2}{2})\ \text{; rayon : }\ \frac{k^2}{\sqrt{2}}$$

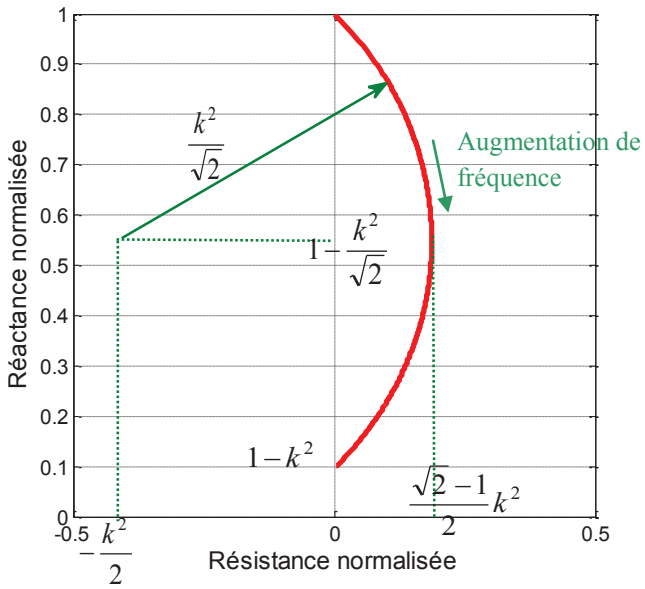


Figure 2.7 Diagramme de l'impédance normalisée de la plaque $e = 0{,}1$ m, ($k = 0{,}95$, $f = [5,\infty]$ Hz, $L_2 = 1$nH, $\sigma = 37{,}7.10^6$ S.m^{-1})

2.5. Effet de l'épaisseur de la cible

En étudiant les deux cas limites décrits ci-dessus, nous pouvons construire les DIN pour de épaisseurs quelconques de la plaque à évaluer. La profondeur de peau, δ, va diminuer de plus en plus avec

l'augmentation de la fréquence. A basse fréquence ($e<<\delta$) le diagramme du cercle débute comme dans le cas étudié pour la plaque ultra-fine. Pour des fréquences plus élevées, le DIN évoluera jusqu'au second cas limite traité correspondant à une épaisseur de plaque infinie (figure 2.8).

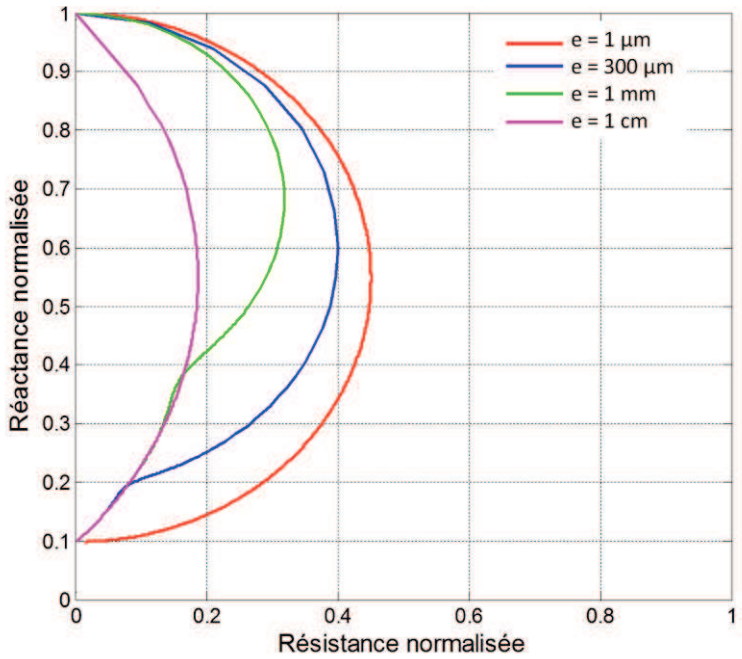


Figure 2.8 Diagramme de l'impédance normalisée de la plaque pour différentes valeurs de l'épaisseur de la plaque observée, (k = 0,95, f = [5,∞] Hz, L_2 = 1nH, $\sigma = 37{,}7.10^6$ S.m^{-1})

2.6. Effet du coefficient de couplage (*k*) sur le diagramme de l'impédance normalisée

En réalité, le coefficient de couplage k est un coefficient qui dépend de la distance entre la sonde et la surface d'observation (*lift-off*), $0 \le k \le 1$ avec $k = 1$ dans le cas où la distance de *lift-off* est nulle et $k = 0$ dans le cas où celle-ci est infinie.

L'équation de l'impédance normalisée peut être réécrite sous une autre expression permettant de mettre en évidence l'effet du coefficient de couplage:

$$Z_n = R_n + jX_n = \frac{k^2.L_2.\omega.\mathrm{Re}(Z_2)}{\left|Z_2 + j.L_2.\omega\right|^2} + j.\left(1 - \frac{k^2.L_2.\omega.(\mathrm{Im}(Z_2) + L_2\omega}{\left|Z_2 + j.L_2\omega\right|^2}\right) \tag{2.30}$$

Dans laquelle $Re(Z_2)$ et $Im(Z_2)$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de charge Z_2. Les parties réelle (R_n) et imaginaire (X_n) de l'impédance normalisée sont liées par la relation :

$$X_n = 1 - R_n \frac{\mathrm{Im}(Z_2) + L_2\omega}{\mathrm{Re}(Z_2)} \tag{2.31}$$

Comme nous l'avons montré, l'impédance de charge Z_2 dépend seulement de trois variables : la conductivité σ, l'épaisseur e et la fréquence f. Cette impédance ne dépend pas du coefficient de couplage k. On constate que si σ, e, et f sont fixés, la relation entre X_n et R_n est une fonction affine, chaque point de cette droite correspondant à une valeur de coefficient de couplage k.

Si le coefficient de couplage k est égal à zéro, le DIN coïncide avec le point A sur la figure 2.9. Le vecteur AM_1 est défini par un point de l'impédance normalisée M_1 correspondant à un coefficient de couplage k_1.

$$\overrightarrow{AM_1} = Z_n - j = k_1^{\,2}.L_2.\omega.\frac{\mathrm{Re}(Z_2) - j.(\mathrm{Im}(Z_2) + L_2\omega)}{\left|Z_2 + j.L_2.\omega\right|^2} \tag{2.32}$$

Le vecteur AM_2 est aussi défini de la même façon avec un point de l'impédance normalisée M_2 correspondant à un coefficient de couplage k_2, les autres paramètres (σ, e, f) étant maintenus constants. On peut alors écrire :

$$\frac{\overrightarrow{AM_1}}{\overrightarrow{AM_2}} = \frac{k_1^{\,2}}{k_2^{\,2}} \tag{2.33}$$

En conclusion, si la conductivité σ, l'épaisseur de la plaque e et la fréquence f sont fixées, la trajectoire de l'impédance normalisée sera une droite passant par le point A lorsque le coefficient de couplage k varie de 0 à 1.

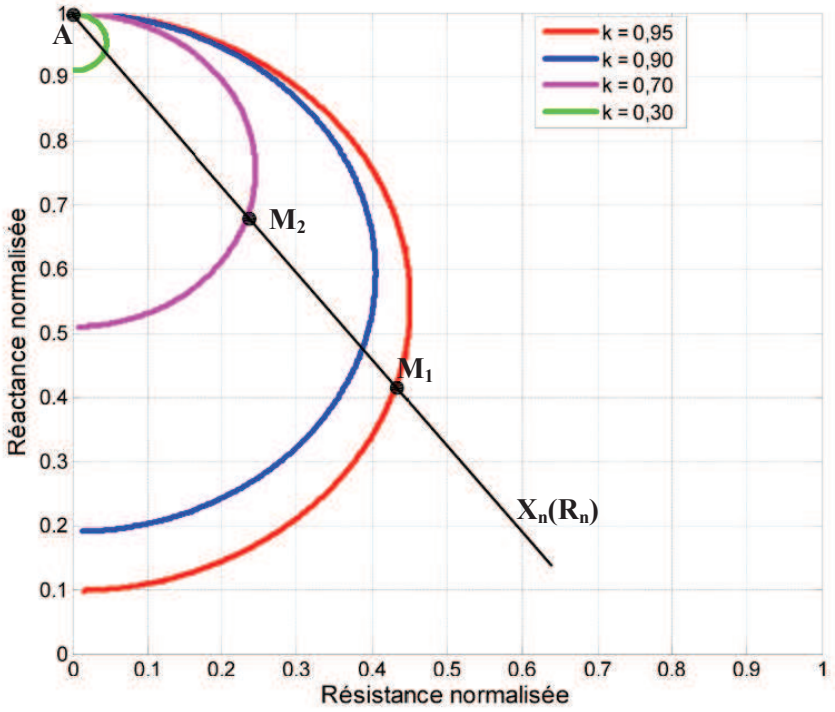


Figure 2.9 DIN pour différents coefficients de couplage (σ = 37,7.10^6 S/m, e = 1µm, la fréquence f varie de 5 à 2,5.10^8 Hz)

2.7. Effet des caractéristiques du matériau conducteur à analyser

L'étude des variations du DIN en fonction des propriétés du milieu et du couplage sonde / cible présentée ci-dessus va nous permettre d'analyser la couche de métallisation des puces, à l'aide de l'observation des DIN obtenus lors de la mise en œuvre de la technique CF. Pour en explorer les possibilités, nous allons exploiter le modèle transformateur dans le cas d'une couche de métallisation d'aluminium. Pour ce faire, nous considérons les deux hypothèses suivantes: la couche de métallisation est dans l'air (ou du moins sur un substrat parfaitement isolant) et l'onde d'électromagnétique incidente est une onde plane. Nous étudions alors les variations du DIN obtenus lorsque le couplage, la conductivité ou l'épaisseur de la couche d'aluminium varient.

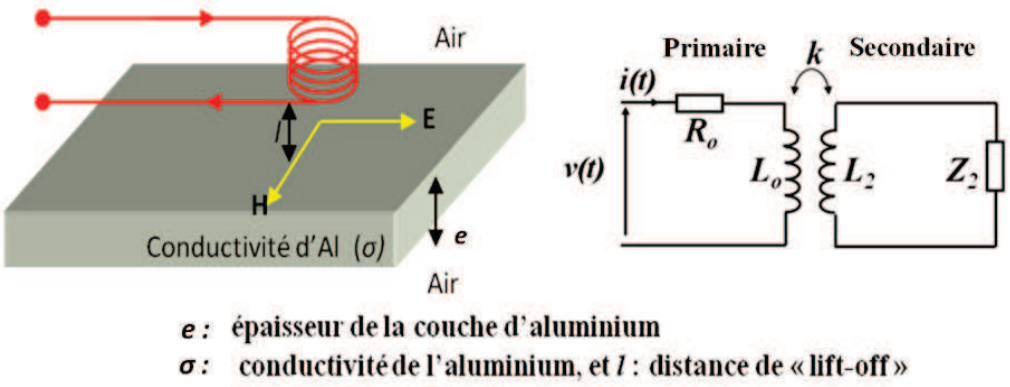


Figure 2.10 Modèle simplifié de la couche de métallisation d'Aluminium

L'état initial de la couche de métallisation d'aluminium est donné par les conditions suivantes, correspondant à une couche d'aluminium de propriété identique à celle d'un matériau massif pur :

$$\sigma_{al} = 37{,}7.10^{6}\ \text{S/m},\ L_2 = 4.10^{-9}\ \text{H},\ e = 0{,}9.10^{-6}\ \text{m},\ \text{et}\ k = 0{,}25$$

Nous traçons figure 2.11 le DIN déterminé par le modèle du transformateur pour 600 fréquences réparties linéairement entre 5 Hz à 2,5MHz (pas fréquentiel de l'ordre de 4kHz), dans la configuration initiale définie ci-dessus, et dans des configurations modifiées.

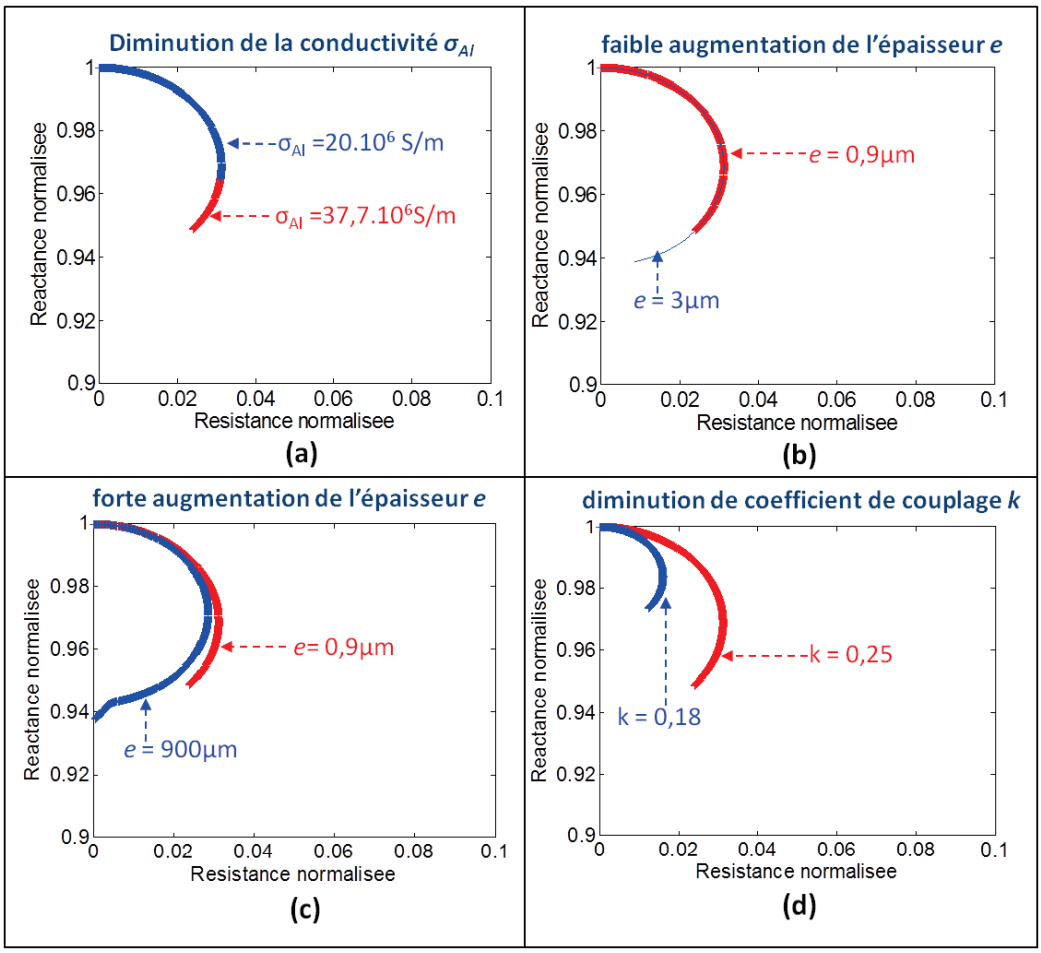


Figure 2.11 Effet des propriétés électriques et géométriques de la cible sur le diagramme du cercle, diminution de la conductivité de l'aluminium, $\sigma_{al_neuf} = 20.10^{6}$ **(a)**, faible augmentation de l'épaisseur, $e_{neuf} = 3\mu m$ **(b)**, forte augmentation de l'épaisseur, $e_{neuf} = 900\ \mu m$ **(c)**, diminution du coefficient de couplage, $k = 0{,}18$ **(d)**

Dans la figure 2.12, nous représentons également des configurations de cibles identiques, mais dont l'épaisseur, puis le couplage, puis la conductivité ont été modifiées sur la même figure afin de mieux mettre en évidence l'effet des variations des caractéristiques du matériau et de la géométrie sur l'impédance normalisée. Nous déduisons de cet exemple, que l'analyse des mesures de $Z_n(f)$ pour un jeu de fréquences bien choisi doit permettre de détecter une variation de l'un des paramètres de la cible (épaisseur, coefficient de couplage et surtout conductivité électrique), dans le cas de l'évaluation du vieillissement de la couche de métallisation d'un composant de puissance.

Dans notre étude, l'épaisseur de la couche de métallisation d'aluminium pourra être considérée très faible (de l'ordre de 4 μm). C'est la raison pour laquelle, même après vieillissement les points à l'état initial et à l'état final se situeront sur le même arc de cercle comme dans le cas des figures 2.11.a et 2.11.b.

Après avoir modélisé les interactions entre une sonde CF et une métallisation, nous allons chercher à mettre en évidence ces phénomènes de manière expérimentale. Pour ce faire, nous nous intéressons dans un premier temps à l'examen d'une métallisation d'aluminium homogène déposée sur un substrat silicium, proche de la configuration réelle existant sur les puces des composants de puissance, et nous détaillons le banc instrumental élaboré dans ce but.

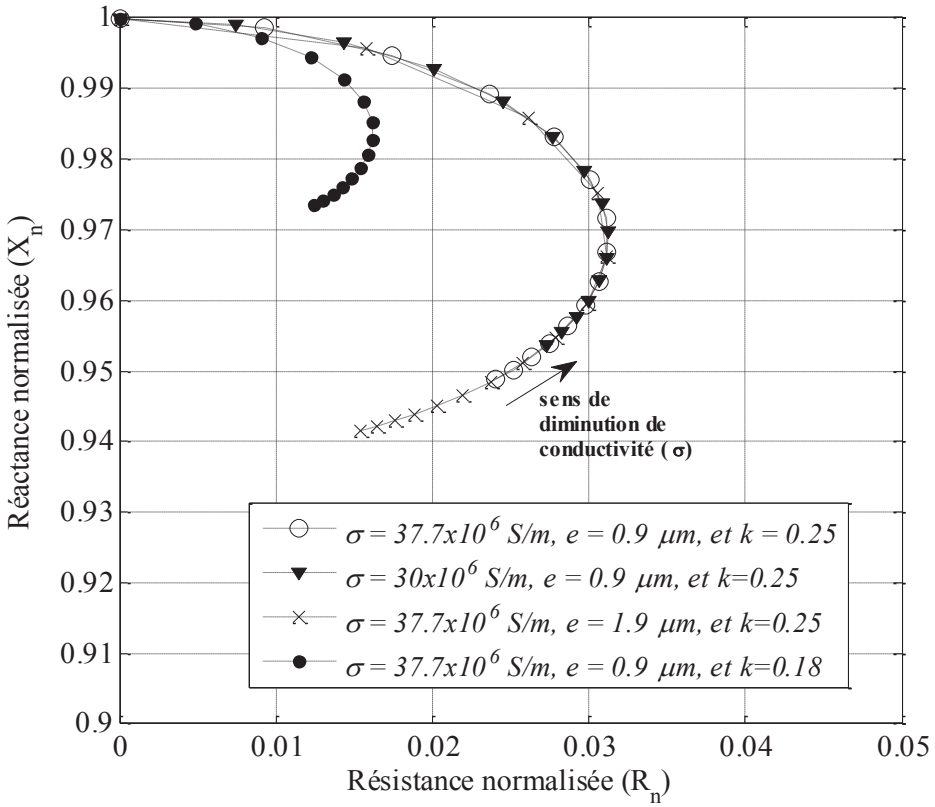


Figure 2.12 Variation du diagramme DIN d'une sonde CF placé sur une cible, la fréquence utilisée est dans la gamme de 5Hz à 20MHz

3. Instrumentation pour l'évaluation par la sonde CF

Dans cette partie, nous mettons en œuvre une sonde CF commerciale à l'aide d'un banc d'instrumentation associé afin d'effectuer des essais préliminaires sur une métallisation de composants de puissance. Nous présenterons tour à tour la sonde, le banc instrumental, et les premiers essais expérimentaux effectués.

3.1. Présentation de la sonde CF utilisée

La sonde utilisée est une sonde NORTEC-19eII présentée figure 2.13.

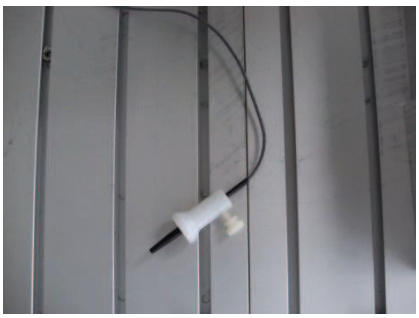


Figure 2.13 Sonde CF_ NORTEC-19eII

Cette sonde a été choisie pour les raisons suivantes :

- ses faibles dimensions (diamètre 2mm),
- son montage de type « crayon », dont le faible encombrement permet une manipulation sur des cibles complexes (composants de puissance réels), la position verticale de la sonde est stable et n'est pas influencée par les vibrations éventuelles du bras de robot pendant la procédure d'acquisition des données.
- sa bande passante relativement élevée de 2,5 MHz, qui correspond à une épaisseur de peau de 51 µm environ dans l'aluminium, ce qui permet de détecter les variations de la conductivité électrique dans toute l'épaisseur de la métallisation.

Afin d'exploiter au mieux cette sonde, nous avons choisi tout d'abord d'en vérifier les caractéristiques dynamiques. Le schéma électrique théorique de la bobine de la sonde à vide se compose d'une résistance R_0 (résistance des enroulements), d'une inductance L_0 (inductance propre), et d'une capacité C_0 (terme parasite lié au bobinage) comme indiqué à la figure ci-dessous :

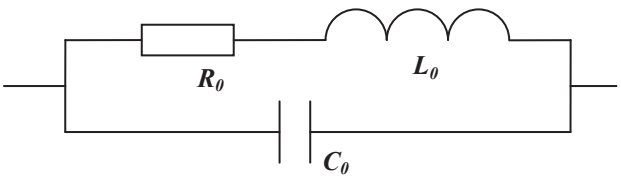


Figure 2.14 Schéma équivalent de la bobine de la sonde CF

Le calcul de l'impédance ainsi modélisée conduit à :

$$\underline{Z} = \frac{1 + j\dfrac{Q\omega}{\omega_0}}{1 + j\dfrac{\omega}{Q\omega_0} - \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \tag{2.34}$$

Où $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0.C_0}}$, $Q = \frac{1}{R_0}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

Dans notre cas, la valeur du coefficient de qualité Q est très grande, ce qui implique que la fréquence de résonance f_r est très proche de la fréquence propre.

Il vient donc :

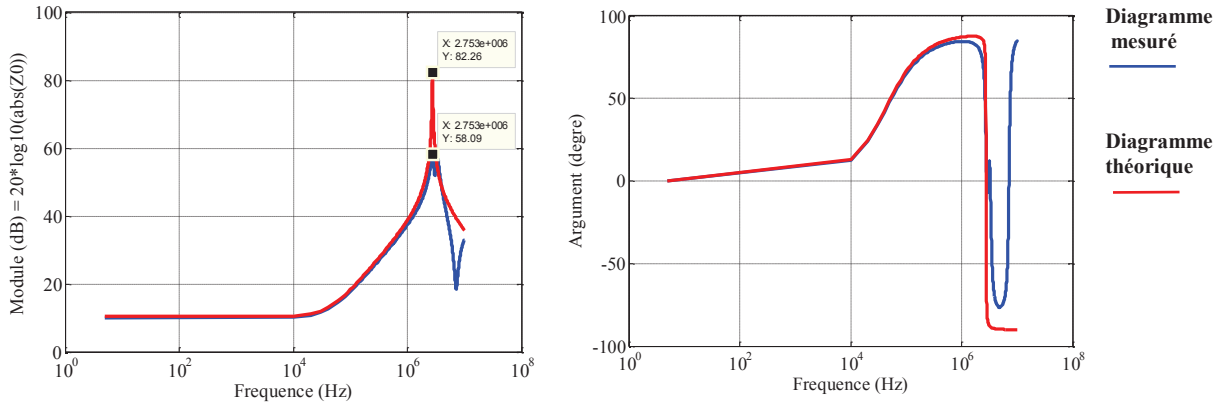
$$f_r = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0.C_0}} \tag{2.35}$$

Les valeurs R_0, L_0, C_0 peuvent être déterminées grâce aux dimensions géométriques de la sonde, aux caractéristiques physiques des matériaux de la bobine. Ici, pour simplifier ce problème (et n'ayant pas accès à la constitution exacte de la sonde), nous allons dans un premier temps identifier l'inductance et la résistance de la bobine grâce à l'analyseur d'impédance HP4192A du banc instrumental. Nous obtenons alors :

$$R_0 = 3{,}3\Omega \text{ et } L_0 = 12\mu H$$

Ces valeurs sont mesurées à basse fréquence afin de limiter l'effet de peau qui devient prédominant à haute fréquence, ainsi que pour s'affranchir des effets capacitifs. En outre, les valeurs R_0 et L_0 sont peu influencées par la connectique. Mais en revanche, celle-ci a une influence sur la valeur mesurée de la capacité C_0. Nous présentons (figure 2.15) l'impédance de la sonde mesurée expérimentalement, à partir de laquelle on peut déterminer les éléments (R_0, L_0, C_0) du schéma équivalent de la sonde à vide dans la figure 2.14, ainsi que la fréquence de résonance qui limite la bande passante de la sonde. Pour effectuer cette mesure, la sonde est placée dans l'air. Elle est alimentée par une tension sinusoïdale d'amplitude 1,1 V dont la fréquence varie de 5Hz à 10MHz et est répartie en 600 points de mesure.

Nous mesurons une fréquence de résonance, $f_r \approx 2{,}7$ MHz, correspondant à une capacité $C_0 = 0{,}278$ pF, d'après de la relation 2.35. Avec les autres paramètres électriques mesurées précédemment, nous construisons le modèle théorique de l'équation 2.34, et comparons l'impédance complexe modélisée avec les données expérimentales, figure 2.15.



(a) **(b)**

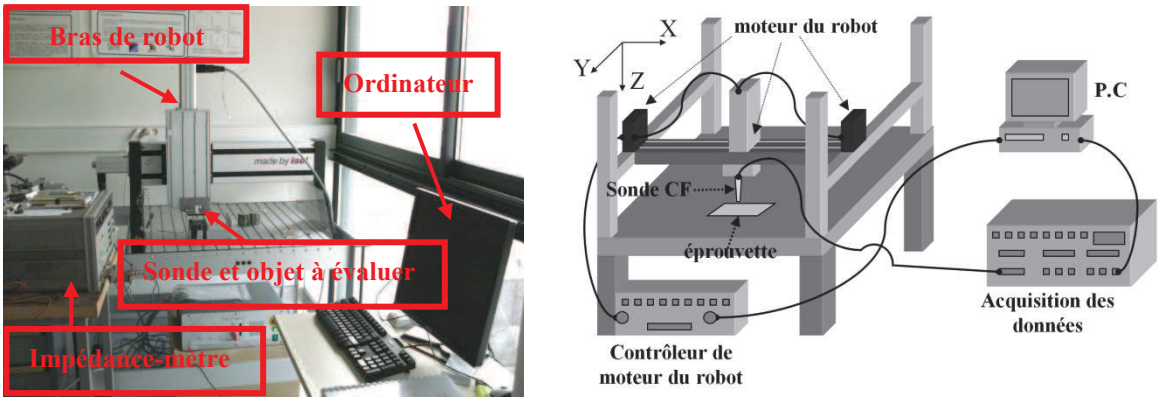
Figure 2.15 Impédance à vide de la bobine de la sonde, Module **(a)**, et Phase **(b)** de l'impédance

On trouve clairement que dans la bande de fréquence inférieure à 2,755MHz (la fréquence de résonance), les résultats expérimentaux et théoriques sont très proches. Des différences entre données modélisées et expérimentales commencent à apparaître au voisinage et au-delà de la fréquence de résonance, dont l'origine peut être attribuée à l'influence de la connectique et/ou à la présence dans la sonde d'une bobine de compensation placée à proximité de la bobine exploitée, mais non utilisée dans nos essais.

C'est la raison pour la quelle, nous limiterons la fréquence d'utilisation de la sonde à une fréquence maximale de 2,5MHz, dans la suite de nos travaux.

3.2. Présentation du banc de caractérisation par courants de Foucault

Nous nous intéressons ici à la mise en œuvre de la sonde CF pour évaluer le vieillissement des couches de métallisation déposées sur les puces. Des essais vont être réalisés sur deux composants à semi-conducteur de puissance, un composant neuf et un autre vieilli. Ces deux composants sont parfaitement identiques à l'état initial. Un de deux composants sera vieilli par un banc de vieillissement.



(a) **(b)**

Figure 2.16 Banc expérimental du système de contrôle non destructif par courant de Foucault, image du banc expérimental **(a)**, synoptique utilisé du système de contrôle non destructif **(b)**

Pour réaliser cette expérimentation, et plus particulièrement pour instrumenter une puce ou un véhicule de test représentatif intégrant une couche de métallisation en aluminium, nous avons besoin d'utiliser un banc expérimental permettant le déplacement de la sonde, son instrumentation et le traitement des données associées, présenté la figure 2.16.

Ce système se compose :

- de la sonde CF NORTEC, décrite précédemment,
- de l'impédance-mètre HP4192A,
- d'une table robotisée ISEL permettant le déplacement de la sonde selon 3 axes.
- et d'un ordinateur assurant le pilotage du déplacement, ainsi que le pilotage de la mesure, le stockage et le traitement des données de mesures

L'analyseur d'impédance est configuré en mesure 4 points (figure 2.18), opérée en régime harmonique par détection synchrone. La gamme de fonctionnement s'étend de 5Hz à 13MHz. Cette configuration permet d'effectuer la mesure de la tension aux bornes de la bobine, et du courant circulant dans la bobine, en limitant l'influence de la connectique, et de remonter à l'impédance complexe du dipôle sous test.

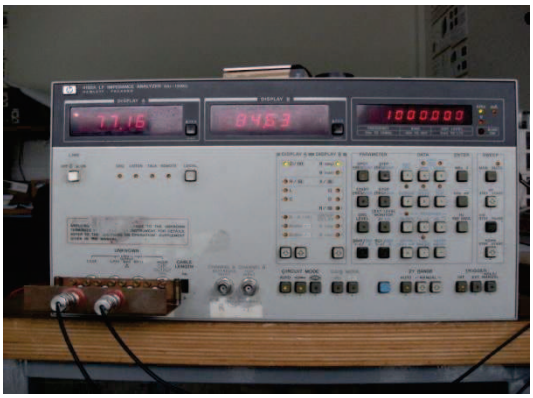


Figure 2.17 Impédance-mètre HP4192

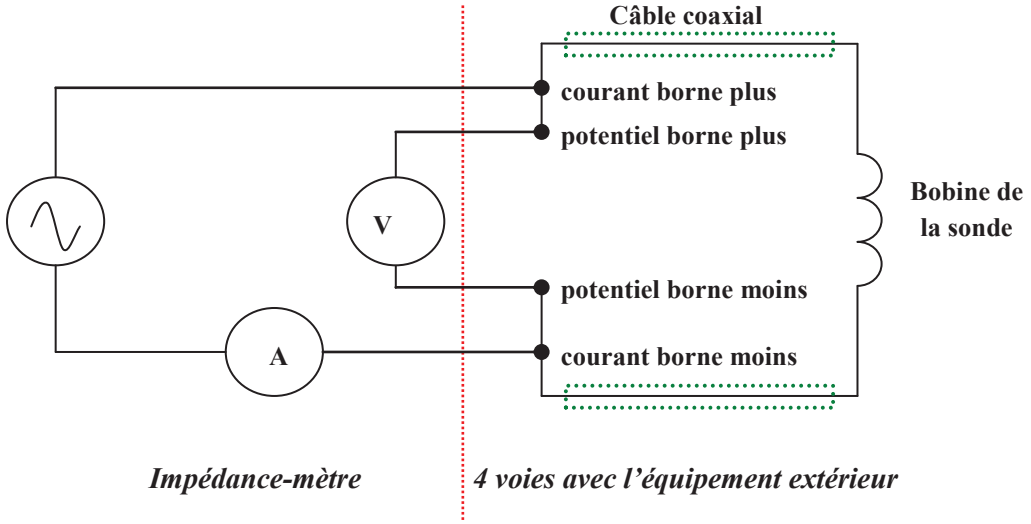


Figure 2.18 Schéma de connexion ente l'impédance-mètre et la bobine

La sonde CF est fixée sur le bras de robot disposant de 3 degrés de libertés. Ce bras est piloté par le PC par l'intermédiaire d'une liaison série. Sur chaque axe, le mouvement est effectué à l'aide d'un moteur pas à pas, de façon discrétisée. Le pas de déplacement minimal est 1/100 mm soit 10µm.

L'ensemble de l'expérimentation est contrôlé par ordinateur à l'aide de Matlab [RAVAT_08], [NGUYEN_11].



(a) **(b)**

Figure 2.19 Bras de robot (3 axes) **(a)**, sonde CF fixée au bout du bras **(b)**

4. Essais préliminaires

Nous avons cherché dans un premier temps à mettre en évidence la possibilité de détecter la couche d'aluminium déposée sur une puce à l'aide de la sonde détaillée précédemment. Ensuite, nous chercherons à montrer comment le vieillissement de cette couche d'aluminium (recristallisation, reconstruction des joints de grain) peut être détecté à l'aide de la sonde.

4.1. Détection d'une métallisation sur wafer de silicium

Des essais préliminaires sont effectués dans un premier temps sur des véhicules de test intégrant une couche d'aluminium déposée sur une plaquette de silicium oxydé. La plaquette de silicium est d'épaisseur 350µm, l'oxyde 100nm, et enfin l'épaisseur de la couche de métallisation est de l'ordre de 1 à 3 µm. La figure 2.20 montre l'échantillon utilisé pour cette caractérisation initiale. La couche de

silicium utilisée est de forte résistivité ($N_D = 10^{14}$ cm^{-3}) de sorte que les conditions expérimentales se rapprochent ici du cas de la plaque fine dans l'air.

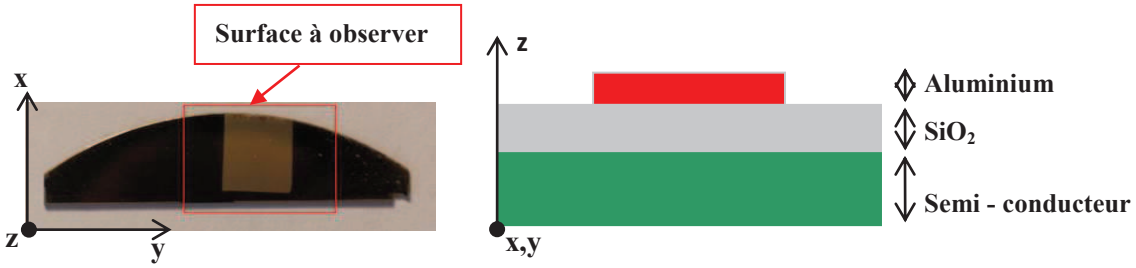
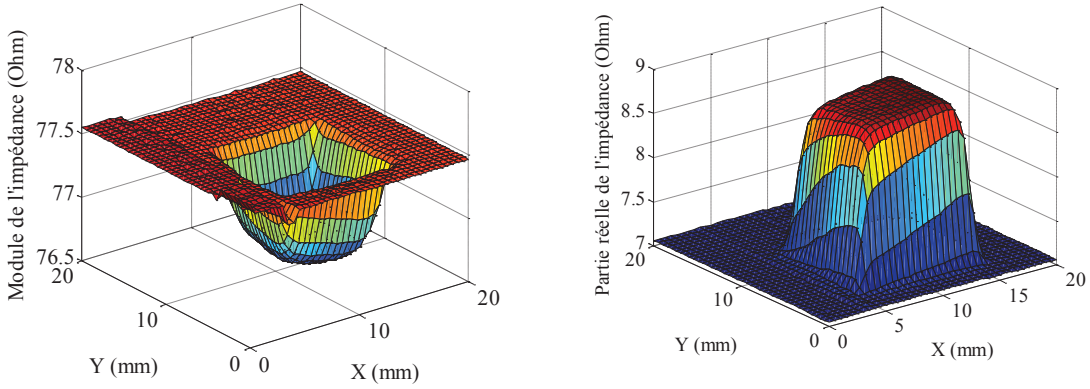


Figure 2.20 Structure de la plaque de test pour la détection de la couche d'aluminium

Le bras de robot va déplacer la sonde sur un carré de 20 × 20 mm, le pas de déplacement sur l'axe X et Y est de 0,5 mm. La bobine est excitée par un signal de tension sinusoïdale, $U_{efficace}$ = 1,1 V, f = 1 MHz. La sonde CF est positionnée le plus près possible de la surface de l'échantillon à analyser, environ de 100 µm. Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus (figure 2.21.a et 2.21.b), module de l'impédance et partie réelle de l'impédance en fonction de la position (x,y) de la sonde.



(a) **(b)**

Figure 2.21 Module de l'impédance mesurée par la sonde **(a)**, partie réelle de l'impédance mesurée par la sonde **(b)**

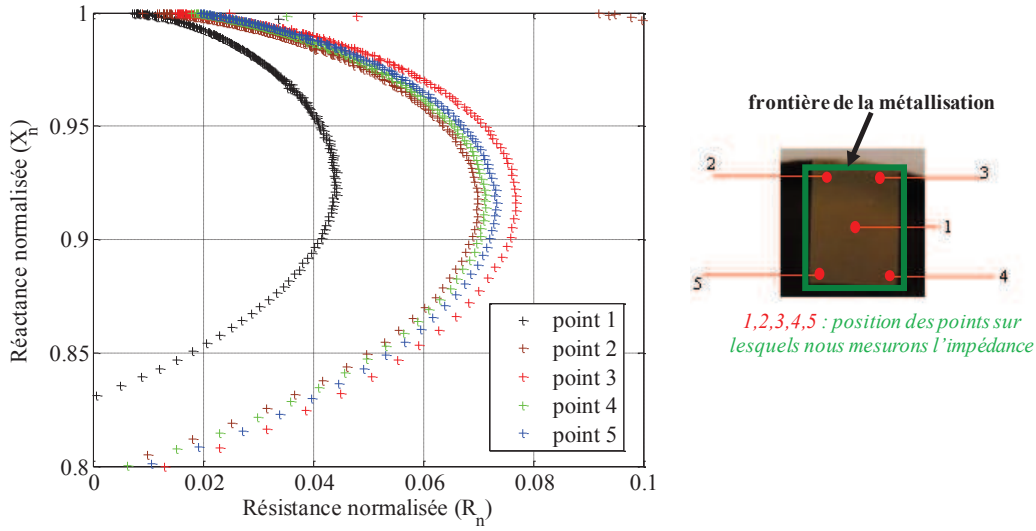


Figure 2.22 Diagrammes de l'impédance normalisée (DIN) du wafer de silicium

Nous constatons ici clairement que les données acquises par la sonde, nous permettent de distinguer la surface métallique en aluminium du reste de l'échantillon (Si, SiO_2, air,…). La couche de métallisation peut donc être détectée par la sonde CF dont nous disposons malgré l'épaisseur de peau relativement élevée à cette fréquence. Il est également intéressant de constater à l'aide de ces relevés les « effets de bord » inhérents à la mesure par CF. Pour évaluer l'influence de l'effet de bord sur la mesure, nous considérons les DIN obtenus expérimentalement pour cinq points de mesure sur la surface de la couche de métallisation : point 1 au milieu de la surface, et les points 2, 3, 4, 5 dans les angles de la métallisation (figure 2.22).

Pour ces cinq points, la sonde est située à la même distance de la couche d'aluminium et est excité par une tension sinusoïdale de valeur efficace 1,1 V. La fréquence de la tension varie de 5Hz à 2,5MHz.

Nous observons que les DIN des points 2, 3, 4 et 5 sont très proches, (figure 2.22). Le DIN du point 1 diffère significativement des autres. Cela peut être expliqué simplement par le fait qu'au point 1, les CF induits ne sont pas « limités » dans la couche d'aluminium et s'épanouissent selon un mode proche du modèle de l'onde plane (l'impédance est minimale). En revanche dans les points 2, 3, 4, 5, les CF sont limités par les bords de la métallisation, ce qui a pour effet de modifier significativement la mesure. Ces premiers résultats posent le problème du positionnement (en termes d'exactitude et de répétabilité) d'une sonde sur les pièces à caractériser, notamment pour des cibles de faible dimension.

4.2. Evaluation du vieillissement de la couche de métallisation d'une éprouvette simplifiée par la technique de courants Foucault

4.2.1. Description de l'éprouvette

Afin de s'affranchir dans un premier temps du problème de l'effet de bord, nous utilisons dans un premier temps des éprouvettes planes de grandes dimensions, auxquelles nous allons faire subir des cycles de vieillissement thermique. Nous chercherons ensuite étudier la possibilité de caractériser le vieillissement de la couche de métallisation à l'aide de la technique des CF.

L'éprouvette d'étude réalisée à l'ESIEE présente une structure multicouche représentative des métallisations de composants de puissance (figures 2.23). Elle est constituée d'une couche de métallisation d'aluminium (épaisseur environ entre 3 et 4 µm), d'une couche d'oxyde SiO_2 (100nm) et une couche de semi-conducteur Si (350µm) comme indiqué à la figure 2.23.

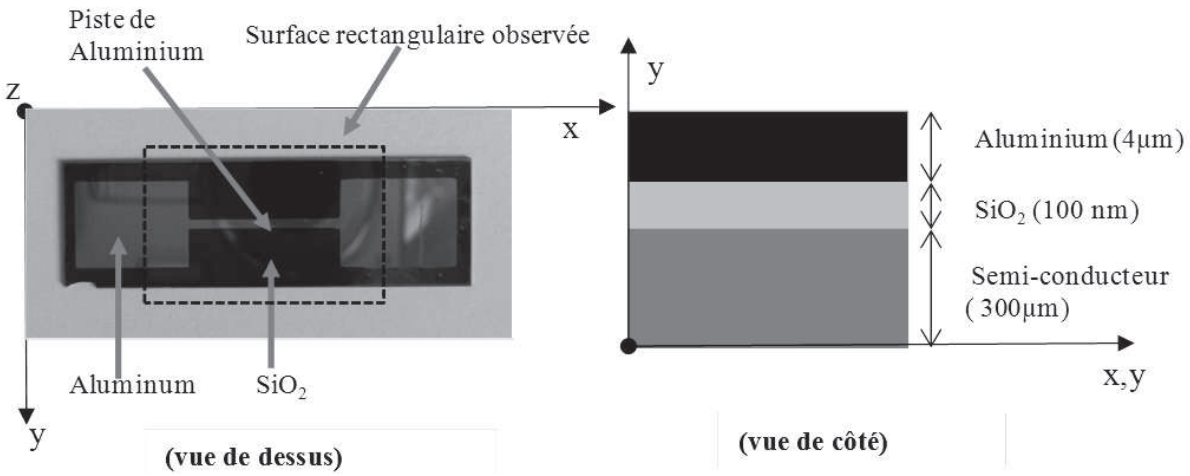


Figure 2.23 Structure multicouche de l'éprouvette simplifiée

4.2.2. Dispositif expérimental pour le vieillissement thermique d'une couche de métallisation de l'éprouvette

Le vieillissement thermique est réalisé en injectant à travers la métallisation d'aluminium des impulsions de courant d'amplitude 14A avec un rapport cyclique de 30%, une fréquence de 0,1 Hz, à l'aide du montage de la figure 2.24, [NGUYEN_11]. Cette forme d'impulsion de courant est obtenue par hachage d'un courant continu circulant généré dans le circuit par la source de courant continue *I*, à l'aide du transistor *T* commandé par le signal de hachage représenté dans la figure 2.24.

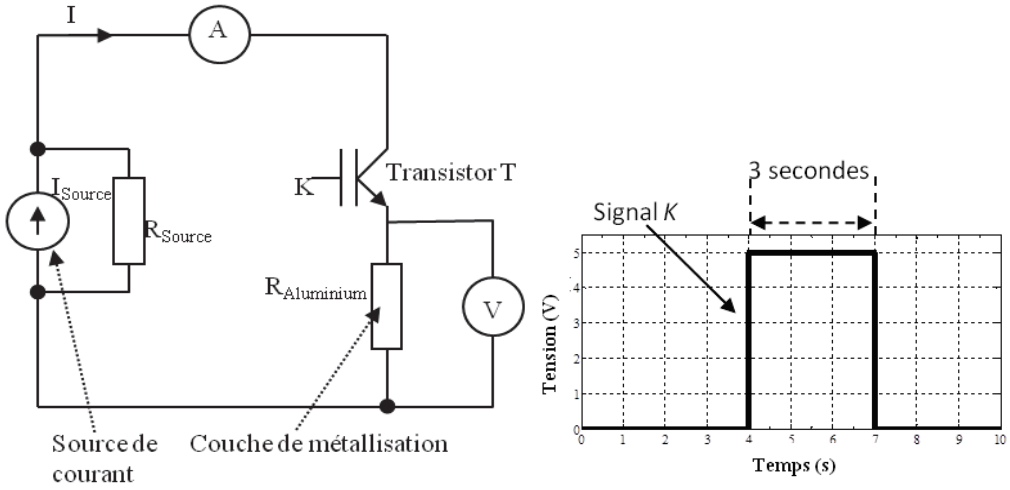


Figure 2.24 Circuit de vieillissement de la couche d'aluminium [NGUYEN_11]

Sous ces conditions de test, 3500 A/mm^2, le phénomène d'électro-migration peut apparaitre simultanément à la reconstruction d'aluminium (dislocation aux joints de grains), [CALVE_03], [CIAPPA_02], et c'est la combinaison de ces deux effets qui sera évaluée par la sonde CF par une augmentation de la résistivité aluminium.

Nous avons fait le choix de contraindre l'éprouvette à courant d'injection constant au cours des cycles thermiques, pour des raisons de simplicité de mise en œuvre.

Toutefois, cette technique ne permet pas de maintenir l'excursion en température constante, aussi est-il nécessaire d'effectuer une mesure de la température au cours du cyclage thermique, afin de quantifier les conditions thermiques de vieillissement au cours de temps. Pour ce faire, nous mettons en œuvre une mesure de température indirecte, décrite ci-dessous.

La technique de mesure de température utilisée consiste à évaluer la température de la piste d'aluminium sollicitée, à travers la mesure de sa résistance électrique *R*. Cette mesure est effectuée à l'aide d'une méthode par contact électrique (CE) quatre points comme indiqué à la figure 2.25, pour laquelle *R* est donnée par le rapport de la tension *V* et du courant *I* mesurés, $R = V/I$.

Pour remonter à l'information de température à partir de la mesure de *R*, nous exploitons la relation d'évolution de la résistance d'un conducteur électrique avec la température, dont un modèle au premier ordre est donné par la formule suivant :

$$R(T) = R_{25°C} .(1+\alpha(T-T_{25°C})) \qquad (2.36)$$

dans laquelle α désigne le coefficient de température de la résistivité (en K^{-1}) qui dépend principalement du matériau considéré, $R_{25°C}$ la résistance électrique à la température de référence $T_{25°C}$ = 25°C, et *T* la température.

Pour effectuer l'estimation de température au cours du cyclage, il est nécessaire d'étalonner la relation (2.36), c'est à dire de déterminer le coefficient de température de la résistivité α.

Pour ce faire, nous injectons un courant d'amplitude *I* suffisamment faible (I < 1A) pour ne pas provoquer d'échauffement dans la métallisation, et nous mesurons l'évolution de la résistance

électrique pour différentes sollicitations en température imposées à l'aide d'un dispositif extérieur de soufflage d'air chaud. La température de la piste en aluminium et de son support est mesurée à l'aide d'un thermocouple collé sur la piste.

Plusieurs séries de mesures ont été réalisées pour des courants de 100mA, 500mA et 1A et des températures de 25°C, 40°C et 88°C. Ces différentes séries de mesure permettent d'estimer le coefficient de température de la résistivité de la piste d'aluminium considérée, les résultats sont résumés dans le tableau 2.1. Le coefficient de température de résistivité de la couche d'aluminium de l'éprouvette est estimé à $\alpha = 3{,}89.10^{-3}$.

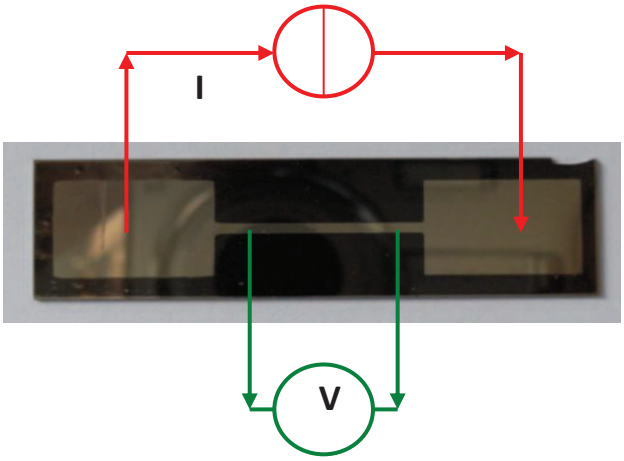


Figure 2.25 Circuit de mesure de la résistance de la piste d'aluminium

Tableau 2.1 Valeur du coefficient de température α, pour différentes conditions de test (température de référence $T_{ref} = 25°C$)

Température (°C)	Valeur du courant (mA)		
	100	500	1000
40°C	$\alpha = 3{,}91.10^{-3}$	$\alpha = 3{,}89.10^{-3}$	$\alpha = 3{,}88.10^{-3}$
80°C	$\alpha = 3{,}88.10^{-3}$	$\alpha = 3{,}88.10^{-3}$	$\alpha = 3{,}88.10^{-3}$

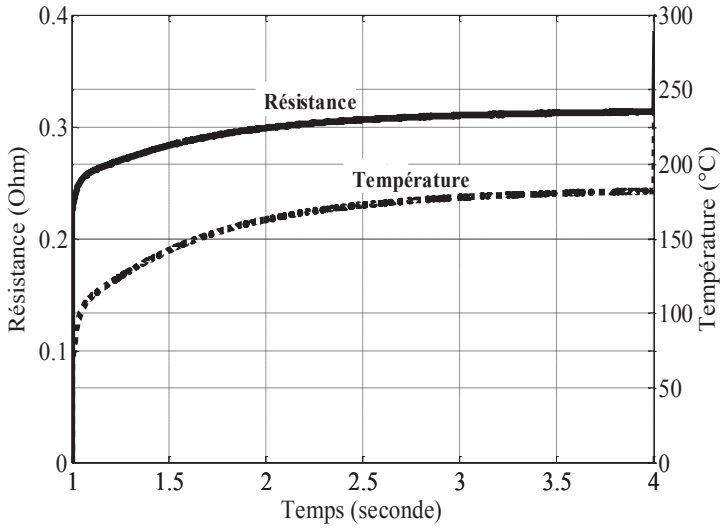


Figure 2.26 Variation de la température et de la résistance au cours d'une sollicitation en puissance d'une éprouvette non vieillie

La relation (2.36) étant étalonnée, il est alors possible de déterminer la température d'échauffement de la piste à partir de la mesure de résistance électrique. A titre d'exemple, nous présentons l'évolution de la température dans la piste, déduite de l'évolution de R constatée au cours d'une sollicitation de puissance effectuée sur une éprouvette non vieillie, dans les conditions expérimentales de la procédure de vieillissement présentées au dessus. La figure 2.26 présente la variation de la résistance et de la température en cours d'une sollicitation en puissance.

4.2.3. Caractérisation CF des éprouvettes

Afin de mettre en œuvre la technique CF, nous exploitons le banc expérimental décrit dans la section 3.2. Une première mise en œuvre du banc instrumental a été opérée pour imager la surface métallisée de l'éprouvette de métallisation.

La sonde réalise un balayage de la métallisation en deux dimensions dans le plan (x,y) (C-scan), dans une zone d'analyse de 20 mm × 25 mm par pas élémentaires de 0,5 mm dans les deux directions. La zone d'analyse comprend une partie des deux électrodes et la piste liant ces électrodes (figure 2.27.a). Le C-scan obtenu pour une fréquence d'excitation de la sonde de 1MHz est présenté dans la figure 2.27.b respectivement en module et en phase de l'impédance de la sonde.

Nous constatons que la zone métallisée est facilement repérable, ce qui valide la sensibilité de la sonde à la métallisation, quand bien même l'épaisseur de cette couche est très fine (3 - 4 µm). Toutefois, nous remarquons que la variation d'impédance de la sonde est moindre sur la piste que sur l'électrode, alors même que l'épaisseur et la conductivité des deux éléments sont identiques.

Cela vient du fait que le diamètre de la sonde est du même ordre de grandeur que la largeur de la piste, et que les effets de bords sur la piste ne peuvent être négligés.

Une procédure d'acquisition de donnée qui assure la reproductibilité du positionnement relatif de la sonde par rapport à la piste doit donc être opérée afin de mettre en œuvre une évaluation quantitative du vieillissement.

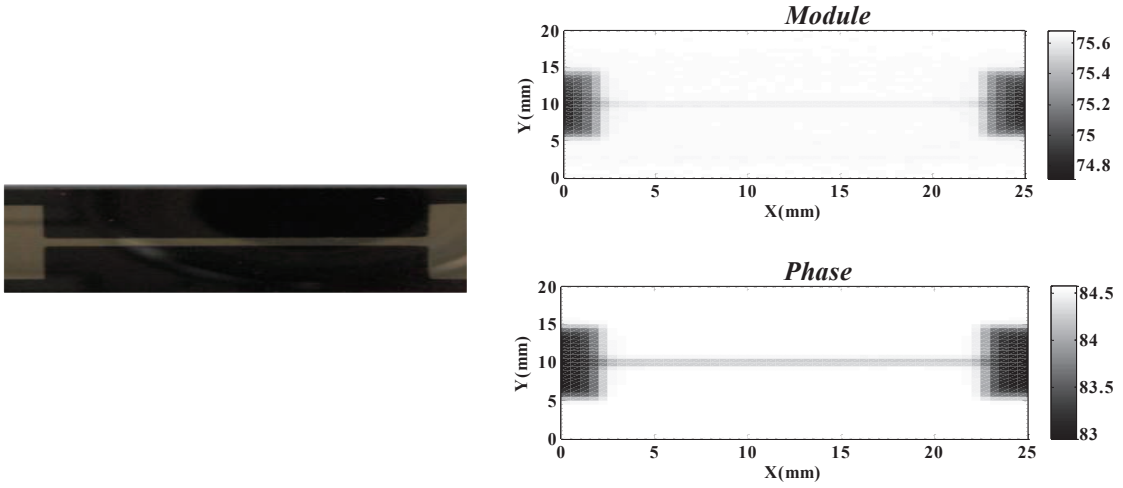


Figure 2.27 Zone d'observation de l'éprouvette métallisée **(a)**, Module (Ω) et Phase (Dégré) de l'impédance mesurée par la sonde CF sur une surface rectangulaire au-dessus de l'éprouvette, composant neuf, fréquence 1 MHz **(b)**

4.2.4. Acquisition des données pour l'évaluation de la conductivité d'une couche de métallisation de l'éprouvette vieillie par la méthode des CF

Régulièrement, en cours de vieillissement, l'éprouvette vieillie est placée dans le banc expérimental CF pour analyse.

Afin d'assurer la reproductibilité du positionnement de la sonde sur cette éprouvette malgré les montages et démontages successifs et pour limiter l'influence des effets de bords, nous utilisons la procédure suivante.

Nous plaçons une éprouvette de référence (neuve) à côté de l'emplacement réservé à l'éprouvette à tester, qui sera analysée simultanément, figure 2.28. Un premier balayage des éprouvettes est effectué selon l'axe *y* (A-Scan) avec un pas de 10 µm, afin de déterminer les positions y_1 et y_2 des centres des pistes saines et vieillies, pour lesquelles l'influence des effets de bords est minimale, [NGUYEN_11].

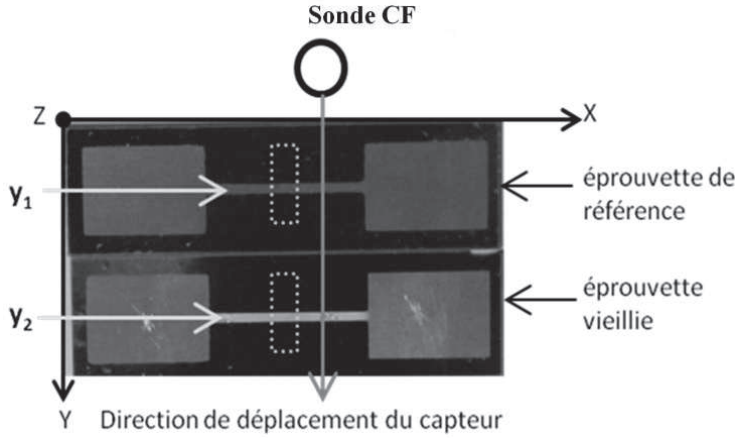


Figure 2.28 Position de la zone d'observation

L'impédance de la sonde obtenue pour une fréquence d'excitation de 2,5 MHz lors de cet A-Scan est représentée figure 2.29. Les minimums locaux observés sur cet A-scan correspondent aux positions y_1 et y_2.

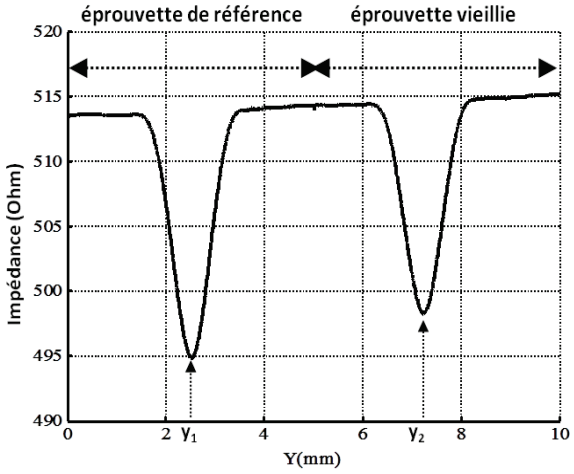


Figure 2.29 A-scan du module de l'impédance de la sonde CF (f = 2,5MHz) et positionnement du centre de la piste de l'éprouvette de référence (y_1) et l'éprouvette vieillie (y_2)

Ensuite, afin de tracer les DIN en ces points d'impédance minimale repérés par y_1, et y_2, nous effectuons une analyse de l'impédance dans une plage de 600 fréquences réparties linéairement dans la gamme f = 5 Hz à f = 2,5 MHz.

A titre d'exemple, nous représentons dans la figure 2.30.a les DIN obtenus sur l'éprouvette de référence et sur l'éprouvette vieillie par 4683 cycles d'injection de courant, et figure 2.30.b les DIN obtenus sur l'éprouvette vieillie après 5402 cycles. Nous constatons que le DIN correspondant à l'éprouvette la plus sollicitée est clairement réduit, ce qui peut être exploité pour quantifier le vieillissement. D'après l'exemple théorique traité en section 2.7 (figure 2.12), il apparaît que cette

réduction correspond à une diminution de la conductivité de la métallisation liée à son vieillissement d'origine thermomécanique.

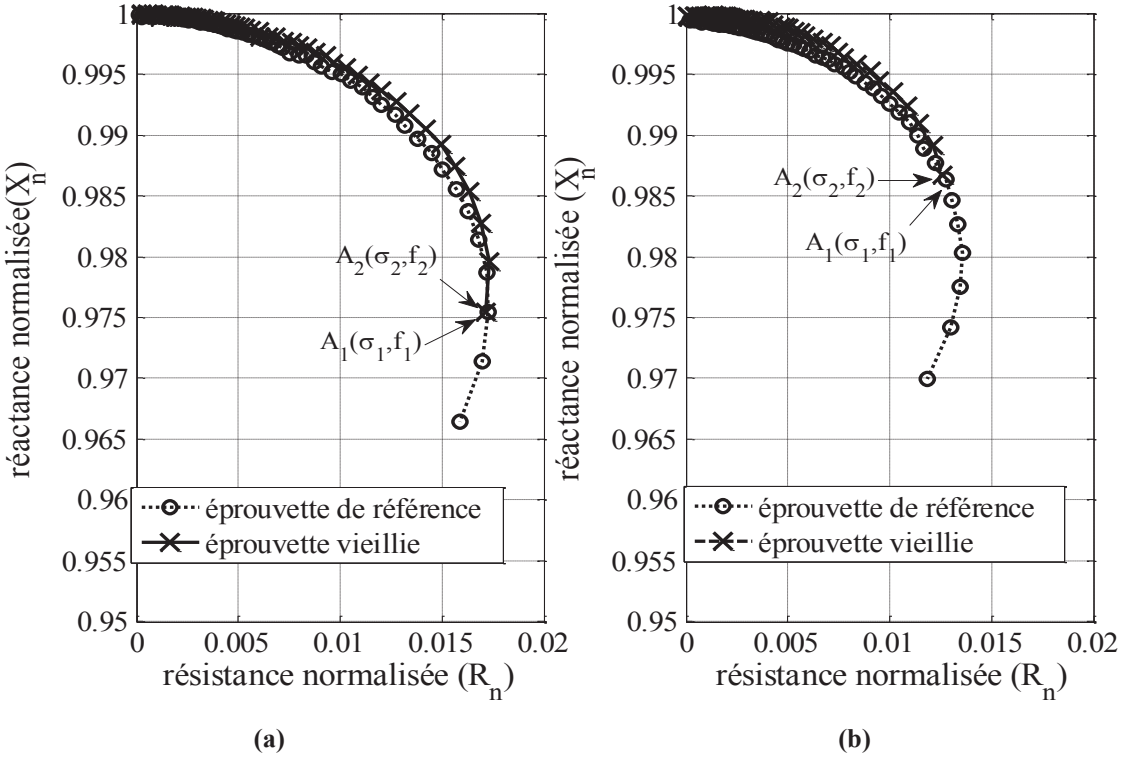


Figure 2.30 DIN de l'éprouvette de référence et de l'éprouvette vieillie après 4683 cycles thermiques **(a)**, et 5402 cycles **(b)**

Afin de procéder à l'évaluation quantitative de la conductivité de la métallisation et de sa variation en cours de cyclage, nous considérons les deux point A_1 et A_2 des figures 2.30.a et 2.30.b. Le point A_1 est situé sur le DIN de l'éprouvette de référence non vieillie et correspond à l'impédance normalisée $Z_{n1} = R_{n1}+jX_{n1}$, qui est une fonction du produit $\sigma_1.f_1$. Le point A_2 est situé quant à lui sur le DIN de l'éprouvette vieillie et correspond à l'impédance $Z_{n2} = R_{n2}+jX_{n2}$ obtenue pour un produit $\sigma_2.f_2$. .

Les point A1 et A2 sont choisis de sorte que $Z_{n1}(\sigma_1.f_1) = Z_{n2}(\sigma_2.f_2)$. Toutes choses égales par ailleurs, en supposant notamment que l'épaisseur de métallisation n'a pas été modifiée, nous en déduisons que :

$$\sigma_1.f_1 = \sigma_2.f_2 \tag{2.37}$$

La relation (2.37) permet ainsi d'estimer la conductivité σ_2 de l'éprouvette vieillie, connaissant σ_1 (conductivité de l'éprouvette à l'état initial, supposée connue) et les fréquences f_1 *et* f_2 auxquelles sont mesurées Zn_1 et Zn_2.

4.2.5. Caractérisation du vieillissement de la métallisation

Dans cette section nous procédons au vieillissement d'une éprouvette et évaluons la résistance de la piste d'aluminium par contact électrique quatre points (CE4P) puis à l'aide de la technique CF.

Nous procédons au vieillissement de la piste métallisée selon la méthode de cyclage décrite à la section 4.2.2 dans ce chapitre, et nous relevons la valeur de la résistance $R_2(T)$ de la piste de métallisation au cours du vieillissement, à l'aide de la mesure CE 4 points décrite à la section 4.2.2. Les valeurs de résistances mesurées pour 0, 3242, 4683 et 5402 cycles de vieillissement sont regroupées dans le tableau 2.2. Chaque cycle de vieillissement effectué produit un échauffement thermique de la piste, dont l'amplitude dépend du nombre de cycles déjà effectués, comme le montre à

la figure 2.31. En effet, nous avons décidé d'effectuer un vieillissement à courant constant, et comme la résistance de la piste évolue au cours du cyclage, la variation de température évolue elle aussi. Il est donc logique d'observer une augmentation des pertes et de la température.

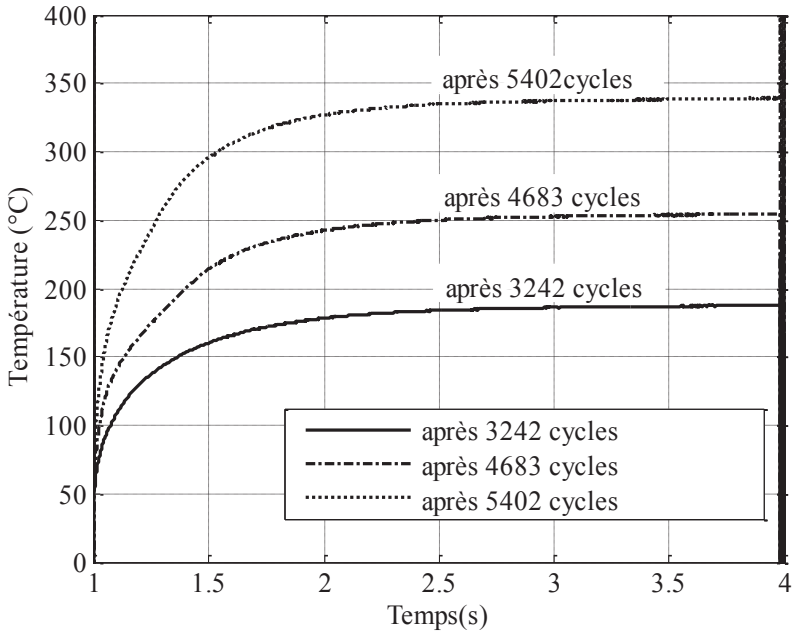


Figure 2.31 Variation de la température de la couche d'aluminium au cours des cycles de vieillissement de 3 secondes, après 3242 cycles, 4683 cycles, et 5402 cycles

Tableau 2.2 Variation de la résistance de la piste en fonction de nombre de cycles de vieillissement, résultats obtenus par mesure CE4P de la résistance de la piste et par mesure CF de la résistivité d'aluminium de la piste

Mesure	Nombre de cycles	0	3242	4683	5402
Contact électrique 4 points (CE4P)	$R_2(25°C)$ (Ω)	0.197	0.197	0.246	0.281
	Résistance relative $r_{CE4P} = R_2(25°C) / R_1(25°C)$	1	1	1.2487	1.4264
Courants de Foucault (CF)	Résistivité relative $r_{CF} = \sigma_1 / \sigma_2 = f_2 / f_1$	1	1	1.4400	2.1549

Afin de quantifier la modification de la résistance de la piste de métallisation indépendamment de l'élévation de la température associée au cyclage, nous déterminons la résistance de la piste ramenée à la température de référence $T = 25°C$, notée $R_2(25°C)$.

Pour les différents vieillissements réalisés, la résistance $R_2(25°C)$ ainsi que la résistance relative $r_{CE4P} = R_2(25°C)/R_1(25°C)$, déterminée par rapport à la résistance de référence de la piste avant vieillissement $R_1(25°C)$, sont regroupés dans le tableau 2.2.

Nous constatons que le vieillissement n'agit sur la conductivité qu'au delà des 4683 cycles. Par ailleurs, on constate que le vieillissement s'accompagne d'une élévation de la température conséquente. En effet, après 5402 cycles de vieillissement, la température peut atteindre (de façon « moyennée » sur la piste) 340°C lors d'un cycle d'injection de courant (figure 2.31), ce qui contribue à fortement accélérer la dégradation de la métallisation.

Nous procédons à l'évaluation de la conductivité de la piste métallique selon la technique de CF présentée en section 2.7. Plus précisément nous évaluons le rapport $r_{CF} = \sigma_1 / \sigma_2$, défini comme le rapport de la conductivité de la piste neuve sur la conductivité de la piste vieillie. Ce rapport indique la variation relative de la résistivité de la piste métallisée au cours du procédé de vieillissement. En pratique ce rapport est déterminé à l'aide de la relation $r_{CF} = f_2 / f_1$ (relation 2.37), et estimé tour à tour sur l'éprouvette avant cyclage, après 3242 cycles, 4683 cycles, puis 5402 cycles d'injection de courant. Après chaque opération de vieillissement, le rapport r_{CF} est estimé en effectuant la moyenne sur 10 valeurs mesurées, prises dans la gamme de fréquences d'excitation allant de f = 1 MHz à f = 1,5 MHz.

Le rapport r_{CF} est également présenté dans le tableau 2.2. Une augmentation significative de la valeur r_{CF} est remarquée après 4683 cycles, ce qui semble indiquer clairement l'apparition d'un vieillissement de la couche métallisée.

4.2.6. Interprétation des résultats d'évaluation du vieillissement de la métallisation de l'éprouvette

Les variations de la résistance relative r_{CE4P} mesurée à l'aide de la technique de contact électrique 4 points et de la résistivité relative r_{CF} estimée par la méthode des CF de la piste en fonction du nombre de cycles de vieillissement sont représentées à la figure 2.32, [NGUYEN_11]. Les deux méthodes d'évaluations utilisées, CE4P et CF indiquent qu'un vieillissement de la couche apparaît de manière significative après plus de 3200 cycles d'injection de courant. Pour interpréter les différences constatées, plusieurs hypothèses peuvent être avancées à la lumière de l'analyse d'images locales de l'état de la métallisation observées avant et après vieillissement, et réalisées à l'aide d'un microscope à balayage électronique (MEB) et représentées dans la figure 2.33. Une analyse fine de la dégradation de la piste est effectivement nécessaire afin de pouvoir formuler quelques hypothèses expliquant ces résultats.

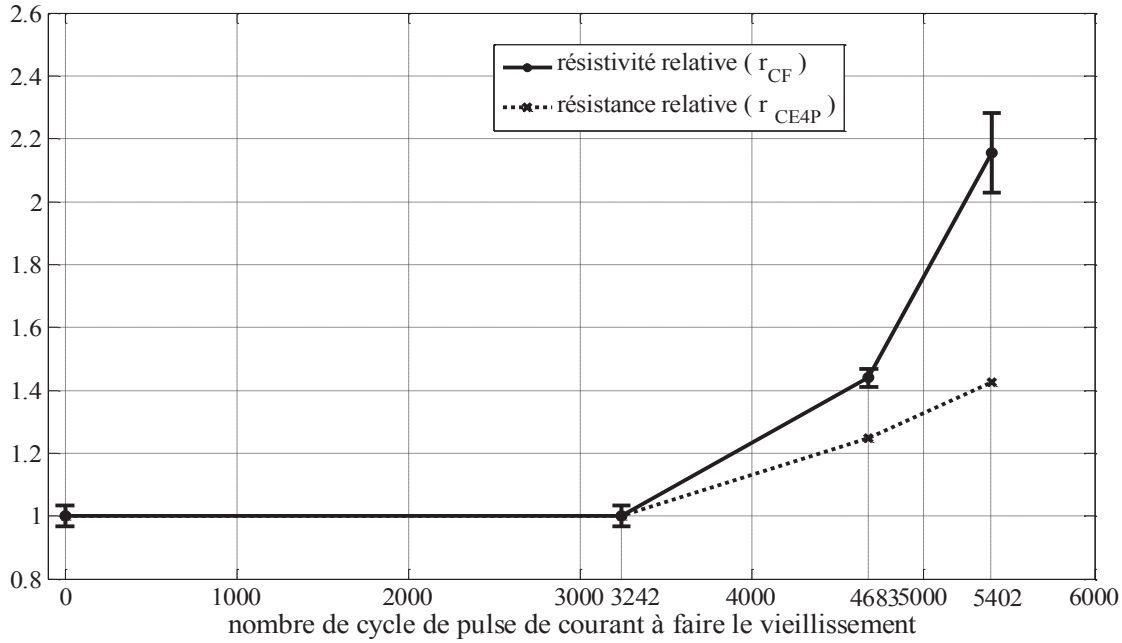


Figure 2.32 Variation de la résistance relative *(r_{CE4P})* et de la variation de résistivité relative (r_{CF}) en fonction du nombre de cycle de vieillissement

Nous en concluons que la méthode CF peut être pertinente pour révéler l'initiation et l'évolution du vieillissement de la couche de métallisation de puces de puissance. Nous constatons également que l'accroissement de la résistivité relative liée au vieillissement r_{CF} est plus marqué que l'accroissement relevé par mesure CE4P.

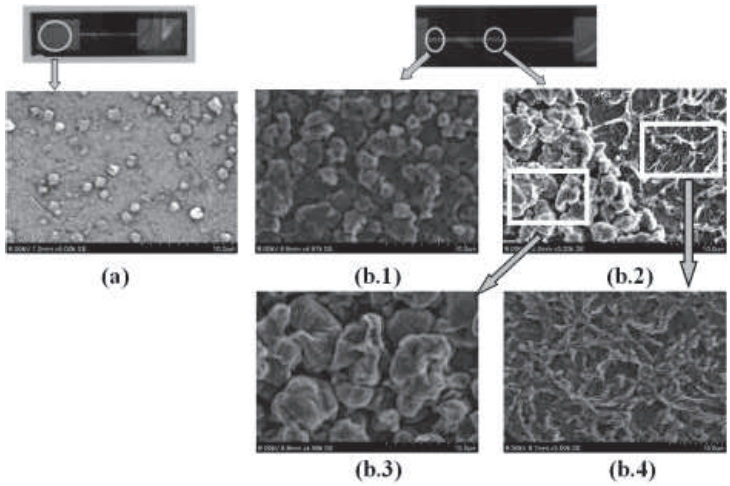


Figure 2.33 Images MEB de la couche métallisée sur l'éprouvette de référence avant vieillissement **(a)**, et vieillie après 5402 cycles à une extrémité de la piste **(b.1)**, dans la zone médiane de la piste métallisée **(b.2, b.3, b.4)**

L'observation au MEB de la piste métallisée avant vieillissement, montre (figure 2.33.a) que les joints de grains de la couche d'aluminium sont peu discernables et de faibles dimensions. En revanche, après plus de 5000 cycles, nous observons clairement une reconstruction et une « agglomération » des grains ce qui montre un vieillissement significatif de la métallisation. De plus, le niveau de dégradation dépend de la zone d'observation, et n'est pas homogène sur la totalité de la piste métallisée.

En effet, la dégradation de la surface de métallisation observée au milieu de la piste est plus prononcée qu'à l'extrémité - les grains des images figure 2.33.b.2 sont plus grands que ceux que ceux de la figure 2.33.b.1. De même, dans certaines zones autour de la position centrale de la piste, la couche d'aluminium semble fondue (figure 2.33.b.2 et figure 2.33.b.4). Or la température de fusion de l'aluminium est de l'ordre de 660°C, alors même que l'élévation de température moyennée globale constatée sur la piste en cours de cyclage n'a pas dépassée 350°C (figure 2.31).

Nous en déduisons que la température sur la surface de la piste n'est pas homogène, et qu'il y a accumulation de chaleur au centre de la piste, ce qui se traduit pas une dégradation accentuée localement. Dans le cas de la mesure CE4P, la résistance est mesurée sur la quasi totalité de la piste : elle est donc révélatrice d'un vieillissement « moyen ». En revanche, dans le cas de la mesure CF, la résistivité est mesurée de manière locale, en milieu de piste, là où le vieillissement est le plus prononcé. C'est certainement la raison pour laquelle l'évaluation de la variation de conductivité électrique obtenue par la méthode CF est supérieure à la valeur estimée par la mesure de résistance CE4P.

Une seconde interprétation, liée à la dégradation de l'état de surface de la piste, peut être avancée. En effet, l'accroissement des tailles de grains constaté avec le vieillissement modifie considérablement l'état de surface de la couche d'aluminium, rendue plus rugueuse. Cet état de surface est vu de manière globale par la sonde CF, dont le diamètre reste très supérieur à la taille d'un grain : il en résulte que la conductivité de la couche superficielle dégradée estimée par la sonde CF, est inférieure à la valeur qui aurait été estimée sur une couche métallisée parfaitement plane et de même conductivité. L'état de surface de la piste peut donc être également à l'origine d'une surestimation de la méthode de mesure CF du vieillissement. Néanmoins, la technique des CF apparaît comme une méthode prometteuse pour l'évaluation sans contact du vieillissement des métallisations des puces de composants de puissance.

Nous avons donc mis en œuvre une méthode d'évaluation de la résistivité de la piste en cours de vieillissement par la méthode des courants de Foucault, et comparé l'estimation obtenue à une mesure directe de la résistance de la piste par contact électrique 4 points. Nous avons conclu que la méthode des CF permettait de mettre en évidence le vieillissement de la piste avec une meilleure sensibilité qu'avec la méthode par contact électrique, et proposé une interprétation physique de cette propriété à l'appui de l'analyse d'images MEB de la surface de la piste vieillie. Cette étude a permis de mettre en évidence la pertinence de la méthode des CF, et ouvre des perspectives intéressantes à la fois en vue de l'analyse fine des mécanismes de dégradation des métallisations, mais aussi en vue de l'élaboration de systèmes de contrôle santé intégrés aux structures des circuits de puissance. En effet, les sondes CF étant facilement réalisables en micro technologies, des systèmes micrométriques CF peuvent être envisagés pour effectuer des mesures très localisées, et d'autres part de façon intégré aux composants de puissance. Des travaux futurs s'orienteront vers l'élaboration de la sonde CF optimisée, dont les fréquences de travail et la géométrie sont mieux adaptées aux composants d'électronique de puissance réels, afin d'améliorer l'exactitude de l'évaluation du vieillissement et la résolution spatiale de l'évaluation par CF.

5. Evaluation du vieillissement de la couche de métallisation d'une puce réelle par la technique de courant Foucault

5.1. Rappel de la description d'un module de puissance

Un module de puissance à semi-conducteur regroupe un ensemble de puces constituées d'empilements de matériaux conducteurs, semi-conducteurs et isolants. Dans de nombreuses applications, ces modules de puissance sont amenés à fonctionner à haute température ambiante. En effet la température peut monter jusqu'à 120°C dans l'environnement du moteur dans les applications automobiles, ou encore jusqu'à 200°C dans l'environnement du réacteur en aéronautique. A ces variations de température ambiante, provoquant un cyclage thermique dit « passif », s'ajoutent des variations de température plus rapides, dues aux cycles de dissipation de puissance dans la puce, résultant d'un cyclage actif. Or, la constitution particulière de ces puces les rend sensibles à ces cyclages thermiques, et est à l'origine des principales dégradations.

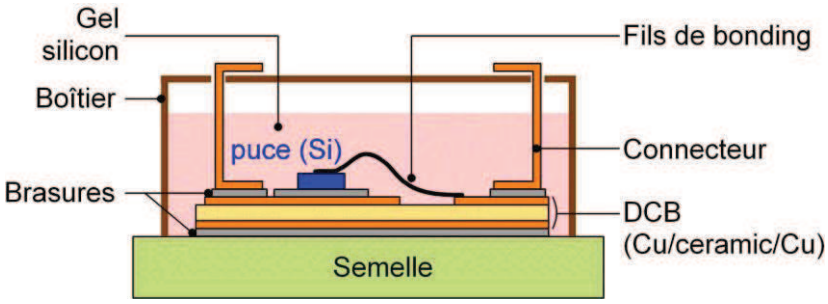


Figure 2.34 Structure générale d'un module de puissance à semi-conducteur

Une puce de puissance est constituée (figure 2.34) d'un substrat de Silicium de quelques centaines de µm d'épaisseur métallisé sur ses deux faces. La métallisation de la face inférieure permet le brasage avec la métallisation du substrat céramique, la métallisation supérieure (généralement en aluminium) permet d'assurer la répartition du courant dans l'ensemble des cellules de la puce ainsi que l'interconnexion électrique. Le substrat céramique assure l'isolation électrique entre la puce et la semelle du module ainsi que l'évacuation de la chaleur due aux pertes dans la puce. Le substrat céramique est brasé sur la semelle du module.

Sous des cyclages (actifs et/ou passifs) responsables de variations de température au sein du module, les contraintes mécaniques aux interfaces liées aux différences de coefficients de dilatation thermique des différents matériaux sont à l'origine des principaux modes de défaillance observés sur les modules de puissance, tels que le délaminage des brasures, les levées de fils de bondings, la fracture conchoïdale des céramiques, ou encore la dégradation des métallisations.

Dans ce contexte, l'analyse du déclenchement et de l'évolution de ces dégradations constitue un enjeu majeur pour l'optimisation de l'utilisation des composants de puissance. En effet, une meilleure connaissance des processus de dégradation doit permettre à terme d'optimiser la structure et les régimes de fonctionnement des composants de puissance, mais encore d'en prévenir les défaillances en cours d'utilisation.

En pratique, l'analyse des phénomènes de dégradation est difficile. Par exemple, [IRACE_05] montre la difficulté qu'il y a à suivre l'évolution de la dégradation des fils de bonding au cours d'essais de cyclage. En revanche, la dégradation de la couche de métallisation des puces a été mise en évidence par de nombreux auteurs, [CASTELLAZZI_04] [ARAB_08] [CIAPPA_02], sur des essais de cyclage actif ou lors de régimes extrêmes de fonctionnements répétitifs. Cette dégradation semble participer à la levée des fils de bonding, [CASTELLAZZI_04] [CIAPPA_02], même si d'autres auteurs, [LUTZ_11] ont mis en évidence que la reconstruction de la métallisation n'avait aucun effet sur la structuration de la métallisation sous les fils. Certains auteurs y corrèlent également des défaillances de type 'latch-up'.

Il est donc particulièrement pertinent de s'intéresser à la caractérisation de cette couche de métallisation superficielle, notamment en cours de vieillissement, afin de mieux connaître le processus de dégradation de cette partie des composants de puissance.

Comme les études présentées dans la section 4.2 l'ont montrées, l'évaluation du vieillissement de la couche de métallisation réalisée sur une éprouvette simplifié est très prometteuse.

Dans cette partie, nous choisissons d'étudier la faisabilité et la pertinence de la méthode des courants de Foucault (CF) pour caractériser le vieillissement de la métallisation sur une puce réelle cette fois.

Deux raisons principales motivent ce choix : en premier lieu, cette technique présente l'avantage d'être sans contact, non destructive, et sensible à différents paramètres géométriques et électriques de la métallisation inspectée. En second lieu, les capteurs CF sont réalisables en micro-technologie, [RAVAT_09] et pourront à terme être intégrés aux structures des composants de puissance en vue d'un contrôle in situ réalisé au cours du fonctionnement des composants de puissance dans un approche de maintenance prédictive (health monitoring) telles qu'on peut les rencontrer dans le domaine du contrôle intégré aux structures, [STASZEWSKI_09] [B FLYNN_10].

5.2. Evaluation du vieillissement d'une puce COOLMOS™ par la technique de courant Foucault

Dans cette partie, pour pouvoir réaliser l'évaluation du vieillissement de la couche de métallisation sur une puce réelle, un module de puissance spécifique est utilisé dans cette étude, figure 2.35. Il s'agit d'un module de puissance à transistor COOLMOS™ 600V fabriqué par Microsemi. Pour ce module, les fils de bonding ont été câblés volontairement sur les bords de la puce, ce qui nous permet d'analyser facilement la surface de métallisation avec une sonde CF disponible au laboratoire. Nous soumettons cette puce à des cyclages thermiques et ensuite effectuons l'analyse du vieillissement de la métallisation à l'aide de la technique des courants de Foucault. Même si le câblage et la géométrie de la puce ont été adaptées à l'instrumentation disponible au laboratoire.

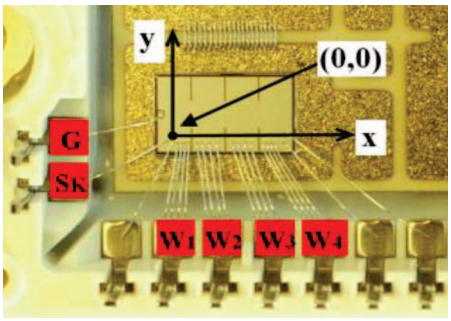


Figure 2.35 Module de puissance spécifique réalisé par Microsemi intégrant des puces COOLMOS™

5.2.1. Procédure de vieillissement thermique accéléré d'une puce de puissance COOLMOS™

Le vieillissement de la couche de métallisation des puces est volontairement réalisé par la répétition de régimes de court-circuit tels qu'effectués par [PIETRANICO_11] sur d'autres modules. Ce mode de fonctionnement extrêmement contraignant nous permet d'accélérer fortement les mécanismes de dégradation de la métallisation, et donc de réduire fortement la durée des essais. Les formes d'ondes de court-circuit (tension Drain-Source, V_{DS} et courant de Drain, I_{DS}) sont présentées dans la figure 2.36.

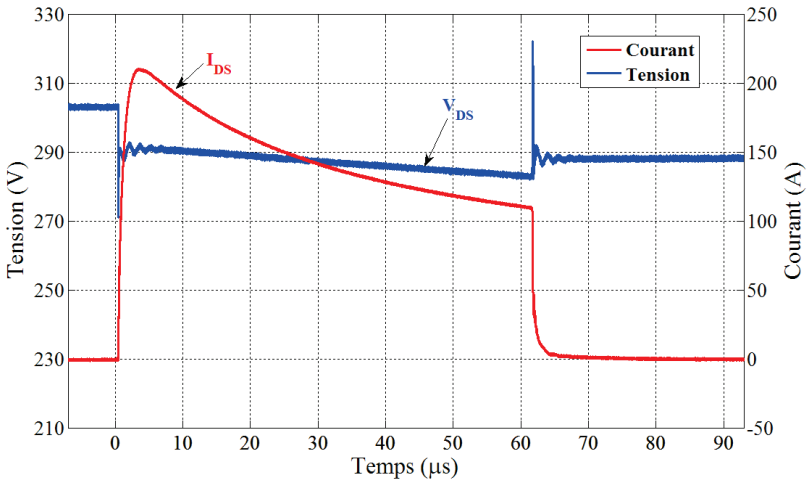


Figure 2.36 Formes d'ondes en régime de court-circuit

Nous pouvons calculer la puissance dissipée lors de la phase de conduction pour ensuite déterminer l'énergie dissipéé :

$$W = \int P.dt = 2{,}58 \text{ J}$$

Cette énergie dissipéé correspond à environ 4,4 J/cm^2 sur la surface active du transistor COOLMOS^{TM} dans l'essai de vieillissement que nous avons conduit.

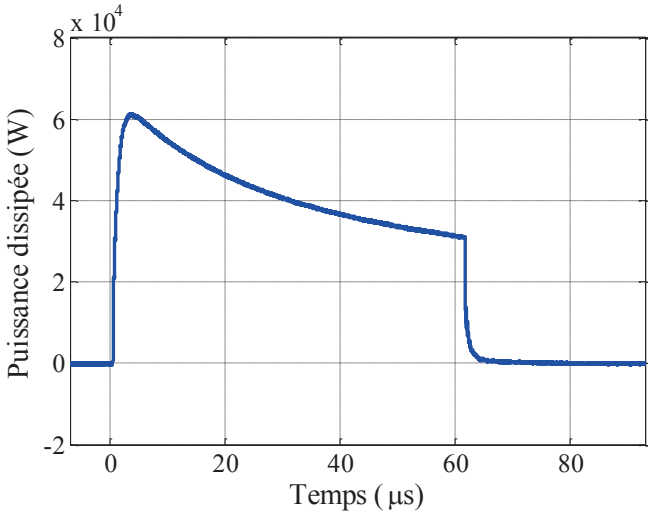
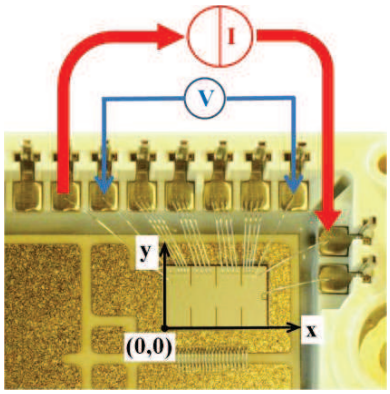
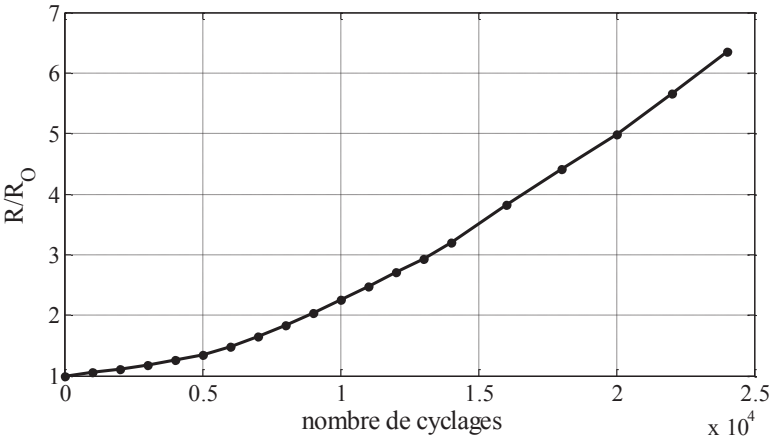


Figure 2.37 Puissance dissipée dans la puce au cours d'un régime de court-circuit

La puce est vieillie par la répétition de contraintes de court-circuit. Ce mode de fonctionnement responsable de variations très élevée de température sur la surface supérieure de la puce et particulièrement contraignant pour la métallisation. Un modèle 3D thermique utilisé indique que la température maximale peut atteindre environ 275°C lors de ces essais de court-circuit.





(a) **(b)**

Figure 2.38 Mesure de la résistance, **(a)** et évolution de la résistance relative de la couche de métallisation de source de la puce **(b)**

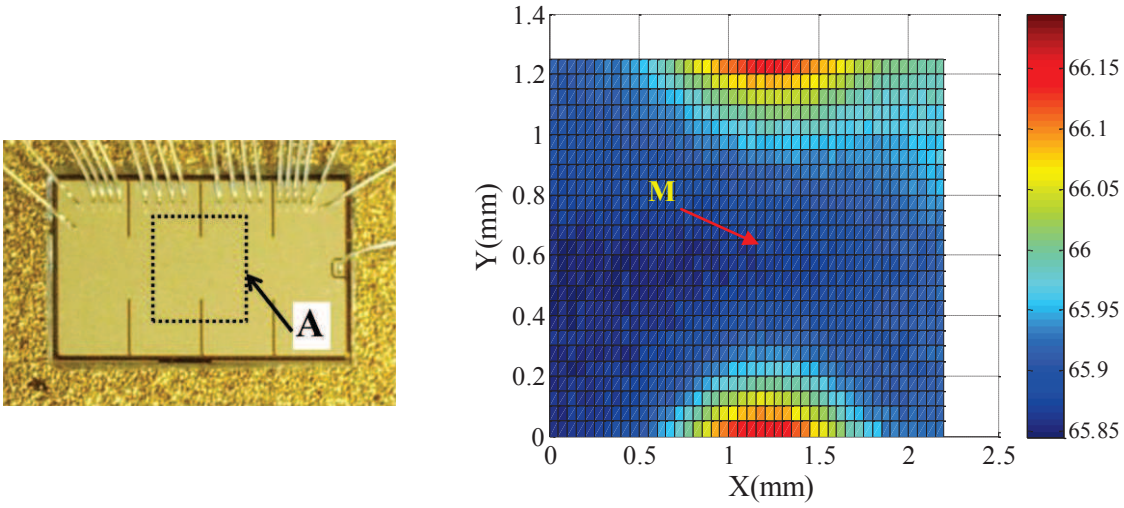
Le câblage particulier de la puce permet une mesure quatre fils d'une partie de la métallisation d'Aluminium de la puce, (figure 2.38.a), un courant de faible intensité (environ 0,5 A) est injecté par deux fils bonding de source pour ne pas provoquer l'échauffement de la métallisation, une mesure de la chute de tension sur la métallisation est réalisée sur deux autres fils bonding à côté, la résistance obtenu est le rapport entre la tension mesurée et le courant injecté.

La figure 2.38.b a décrit l'évolution de la résistance relative d'aluminium pendant la procédure de vieillissement. En fin d'essai de vieillissement, la résistance de la métallisation a augmenté d'un facteur 7 environ par rapport l'état initial. Nous n'avons pas poursuivi les essais de vieillissement afin de ne pas prendre le risque de destruction du composant.

Les résultats obtenus ici sont proches de ceux déjà décrits dans la thèse de S. Pietranico [PIETRANICO_11]. La reconstruction de la couche de métallisation explique l'origine physique de l'évolution de la résistivité de l'aluminium déposé en surface des puces.

5.2.2. Evaluation de vieillissement de la métallisation de la puce par la technique des CF

La sonde CF va évaluer la couche de métallisation à l'état initial pour différentes puces de référence, puis ensuite à l'état vieilli après 14000 et 24000 cycles de vieillissement.



(a) **(b)**

Figure 2.39 Zone de l'observation A **(a)**, Cartographie de l'impédance mesurée par la sonde CF dans une zone au centre de la surface de métallisation de la puce **(b)**

Comme nous l'avons effectué lors de la procédure d'évaluation décrite dans la section 4.2.4 avec l'éprouvette simplifiée, nous reprendrons, pour la puce réelle une démarche similaire.

Une cartographie de l'impédance mesurée par la sonde CF est réalisée en tout premier lieu sur la zone A à la fréquence 2,5MHz (figure 2.39.a). Le rôle de cette étape est de nous permettre d'assurer la reproductibilité du positionnement de la sonde CF sur la surface de métallisation malgré des packagings différents (épaisseur de brasure pouvant varier d'un module à l'autre par exemple) mais également suites aux erreurs de positionnement induites par les montages et démontage successifs.

Nous nous focaliserons sur l'analyse de l'impédance mesurée au point M, proche du centre de la puce, et éloigné des pads de grille (figure 2.39.b) pour également limiter les effets de bord.

Ensuite, nous allons établir le diagramme de l'impédance normalisée (DIN) au point M pour différentes puces. Le DIN est mesuré dans une plage de 600 fréquences réparties linéairement dans la gamme f = 5 Hz à f = 2,5 MHz.

D'autre part, nous chercherons également à évaluer la profondeur utile de pénétration de l'onde électromagnétique au sein de l'assemblage pour la sonde utilisée. Pour cela, deux zones du module ont également été analysées, la première au dessus d'une puce comme indiqué précédemment et la seconde au dessus du cuivre du DCB. La figure 2.40 présente les deux positions, au-dessus de la puce de référence où nous allons établir le DIN au point M décrit ci-dessus et la seconde au dessus du DCB sans varier la hauteur de la sonde CF. Le tableau 2.3 présente l'épaisseur et la conductivité électrique des couches différentes dans un module de puissance à semi-conducteur.

Tableau 2.3 Epaisseur et conductivité électrique des différentes couches dans le module de puissance à semi-conducteur testé.

	Puce			Substrat DCB		
Matériau	métallisation (Al)	Semi-conducteur	brasure	Cu (1)	Al_2O_3 céramique	Cu (2)
Epaisseur (µm)	5	220	50	300	380	300
Conductivité (S/m)	(Al massif pur) $37{,}7.10^6$	2,5 jusqu'à 25.10^4	10.10^6	57.10^6	≈ 0	57.10^6

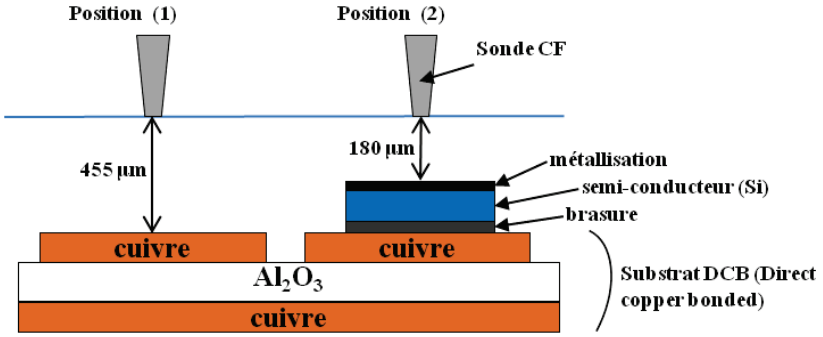


Figure 2.40 Position de la sonde CF sur la métallisation de la puce (position (1)), et sur le substrat DCB de la puce (position (2))

Le DIN mesuré au centre de la puce réelle non vieillie est indiqué dans la figure 2.41. Contrairement aux résultats obtenus sur l'éprouvette simplifiée multicouche (dans la section 4.2.4), il semble qu'ici le DIN se compose en deux parties distinctes de deux « demi-cercles » de diamètres différents. Le demi-cercle de plus faible diamètre est obtenu pour les fréquences les plus faibles, et le demi-cercle de diamètre plus élevé à hautes fréquences. La figure 2.41 indique aussi le DIN du substrat DCB lorsque la sonde CF est localisée au dessus de la métallisation de cuivre du substrat DCB.

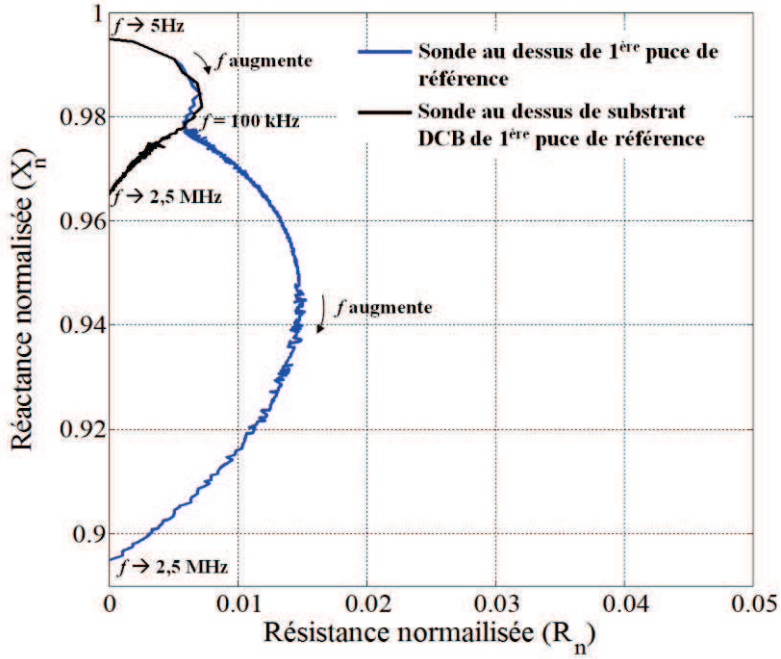


Figure 2.41 Diagramme de l'impédance normalisée (DIN) de la métallisation de la puce de référence et du substrat DCB

D'après [LE BIHAN_03], lorsque l'épaisseur de la cible conductible est beaucoup plus grande que l'épaisseur de peau ($e >> \delta$), , le DIN dont l'allure est présentée dans la figure 2.7 est modélisé par un demi-cercle de centre $(-\frac{k^2}{2}; 1-\frac{k^2}{2})$ et de rayon $\frac{k^2}{\sqrt{2}}$. Nous constatons figure 2.41, que le DIN relatif aux données CF obtenues sur le substrat DCB seul (position 1 dans la figure 2.40), exhibe quasiment un demi-cercle qui s'étend de 0 à 6.10^{-3} pour la résistance normalisée et de 0,97 à 0,995 pour la réactance normalisée. De ce fait, ce DIN peut être approximativement estimé par le DIN théorique d'une cible conductible avec k^2 = 0,03, de centre (-0,015, 0,985) et de rayon 0,021. Quand bien même cette modélisation n'est valable que pour une structure conductrice massive plutôt qu'une structure à trois couches (cuivre – oxyde – cuivre), nous pouvons tout de même considérer que le modèle transformateur avec $e >> \delta$ est acceptable, compte tenu que l'épaisseur de la couche de cuivre supérieure est de 300 µm, et que δ = 42 µm dans le cuivre à 2,5 MHz.

Par ailleurs, la sonde CF est exploitée au dessus d'une puce à semi-conducteur à l'état neuf (puce de référence), en position (2) figure 2.40. Nous obtenons alors le DIN (en bleu) de la figure 2.41. Nous trouvons que ce DIN s'approche de deux demi-cercles de deux rayons différents. Compte tenu des résultats obtenus précédemment, nous pouvons analyser ces résultats de la manière suivante. En basses fréquences, de 5Hz à 100 kHz, le DIN est très proche de celui obtenu lorsque la sonde était couplée avec le DCB seul. Nous en déduisons que celle-ci est donc essentiellement sensible au DCB, même en présence de la puce. En revanche, pour les hautes fréquences d'analyse (de 100 kHz à 2,5 MHz), le DIN se différencie clairement du DIN obtenu sur le DCB seul. Elle est maintenant sensible à la métallisation d'aluminium de la puce, et probablement à la brasure entre la puce et le substrat céramique. Cette partie de DIN est proche du DIN théorique d'une cible conductrice massive avec un coefficient de couplage k^2 = 0,072, plus fort qu'avec le DCB seul, la distance de lift-off étant réduite en présence de puce. Le DIN obtenu peut être approché par un demi-cercle, centré en (-0,036, 0,964) de rayon de 0,051. La modélisation est ici très approximative, car en réalité, la métallisation est déposée sur une puce dont la résistivité n'est pas homogène sur tout son épaisseur et qu'intervient également la couche de brasure assurant le maintien entre la puce et le cuivre du DCB. Nous sommes donc éloignés de la couche conductrice unique supposée dans le modèle théorique. Toutefois, nous pouvons conclure que la partie de DIN expérimental aux basses fréquences (f < 100 kHz) concerne essentiellement le substrat, et que celle correspondant aux hautes fréquences (100 kHz < f < 2,5 MHz) concerne essentiellement la métallisation, la puce de semi-conducteur (notamment son substrat d'épitaxie fortement dopée et donc bon conducteur) et la brasure [NGUYEN_13].

Cette constatation est très importante car elle indique que différentes couches d'un module de puissance, depuis la couche de métallisation de la puce et la surface supérieure de la métallisation du substrat DCB, pourraient être évaluées par la technique de CF, dont notamment la couche superficielle de métallisation de la puce, ou encore le joint de brasure entre la puce et le substrat céramique.

Pour illustrer cet aspect, nous présentons figure 2.42 les DIN obtenus pour deux puces de référence (non vieillie), et pour la puce vieillie après respectivement 14000 et 24000 cycles de vieillissement. Nous trouvons que les DIN des deux puces de référence, obtenus à l'aide de la sonde CF sont assez similaires. En revanche, les DIN obtenus sur la puce vieillie se traduisent par des demi-cercles de diamètre réduit, d'autant plus faible que le vieillissement est important. L'erreur du positionnement vertical de la sonde ne peut pas expliquer cette diminution de diamètre de DIN car nous réglons systématiquement le positionnement vertical de la sonde par l'intermédiaire d'une puce de référence.

Les résultats obtenus dans cette partie s'avèrent prometteurs pour l'évaluation non destructive de puces réelles. En effet, il apparait que la technique CF est bien adaptée tout d'abord pour mettre en évidence le vieillissement de la métallisation superficielle de la puce sur substrat DCB même si le modèle « transformateur » ne permet plus ici de quantifier le vieillissement de la couche de métallisation, comme dans le cas simplifié traité en section 4.2.4. En conséquence, des modèles permettant de traiter des différentes couches constitutives de la structure de la puce réelle doivent être développés et utilisés pour modéliser plus finement les interactions sonde / puce. Pour ce faire, des modèles multicouches tels que ceux proposés par [DODD_68], ou encore des modèles aux éléments

finis pourraient être exploités pour analyser plus finement ces interactions, et procéder à l'évaluation quantitative du vieillissement par résolution d'un problème inverse.

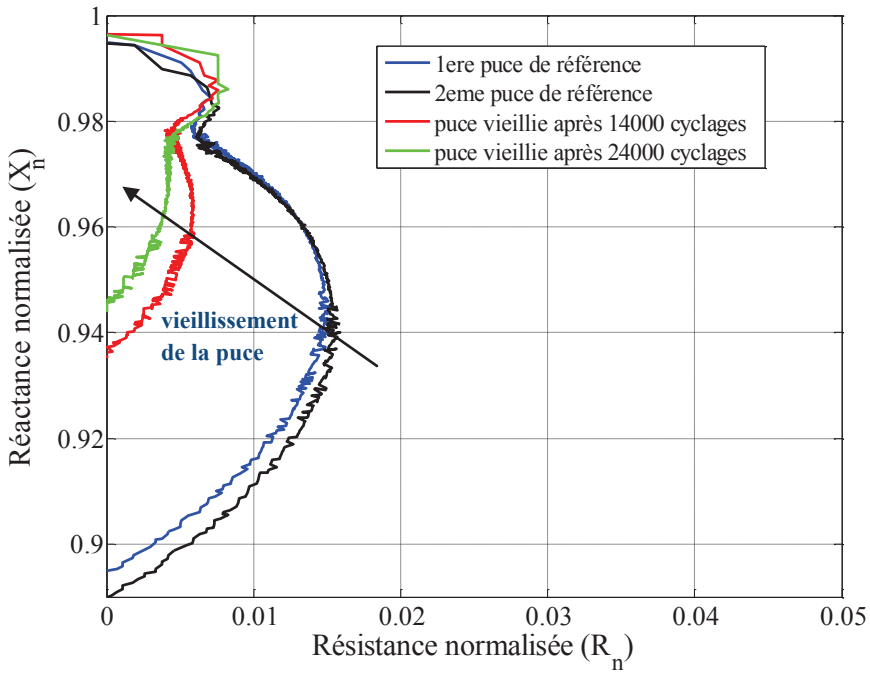


Figure 2.42 Diagramme de l'impédance normalisée (DIN) de la métallisation de la puce de référence et du substrat DCB.

Par ailleurs, une étude pourrait être conduite pour exploiter la sensibilité de la méthode aux couches enfouies de la structure, notamment pour évaluer l'intégrité du joint de brasure puce/DCB.

Ces résultats tendent à indiquer que le modèle de transformateur à deux enroulements utilisé pour une seule plaque conductrice n'est pas valable dans le cas d'un module de puissance pour lequel la puce est intégrée sur une structure multicouches intégrant différents matériaux conducteurs (métallisations supérieure, puce, métallisation inférieure, brasure, nickel, cuivre..).

C'est la raison pour laquelle, dans ce cas, nous ne pouvons pas évaluer quantitativement la variation de la conductivité de la couche de métallisation par l'utilisation du modèle de transformateur (section 2.1). Pourtant, les résultats montrent que l'évaluation de vieillissement peut être détectée, une analyse plus fine des résultats pourrait être effectuée en utilisant des modèles plus élaborés (comme modèle élément-fini) ou en utilisant des techniques de problème inverse [RAVAT_09] mais que nous n'avons malheureusement pas eu le temps de mettre en œuvre dans cette étude.

Les premiers résultats obtenus sur la puce réelle indiquent toutefois que la dégradation de la couche de métallisation peut être facilement détectée par la technique de courant Foucault.

6. Conclusion

Dans cette étude, nous avons considéré le problème de l'évaluation de la dégradation de la couche de métallisation de composants d'électronique de puissance, par la méthode des courants Foucault. Nous avons réalisé le vieillissement artificiel pour deux éprouvettes de test différentes. La première éprouvette est une éprouvette métallisée représentative d'une métallisation de puce seule. La deuxième éprouvette est une puce packagée dans un module de puissance dont seul le positionnement des fils de bonding a été modifié par rapport à ce que nous pourrions trouver dans un composant du commerce afin de permettre une inspection plus facile avec les moyens disponibles au laboratoire. Le vieillissement des deux éprouvettes a été effectué grâce à des cyclages en puissance.

Nous avons proposé et implanté la technique de CF pour évaluer la variation de la conductivité de la métallisation pendant la procédure de vieillissement. Pour l'éprouvette simplifiée, l'estimation de la variation de conductivité a été comparée aux résultats obtenus par la mesure directe de résistance de la couche de métallisation [NGUYEN_11]. Cette étude a permis de réaliser l'analyse fine des mécanismes de dégradation des métallisations et de mettre en évidence la pertinence de la méthode des CF.

Dans le cas représentatif d'une puce réelle, la structure multicouche rend plus difficile une évaluation directe de la variation de conductivité en cours de vieillissement. Pourtant, les premièrs résultats obtenus sur la puce réelle indiquent que le vieillissement de la couche de métallisation peut être détecté par la technique de CF. D'autre part, le diagramme de l'impédance normalisée (DIN) tend à indiquer que cette technique peut être utilisée pour détecter le vieillissement de d'autres couches métalliques comme la brasure entre la puce et le substrat DCB, [NGUYEN_13]. Dans le futur, un travail de modélisation supplémentaire sera nécessaire afin d'estimer le comportement de l'interaction électromagnétique entre la bobine du capteur à CF et une structure multicouche conductrice représentative d'un module de puissance à semi-conducteur. La combinaison entre les résultats de la simulation et les résultats obtenus par les expérimentations sur les puces réelles permettront de déterminer les indicateurs qui peuvent être utilisés pour évaluer quantitativement l'état de vieillissement.

Nous constatons également dans un premier temps que les mesures doivent être reproductibles. Les résultats dépendent de la position relative du capteur par rapport à la surface de métallisation. Par conséquent, le capteur dont nous disposons aujourd'hui ne permet pas de mettre en œuvre l'estimation quantitative du vieillissement de la couche de métallisation sur les puces réelles commerciales parce que les fils bonding soudés sur ces puces influent beaucoup sur le résultat de mesure de l'impédance, et rendent peu envisageable un placement exact et reproductible du capteur utilisé. Pourtant, il est possible de s'affranchir de cette difficulté en développant un capteur à CF dont la géométrie et la bande de fréquence sont optimisées. En effet, les capteurs à CF étant facilement réalisables en micro technologies, des systèmes micrométriques CF peuvent être envisagés pour effectuer des mesures très localisées, et d'autres part de façon intégrée aux composants de puissance.

Enfin, cette étude a permis de mettre en évidence la pertinence de la méthode des CF, et ouvrent des perspectives intéressantes à la fois en vue de l'analyse fine des mécanismes de dégradation des métallisations, mais aussi en vue de l'élaboration de systèmes de contrôle santé intégré au structure des circuits de puissance.

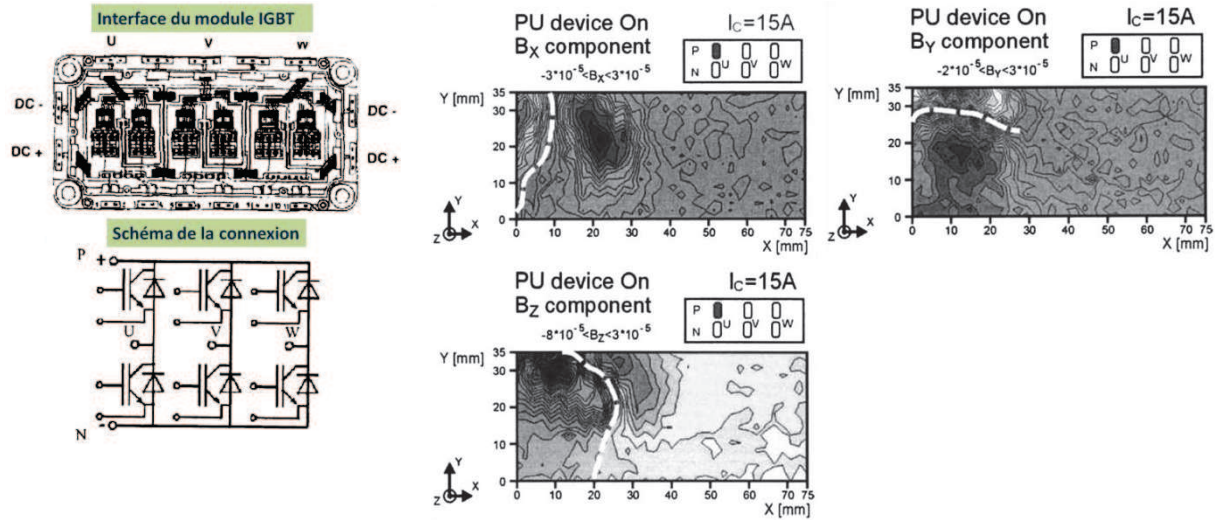
Chapitre 3. Estimation des distributions de courant dans une puce à semi-conducteur de puissance

Dans ce chapitre, une étude de l'estimation de la distribution de courant en régime continu dans la puce sera exploitée sous deux aspects différents, le premier à partir de la cartographie de la tension sur la métallisation et le second à partir de l'inversion du champ magnétique mesuré grâce à un modèle semi-analytique. L'objectif de l'étude est de chercher à mieux comprendre l'effet d'un vieillissement (dégradation des métallisations, levée des fils…) sur la distribution de courant surfacique et/ou vertical. Nous chercherons notamment à montrer pourquoi le vieillissement peut être localement responsable de focalisations de courant pouvant à terme entrainer la défaillance des puces, et à les quantifier.

1. Problématique

Dans le chapitre 2, nous avons proposé une méthode d'évaluation de l'état de vieillissement de la couche de métallisation dans un premier temps sur une éprouvette simplifiée puis, dans un second temps sur une puce de transistor COOLMOS^{TM} dont le câblage avait été défini de sorte à permettre facilement la caractérisation de la métallisation par courants de Foucault.

Or, le vieillissement de la couche de métallisation, mais plus généralement le vieillissement d'un module de puissance à semi-conducteur est susceptible de modifier la distribution du courant circulant dans les puces [IRACE_05], [CASTELLAZI_04]. La dégradation des brasures et l'effet de ces dégradations sur les contraintes thermiques et électriques peuvent en effet modifier localement les distributions de courant dans les puces. C'est également le cas lors de la levée de fils de bonding ou de leur fissuration.



(a) **(b)**

Figure 3.1 Module de puissance IGBT 1200V-50A **(a),** cartographie de trois composants en l'axe x, y et z de l'induction magnétique **(b)** [BUSA_03]

La modification locale de la densité de courant dans la puce peut avoir des effets significatifs sur la robustesse et la fiabilité des puces. L'augmentation locale de la densité de courant peut ainsi être responsable de l'emballement thermique ou de phénomènes de second claquage tels que le latch-up pour les IGBT ou le déclenchement du transistor NPN parasite pour les MOSFETs [HOWER_70].

La mesure de la température au dessus de la puce a été proposée pour détecter les variations anormales de la distribution de courant dans les puces [SUMI_89], [HAMIDI_97]. Toutefois, les méthodes

proposées n'estiment qu'une température moyenne ne renseignant pas assez finement sur la distribution locale de courant dans les puces. Plus récemment, des travaux ont été menés de façon à estimer la distribution de courant dans un module de puissance à l'aide de capteurs magnétiques [PALM_97], [BUSATTO_00]. La distribution de courant dans les puces d'un module onduleur triphasé à IGBT a été estimée à partir de mesure des champs magnétiques induits par les courants véhiculés par les différentes puces grâce à un capteur à effet Hall [BUSATTO_03].

Les résultats obtenus montrent que l'image de la distribution des composantes en x, y et z de l'induction magnétique mesurée pouvait permettre de distinguer clairement la variation de la distribution de courant dans le module de puissance à semi-conducteur. Pourtant, dans ces travaux, la cartographie de champ magnétique est réalisée sur le quasi totalité de la surface du module de puissance multi-puce, mais seul le courant au niveau des connexions entre les puces au sein du module est estimé. Le problème de l'estimation de la distribution locale des courants dans une puce n'est pas traité.

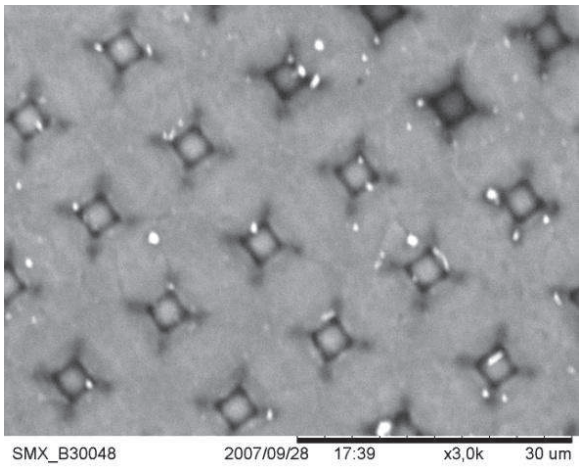


Figure 3.2 Image de la structure multi-cellulaire d'une puce de puissance

Comme nous l'avons déjà montré, la structure d'une puce de puissance est multi-cellulaire comme le montre la figure 3.2. Il est clair que le courant traversant chaque cellule ne peut être parfaitement homogène à cause notamment des variations du potentiel de source, de la distribution inhomogène de la température dans les puces, etc. Le vieillissement de la puce et/ou du module de puissance ou des régimes de fonctionnement anormaux peuvent accentuer l'inhomogénéité de la distribution verticale du courant.

Dans le cadre de cette étude, nous nous intéressons plus particulièrement au transistor COOLMOS^{TM} déjà présentée dans la section 5.2 du chapitre 2, et dont le schéma simplifié en régime de conduction est représenté figure 3.3. Dans ce type de composant, un courant vertical traverse la puce à semi-conducteur. Ce courant est collecté par la métallisation de puce et puis par les fils de bonding. La circulation du courant dans la métallisation est à l'origine d'une chute de potentiel dans cette métallisation. Ainsi, le potentiel de la métallisation est distribué et dépend de la distribution du courant dans la métallisation, représentée figure 3.3. La distribution du courant dépend de plusieurs grandeurs physiques telles que la résistivité de la couche de métallisation (donc son état de vieillissement) de la position des fils de bonding et de leur intégrité, mais aussi de la température locale.

Afin de prévenir les défaillances qui pourraient découler d'une focalisation trop accentuée du courant et d'anticiper l'effet des dégradations induites, nous cherchons dans ce chapitre à mettre en place une méthode permettant l'estimation de la distribution du courant sur la surface supérieure de la puce et circulant dans la couche de métallisation. L'estimation de ces courants doit permettre de mieux comprendre certains mécanismes de défaillance et de détecter l'initiation de certaines dégradations. A partir de la distribution des courants circulant dans le plan de la métallisation, nous chercherons également à estimer la distribution verticale du courant dans la structure multicellulaire des puces de puissance afin de détecter d'éventuelles focalisations de courant dans le volume de la puce.

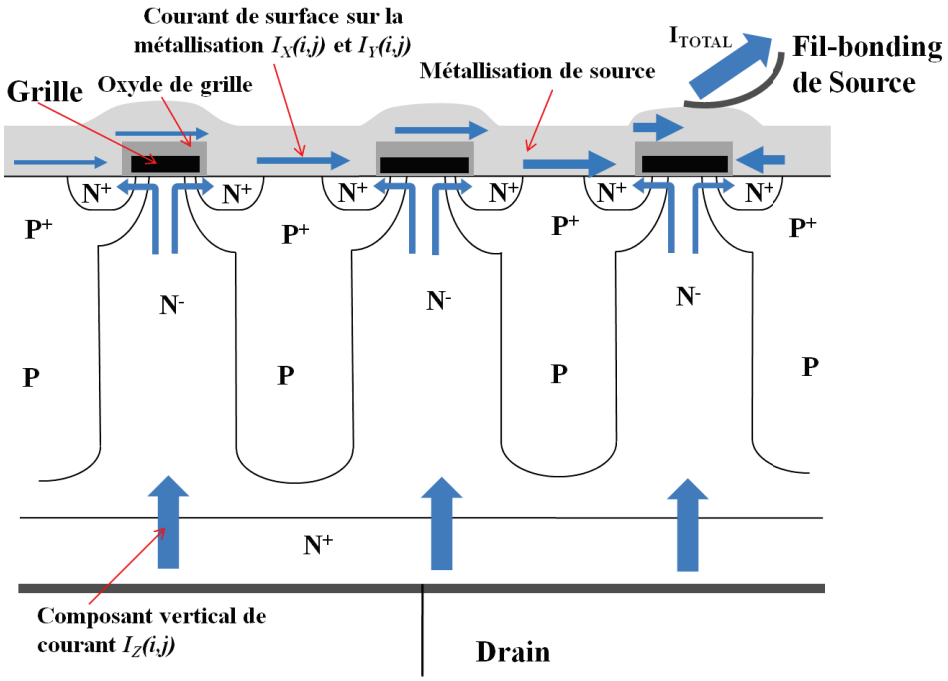


Figure 3.3 Modèle de transistor COOLMOS™ en régime de conduction

Le problème revient donc ici à estimer des distributions de courant surfaciques puis volumiques, à partir d'observations que nous souhaitons non-invasives, afin de ne pas perturber le fonctionnement du composant durant la mesure. Dans ce but, nous envisageons donc de procéder à l'estimation des courants à partir d'observations faites à la surface de la puce.

Pour y parvenir, deux méthodes peuvent être envisagées.

La première consiste à estimer la distribution de courant de surface à partir de la distribution de tension mesurée sur la métallisation. Cette méthode est a priori simple à mettre en œuvre, si l'on dispose d'un système de balayage à trois dimensions. Elle nécessite la mise en contact d'électrodes de mesure avec la métallisation, répétée aussi souvent qu'il est nécessaire pour relever la distribution de tension sur toute la surface considérée. Ces contacts multiples sont susceptibles d'engendrer des dégradations sur la métallisation, et d'autre part, le contact lui-même peut modifier la distribution locale du courant et/ou de la température pendant la mesure. Ce type de mesure peut donc présenter un caractère invasif. Nous la mettrons toutefois en œuvre afin d'en évaluer la faisabilité et l'intérêt.

Dans un second temps, nous nous intéresserons à une seconde méthode, sans contact, qui s'appuie sur la mesure de la distribution locale de champ magnétique rayonné au dessus de la métallisation, afin d'en déduire la distribution de courant circulant dans la métallisation, qui en est à l'origine. Pour mettre en œuvre cette méthode, nous envisageons la mesure de la distribution de champ magnétique rayonné à la surface de l'éprouvette considérée lorsque celle-ci est parcourue par un courant. Nous procéderons à l'estimation de la distribution des courants dans le plan de la métallisation à partir de la distribution du champ magnétique mesuré et de l'inversion d'un modèle simplifié du champ magnétique rayonné par la distribution du courant. Cette méthode est sans contact et non-invasive. Toutefois, elle nécessite l'élaboration d'un modèle de rayonnement et son inversion, ce qui peut s'avérer moins direct que la méthode par contacts, et nécessiter l'utilisation de techniques de traitement de signal. Nous mettrons également en œuvre cette méthode afin d'en évaluer la faisabilité et les performances.

2. Estimation de la distribution de courants dans une puce à semi-conducteur de puissance à partir de la distribution de tension mesurée sur la métallisation

Dans cette première partie, nous nous intéressons à une méthode d'estimation de la distribution du courant circulant dans la puce à partir de la mesure de la distribution de tensions relevée par contacts, à la surface de la métallisation. D'après l'analyse de la figure 3.3, nous pouvons estimer qu'une variation de la distribution de courant verticale dans la puce va influencer la distribution de courant dans le plan de la métallisation. Aussi, par souci de simplification, il nous a paru intéressant de chercher à estimer dans un premier temps la distribution surfacique des courants à partir de la cartographie des tensions, puis de chercher à estimer la distribution des courants circulant verticalement sous la métallisation, à partir de la distribution de courant estimée en surface. Cette méthode sera dite méthode d'estimation « indirecte ». Dans un second temps, nous considérerons une autre méthode permettant d'estimer de manière « directe » la distribution des courants verticaux circulant dans la puce, à partir de la cartographie surfacique de tensions.

2.1. Estimation indirecte de la distribution de courant vertical *Iz*

Afin d'estimer la distribution locale des courants dans la puce, nous discrétisons dans un premier temps la métallisation selon le maillage surfacique présenté dans la figure 3.4. En chacun des $m \times n$ nœuds de ce maillage, il est possible de définir un potentiel électrique V_{ij}, par rapport à un potentiel fixe de référence choisi en un point prédéterminé de la métallisation (figure 3.4). Le pas de discrétisation du maillage formé par ces nœuds est noté Δx selon l'axe x et Δy selon l'axe y. Les valeurs des potentiels V_{ij} en chacun des nœuds (i,j) est accessible par la mesure, en exploitant une électrode fixe en contact avec le point de référence, et une électrode mobile entrant en contact successivement avec tous les nœuds du maillage. Il est alors facile de remonter à la distribution surfacique des courants dans la métallisation, comme cela est présenté au paragraphe suivant.

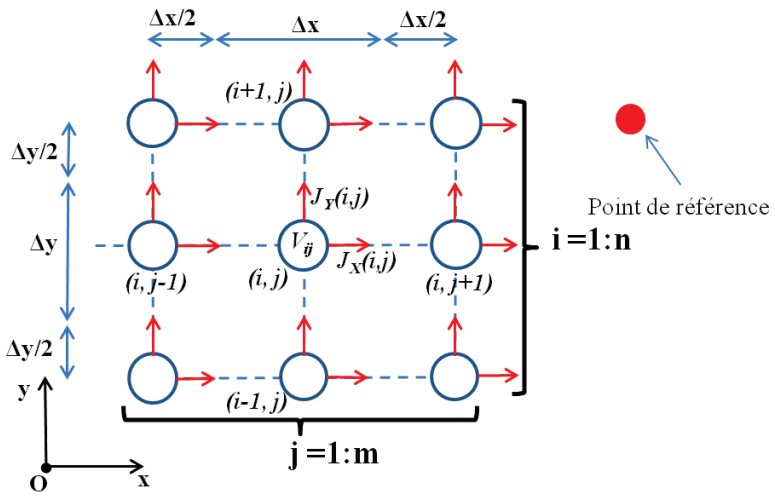


Figure 3.4 Discrétisation de la distribution de tension dans le plan de la métallisation

2.1.1. Estimation de la distribution des courants surfaciques I_X et I_Y

A partir de la distribution de potentiel mesurée par contact en chaque nœuds (i,j) sur la métallisation, il est possible de déterminer la distribution du champ électrique sur la surface de la métallisation, en discrétisant la relation $\vec{E} = -\overrightarrow{grad}(V)$ sur les nœuds du maillage, à savoir :

$$E_X(i,j) = -\frac{V_{i,j+1} - V_{i,j-1}}{2.\Delta x} \text{ (V/m)}, \quad E_Y(i,j) = -\frac{V_{i+1,j} - V_{i-1,j}}{2.\Delta y} \text{ (V/m)}$$

Par ailleurs, la densité des courants dans la métallisation peut être obtenue à partir des composantes du champ électrique E_X et E_Y dans le plan de la métallisation, selon l'expression dans laquelle :

$$J_X(i,j) = \sigma_{al}.E_X(i,j)\,(\mathrm{A/m^2}),\ J_Y(i,j) = \sigma_{al}.E_Y(i,j)\,(\mathrm{A/m^2})$$

La conductivité est celle de l'aluminium à l'état neuf (σ_{al} = 37,7.10^6 S/m, supposée isotrope et constante dans tout le volume de la métallisation, les variations de la température étant supposées négligeables dans le volume de la métallisation). Nous avons considéré ici la conductivité électrique de l'aluminium pur massif. Une estimation plus fine des courants nécessiterait une mesure précise de la conductivité de la métallisation de puce que nous n'avons pas mise en œuvre dans le cadre de ce travail.

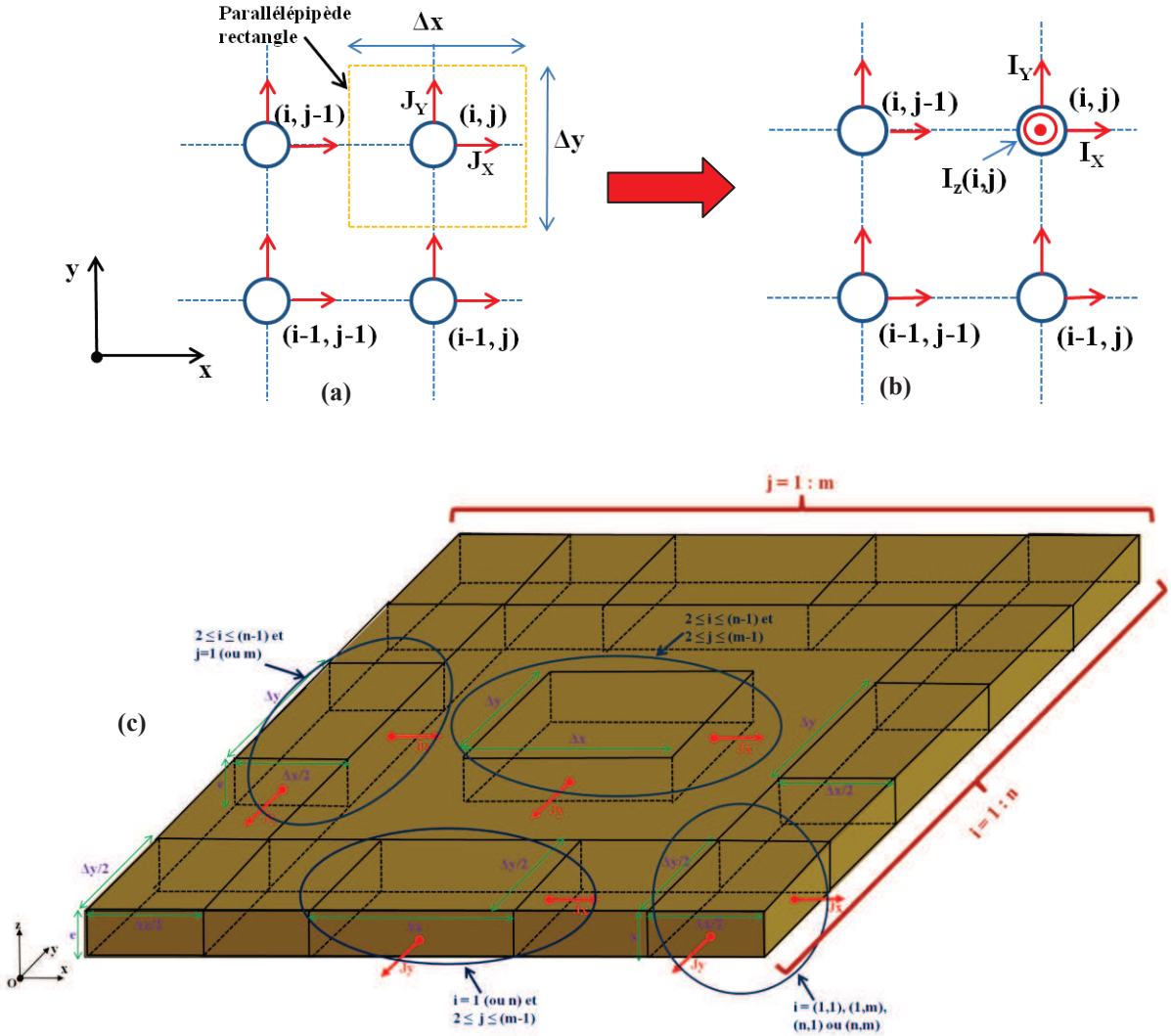


Figure 3.5 Discrétisation surfacique de la distribution des densités de courant **(a)**, discrétisation de la distribution des courants **(b)**, discrétisation volumique dans la métallisation **(c)**

Pour obtenir les composantes (I_X, I_Y) de la distribution de courant dans le plan de la métallisation nous réalisons l'intégration des densités de courant surfaciques sur les surfaces des éléments de volume issues de la discrétisation de la métallisation (figure 3.5.a et 3.5.b). Ces éléments de volumes sont des parallélépipèdes rectangles d'épaisseur e, dont les dimensions dépendent de la localisation qu'ils occupent dans la métallisation, comme le résume la figure 3.5.c. Il vient donc :

- pour $2 \le i \le (n-1)$ et $2 \le j \le (m-1)$

$$I_X(i,j) = \Delta y.e.J_X(i,j), \quad \text{et} \quad I_Y(i,j) = \Delta x.e.J_Y(i,j)$$

- pour $(i,j) = (1,1), (1,m), (n,1)$ ou (n,m)

$$I_X(i,j) = (\Delta y/2).e.J_X(i,j), \quad et \quad I_Y(i,j) = (\Delta x/2).e.J_Y(i,j) \qquad (3.1)$$

- pour $i = 1$ (ou n) et $2 \le j \le (m-1)$

$$I_X(i,j) = (\Delta y/2).e.J_X(i,j), \quad \text{et} \quad I_Y(i,j) = \Delta x.e.J_Y(i,j)$$

- pour $2 \le i \le (n-1)$ et $j = 1$ (ou m)

$$I_X(i,j) = \Delta y.e.J_X(i,j), \quad \text{et} \quad I_Y(i,j) = (\Delta x/2).e.J_Y(i,j)$$

2.1.2. Estimation indirecte de la distribution des courants verticaux I_Z

A partir des expressions des courants surfaciques (équation 3.1), il est possible de déduire la distribution des courants verticaux circulant sous la métallisation. Pour ce faire, pour chaque nœud (i,j), nous appliquons la loi des nœuds en choisissant par convention que le courant entrant au point (i,j) est de signe négatif et que le courant sortant du point (i,j) est de signe positif (figure 3.5.b) . Pour simplifier la mise en équation du problème et réduire les effets de bords, nous limitons la zone d'estimation du courant Iz (i,j) à la zone de mesure du potentiel de source, c'est-à-dire pour i et j tels que :

$$2 \le i \le (n-1) \text{ et } 2 \le j \le (m-1).$$

Dans cette zone nous obtenons ainsi :

$$I_Z(i,j) = [I_X(i,j) + I_Y(i,j) - I_X(i,j-1) - I_Y(i-1,j)] \qquad (3.2)$$

2.2. Estimation directe de la distribution de courant vertical I_Z [VAGNON_10]

A titre de comparaison, nous considérons ici la méthode d'estimation directe de la composante verticale du courant circulant sous la métallisation. Pour ce faire, nous appliquons la méthode développée dans la thèse [VAGNON_10] dans laquelle la métallisation est discrétisée selon un maillage de résistances élémentaires séparant les nœuds auxquels sont mesurés les potentiels (figure 3.6). Dans la zone observée, quatre types de résistances R_{xb}, R_{yb}, R_{xc} *et* R_{yc} sont à considérer. D'après le schéma de la figure 3.6, ces résistances prennent pour valeurs :

$$\begin{cases} R_{xb} = \dfrac{1}{\sigma_{al}} . \dfrac{\Delta x}{(\Delta y/2).e} \\ R_{yb} = \dfrac{1}{\sigma_{al}} \dfrac{\Delta y}{(\Delta x/2).e} \\ R_{xc} = \dfrac{1}{\sigma_{al}} . \dfrac{\Delta x}{\Delta y.e} \\ R_{yc} = \dfrac{1}{\sigma_{al}} . \dfrac{\Delta y}{\Delta x.e} \end{cases} \qquad (3.3)$$

où e est l'épaisseur et σ_{al} la conductivité de la métallisation.

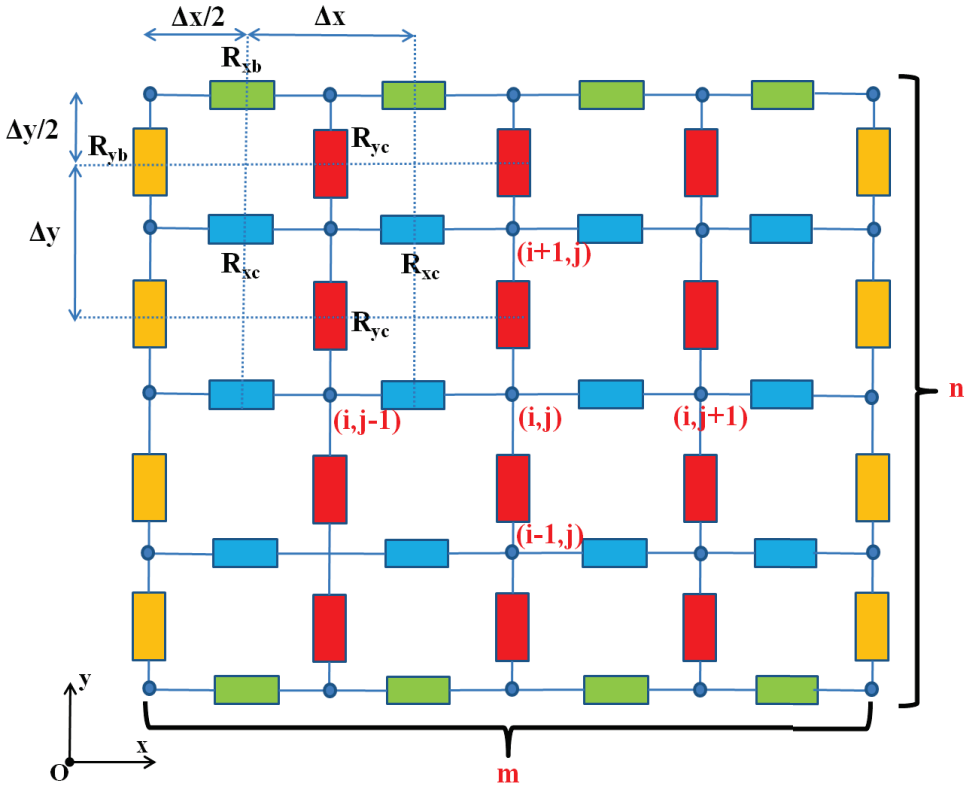


Figure 3.6 Distribution des résistances équivalentes pour une métallisation discrétisée sur (m × n points)

Compte tenu de ce maillage, à l' « intérieur » du domaine pour i et j tels que $2 \leq i \leq (n-1)$ et $2 \leq j \leq (m-1)$, il vient :

$$Iz(i,j) = \frac{V(i,j)-V(i+1,j)}{R_{yc}} + \frac{V(i,j)-V(i+1,j)}{R_{yc}} + \frac{V(i,j)-V(i,j+1)}{R_{xc}} + \frac{V(i,j)-V(i,j-1)}{R_{xc}} \qquad (3.4)$$

2.3. Mise en œuvre des méthodes d'estimation des courants sur des données simulées par éléments finis

Afin d'étudier la pertinence des méthodes d'estimation des courants I_z exposées aux paragraphes 2.1. et 2.2, nous réalisons la simulation du comportement électrique d'une structure tridimensionnelle (3D) simplifiée d'une puce à semi-conducteur. Cette simulation est réalisée à l'aide d'un model 3D numérique « éléments finis » (EF) fourni par le logiciel ANSYS.

La figure 3.7 présente la géométrie complète du problème traitée. Ici, nous adoptons une géométrie simplifiée détaillée à la figure 3.7. La puce et sa métallisation sont représentées par une structure en trois couches, comprenant une couche de métallisation, une couche de silicium à faible dopage (zone de tenue en tension), et une couche de silicium à fort dopage (substrat d'épitaxie). En pratique, la géométrie de la puce (surface, épaisseur) et l'épaisseur de métallisation sont connues. Ici, nous approximons arbitrairement l'épaisseur de la région de tenue en tension à 30µm. Les autres données géométriques utilisées pour la simulation sont : a = 10,52 mm, b = 6,59 mm, e_1 = 170 µm, $\sigma_1 = 0{,}25.10^5$ S/m, e_2 = 30µm, $\sigma_2 = 0{,}25.10^3$ S/m, e_3 = 5 µm, $\sigma_1 = 37{,}7.10^6$ S/m.

Dans le cadre de la simulation, nous considérons que la puce est en conduction et qu'elle présente une chute de tension directe de 2 V à ses bornes. Nous supposons donc ici que toutes les cellules de la puce du transistor COOLMOS^{TM} se trouvent dans le régime ohmique de la caractéristique à l'état

passant et que chaque cellule présente la même résistance, et nous ne prenons pas en compte l'échauffement.

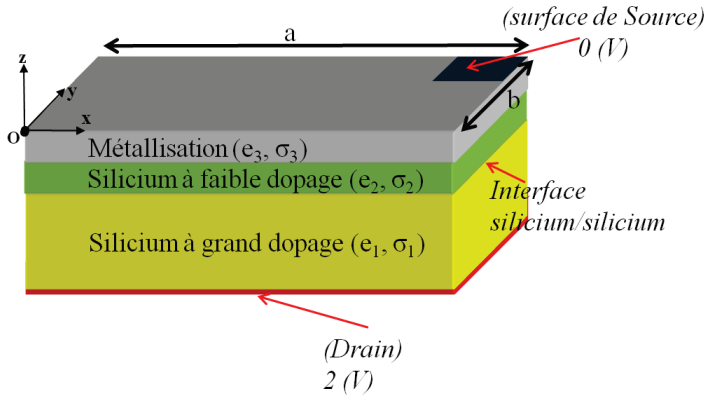
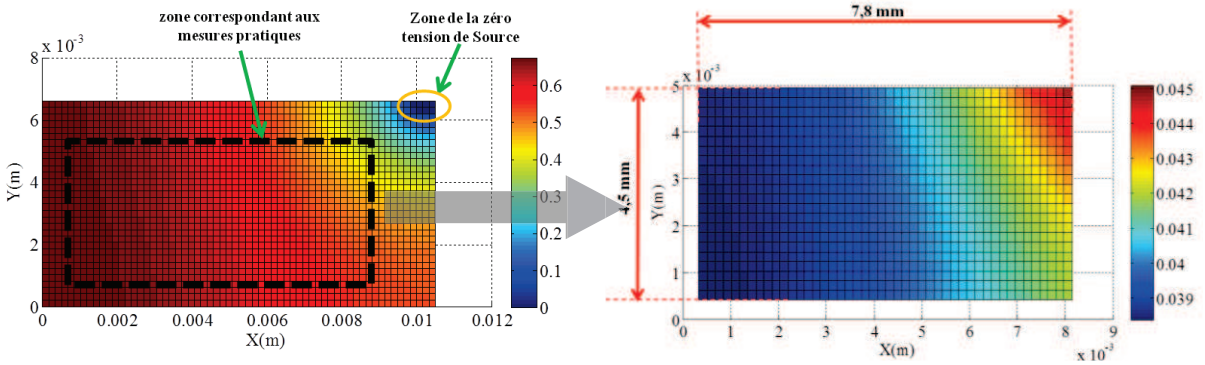


Figure 3.7 Géométrie simplifiée pour la modélisation électrique de la métallisation dans une puce de puissance

La mise en œuvre de la simulation EF dans ces conditions fournit la distribution de tension dans le plan de la métallisation, présenté dans la figure 3.8.a. A cause de la conductivité élevée de l'aluminium, une faible variation de tension, de l'ordre 600mV seulement, est estimée sur la surface de la métallisation.



(a) **(b)**

Figure 3.8 Distribution simulée par EF de la tension sur la métallisation (en Volt) **(a)**, distribution simulée par EF de la composante verticale du courant I_z (en Ampère) à l'interface silicium/silicium (figure 3.7) dans la zone correspondant aux mesures pratiques **(b)**

Pour simplifier le problème, et en particulier pour limiter les effets de bords et exclure la surface sur laquelle on impose le potentiel zéro volt (figure 3.7), nous choisissons une zone de travail rectangulaire semblable à la zone qui sera ultérieurement retenue en pratique lors des mesures de potentiels de source (figure 3.8.a). Dans cette zone, nous extrayons la distribution de courant vertical simulée à l'interface silicium/silicium. Cette distribution est présentée dans la figure 3.8.b. Nous la considérons comme la distribution de référence à laquelle nous allons comparer les distributions estimées par les méthodes directes et indirectes. Afin de valider les deux méthodes d'estimation présentées en section 2.1 et 2.2, nous exploitons la seule distribution de tension à la surface de la métallisation issue de la simulation EF, et estimons les densités de courants à l'aide des deux méthodes proposées. Les résultats obtenus, comparés à ceux extraits de la simulation EF, nous permettront d'évaluer la pertinence des méthodes d'estimation proposées.

A l'aide de la méthode indirecte, nous estimons en premier lieu les composantes J_X et J_Y de la densité de courant surfacique dans la métallisation. Les figures 3.9.a et 3.9.b présentent les résultats d'estimation obtenus.

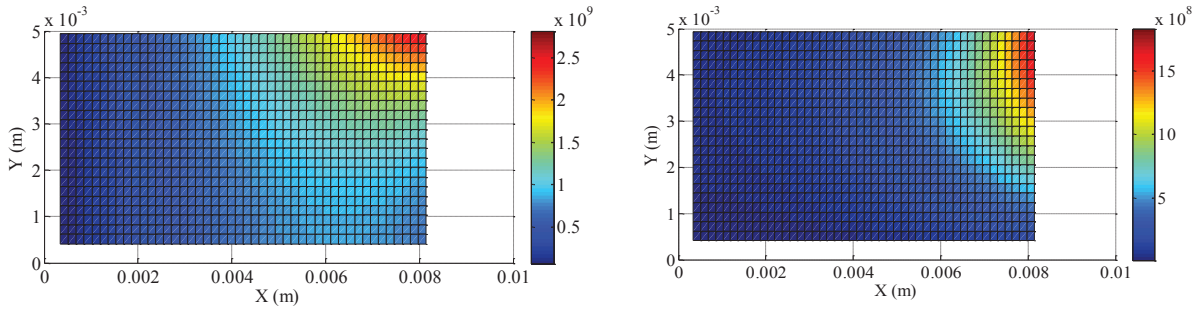


Figure 3.9 Estimation de la distribution des densités de courant dans la métallisation, $\hat{J}_X$ (A/m^2) **(a)** et $\hat{J}_Y$ (A/m^2) **(b)**

Ces densités estimées sont comparées aux densités de courant calculées par EF à la surface de métallisation, notées J_X, et J_Y, à l'aide des erreurs quadratiques relatives (EQR) ε_X et ε_Y selon :

$$\varepsilon_X = \frac{\left\| \hat{J}_X - J_X \right\|^2}{\left\| J_X \right\|^2} = 1{,}71.10^{-5}\%\,; \quad \varepsilon_Y = \frac{\left\| \hat{J}_Y - J_Y \right\|^2}{\left\| J_Y \right\|^2} = 2{,}74.10^{-4}\%$$

Nous obtenons des erreurs faibles, ce qui valide la première étape de la méthode indirecte d'estimation de la distribution de densité de courant. Par ailleurs, l'estimation de la distribution des courants $\hat{I}_Z$ dans la métallisation effectuée à l'aide de l'expression 3.2, donne la distribution présentée figure 3.10.

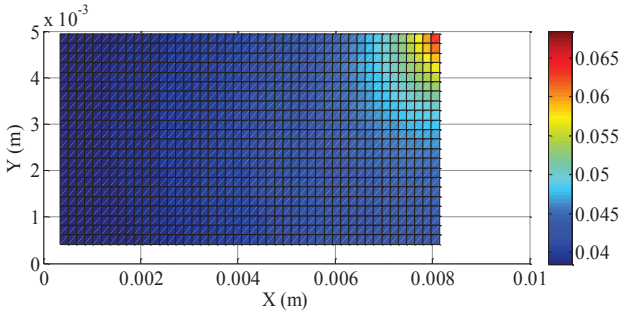


Figure 3.10 Estimation de la distribution du courant vertical (Ampère), $\hat{I}_Z$ (A) d'après la 1ère méthode dans la zone d'estimation

L'erreur quadratique relative (EQR) calculée par rapport à la distribution issue de la simulation EF, I_Z, est donnée par :

$$\varepsilon_{Z\,indirecte} = \frac{\left\| \hat{I}_Z - I_Z \right\|^2}{\left\| I_Z \right\|^2} = 0{,}4\%$$

A titre de comparaison, nous mettons en œuvre la méthode d'estimation directe (expression 3.4) dont le résultat est présenté figure 3.11.

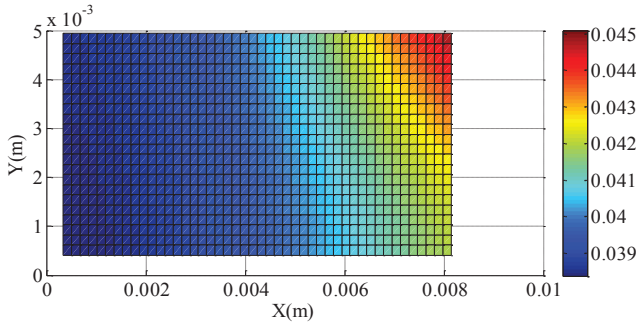


Figure 3.11 Estimation de la distribution du courant vertical (Ampère), $\hat{I}_Z$ (A) obtenue à l'aide de la méthode directe.

L'erreur quadratique relative (EQR) de l'estimation donne ici :

$$\varepsilon_{Z\,directe} = \frac{\left\| \hat{I}_Z - I_Z \right\|^2}{\left\| I_Z \right\|^2} = 4{,}98.10^{-4}\%$$

Cette comparaison a été conduite avec des données idéales (non bruitées), elle est également complétée avec une étude de robustesse des deux techniques vis-à-vis de données bruitées. Quelques niveaux différents de bruit sont ajoutés sur la cartographie de la tension. Le tableau 3.1 présente l'EQR des méthodes indirectes et directes de l'estimation de la distribution de courant vertical en fonction de différentes valeurs de rapport de signal sur bruit (RSB). Le rapport de signal sur bruit sera décrit au dessous dans la section 2.5.3.

Tableau 3.1 Comparaison d'EQR du résultat de l'estimation entre la méthode indirecte et la méthode directe de l'estimation de la distribution de courant vertical

RSB (dB)	Infini	120 dB	110 dB	100 dB	90 dB	80 dB	70 dB	60 dB
$\varepsilon_{Z\,indirect}$ **(%)**	0,4	0,4	0,42	0,6	2,24	18	186	1896
$\varepsilon_{Z\,direct}$ **(%)**	$4{,}98.10^{-4}$	$1{,}7.10^{-2}$	0,13	1,5	14,6	158	1519	∞

Dans le tableau 3.1, nous trouvons qu'aux valeurs élevées de RSB, l'erreur est considérablement plus faible à l'aide de la méthode directe d'estimation de courant vertical. Par contre, au dessous de 100 dB, l'erreur donnée par la méthode indirecte est plus faible que celle donnée par la méthode directe. On peut donc conclure que la méthode indirecte est moins précise mais plus robuste au bruit que la méthode directe. En pratique, il existe différentes sources de bruit dont les contributions permettront difficilement d'atteindre un RSB supérieur à 100 dB (voir section 2.5.2). Dans la suite, nous utiliserons donc la méthode indirecte pour estimer les densités de courants dans le plan de la métallisation, et aussi pour estimer les courants verticaux dans la puce.

2.4. Cartographie expérimentale du potentiel de source

Dans cette partie nous nous intéressons à l'estimation des courants circulant dans la métallisation d'une puce réelle, à l'état neuf, ou après vieillissement. Pour ce faire, nous mettons tout d'abord en œuvre un dispositif instrumental permettant d'acquérir la distribution des potentiels à la surface de la métallisation d'un transistor COOLMOS^{TM}. Ensuite, nous mettrons en œuvre les méthodes d'estimation des courants en exploitant les données expérimentales obtenues.

2.4.1. Dispositif expérimental et acquisition des données

L'acquisition de la distribution de tension sur la métallisation est effectuée lorsque le transistor est à l'état neuf, puis en cours de vieillissement après 14000 puis 24000 cycles de vieillissement. Le transistor est placé dans un banc expérimental identique à celui déjà présenté au chapitre précédent. Ici, l'élément sensible en déplacement est une électrode métallique (pointe de touche) montée sur ressort (figure 3.12.a et 3.12.b) utilisée pour mesurer le potentiel de la métallisation à chaque contact réalisé lors du balayage de la métallisation. La mesure de potentiel est faite en un point P de position ajustable, par référence au potentiel mesuré sur la source $\mathbf{S_{re}}$ (figure 3.12.a et 3.12.b). La tension entre ces deux points est mesurée au moyen d'un voltmètre HP_34401A réglé sur un calibre de 1V avec une résolution de 1 µV. Le voltmètre est piloté par un PC ce qui permet d'enregistrer les données mesurées sur l'ensemble de la métallisation. L'application de la pointe de touche à ressort sur la métallisation doit se faire en contraignant suffisamment le ressort afin d'assurer un contact électrique de qualité. Expérimentalement, nous constatons qu'un écrasement d'environ 50 µm du ressort conduit à un contact électrique satisfaisant. Toutefois, avec ce réglage, nous avons observé un « marquage » de la puce après chaque procédure de test, ce qui explique que les relevés de potentiel aient été volontairement limités au cours du cyclage.

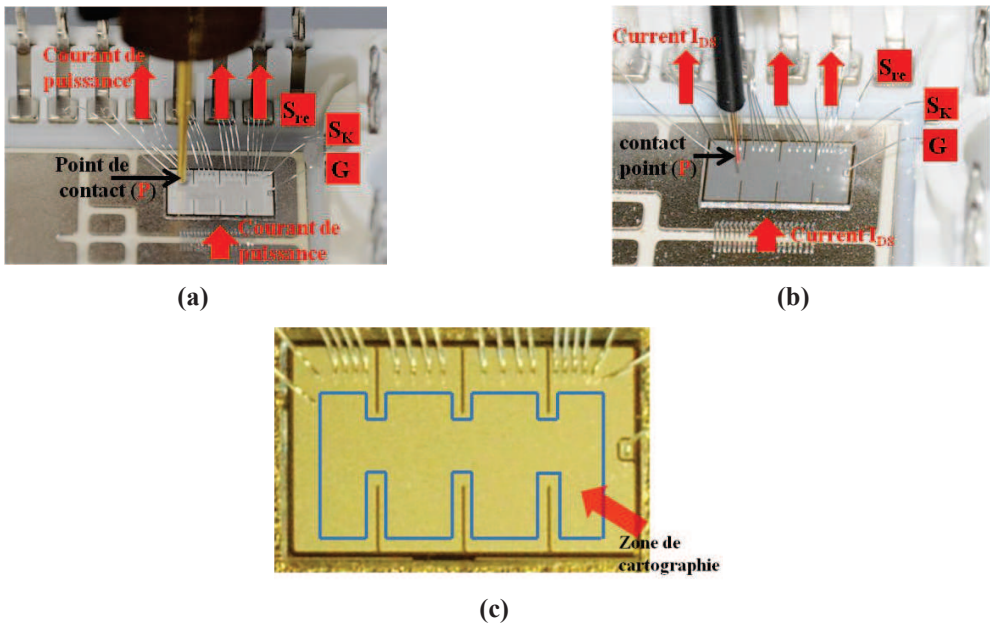


Figure 3.12 Mesure de la distribution de la tension sur la surface de métallisation, pointe de touche large **(a)** pointe de touche fine **(b),** zone de cartographie **(c)**

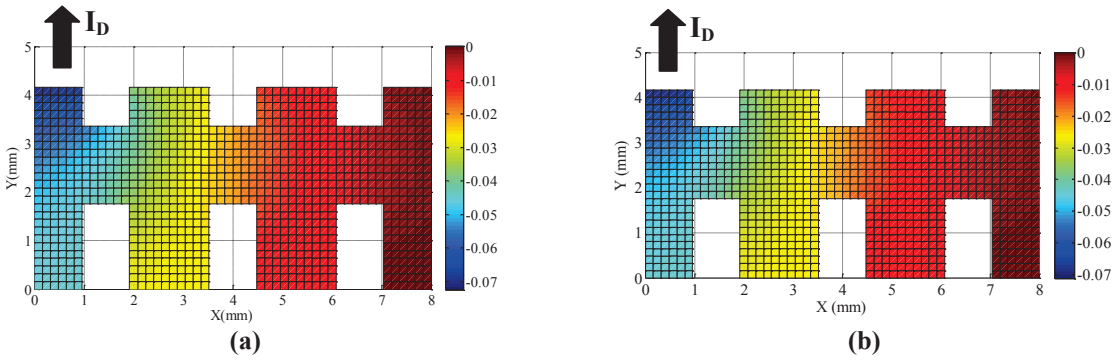


Figure 3.13 Cartographies de potentiel obtenues par la pointe de touche large **(a)** et par la pointe de touche fine **(b)** (I = 8A, V_{GS} =15V, connexion électrique de la source par W4, la puce à l'état neuf)

Deux pointes de touche différentes sont testées dans les premières expérimentations de la cartographie de potentiel sur la métallisation de la puce, une pointe relativement large (environ 940 µm de diamètre, figure 3.12.a) et une pointe de touche fine (environ 195 µm de diamètre, figure 3.12.b). Avec les deux types de pointe de touche, des résultats de la cartographie très similaires ont été obtenus, sont présenté dans la figure 3.13.a et 3.13.b. Même si la grosse pointe de touche provoque les dégradations plus importantes que la fine pointe pendant la procédure de la cartographie sur la métallisation de la puce. Mais la fine point était fragile, elle ne supporte pas le nombre élevé de fois de la mesure. C'est pourquoi, dans les parties expérimentales au dessous, toutes les cartographies potentielles sont réalisées par la grosse pointe de touche.

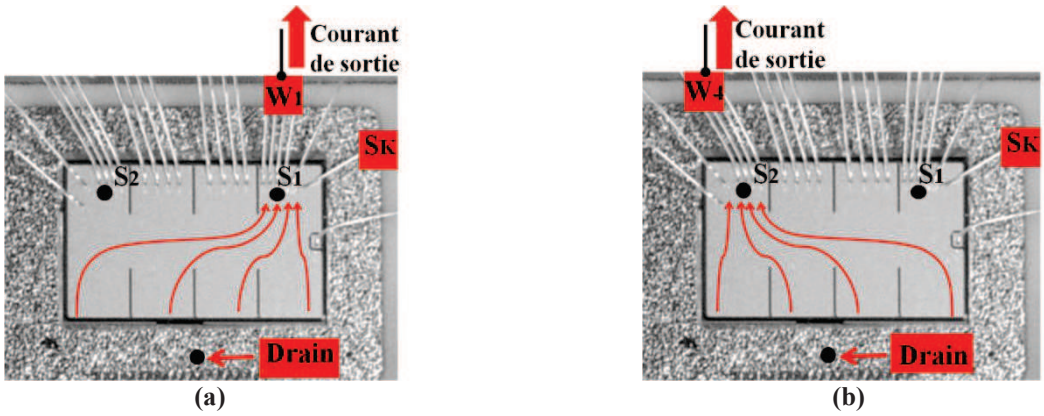


Figure 3.14 Affichage de la circulation de courant de surface sur la métallisation lorsqu'un seul connecteur W1 est utilisé **(a)**, et lorsque seul le connecteur W4 est utilisé **(b)**

Dans les cas où seul le connecteur W1 est utilisé, et celui où seul le connecteur W4 est utilisé, l'allure de la circulation de courant sur la métallisation est représentée respectivement dans la figure 3.14.a, et la figure 3.14.b. En choisissant deux position S1 et S2 (figure 3.14) sur la métallisation de la puce, ces circulations de courant sur la métallisation montrent que :

- ✓ Dans le cas du seul connecteur W1 utilisé

Pour les cellules autour du point S1, on a : $V_{S1} \approx V_{Sk} = 0$ (V) → $V_{GS1} = 15$ (V), $V_{DS1} = V_{Drain}$

Pour les cellules autour du point S2, on a : $V_{S2} > V_{Sk} = 0$ (V) → $V_{GS2} < 15$ (V), $V_{DS2} < V_{Drain}$

- ✓ Dans le cas du seul connecteur W4 utilisé

Pour les cellules autour du point S1, on a : $V_{S1} \approx V_{Sk} = 0$ (V) → $V_{GS1} = 15$ (V), $V_{DS1} = V_{Drain}$

Pour les cellules autour du point S2, on a : $V_{S2} < V_{Sk} = 0$ (V) → $V_{GS2} > 15$ (V), $V_{DS2} > V_{Drain}$

Ainsi, la condition de fonctionnement des cellules dans la puce est clairement différente selon les fils connectés en sortie. Ces constatations sont une des raisons pouvant expliquer une distribution de courant vertical dans la puce inhomogène. Nous trouvons qu'en additionnant l'effet de vieillissement de la métallisation (ρ_{Al} augmente), les contraintes sur les cellules autour du point S2 deviennent de plus en plus considérables, particulièrement dans le cas où seul le connecteur W4 est utilisé. Dans ce cas en effet, la tension appliquée entre la Source et la Grille sur les cellules au voisinage de W4 est supérieure à 15 V, avec pourquoi pas risque de claquage de l'oxyde de grille dans le cas de la variation de potentiel dans la métallisation et la tension appliquée entre Drain et Source plus élevée qui renforce encore la focalisation du courant au voisinage de ce fil. Ces résultats montrent que les cellules élémentaires proches des fils de bonding les plus éloignés du contact Kelvin de source sont les plus exposés aux focalisations de courant et tensions élevées sur les oxydes de grille, avec les différents risques de défaillance qui en découlent.

Pour effectuer les mesures, le transistor COOLMOS^{TM} est mis en conduction avec un courant continu de 8A. Le courant a été volontairement limité afin de ne pas risquer de dégrader les fils de connexion lorsque par exemple un seul des 4 groupes de 4 fils sera connecté, mais aussi afin de limiter l'élévation

de la température au niveau de la puce et ne pas induire d'inhomogénéité trop importante de courant due à une trop forte inhomogénéité de température sur la puce. La tension entre grille (G) et source (S_K) (V_{GSk}) est de 15 V.

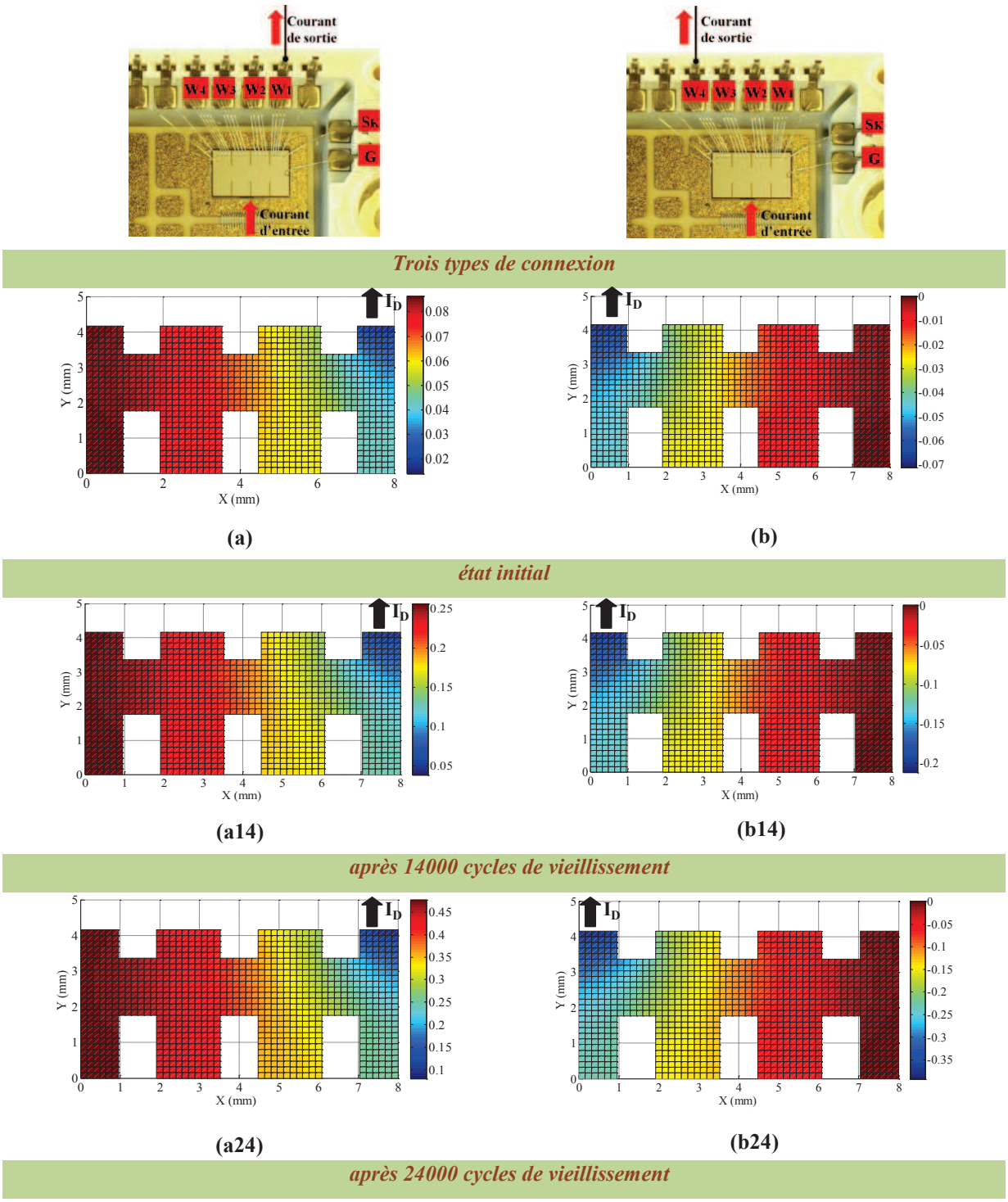


Figure 3.15 Distribution expérimentale de la tension (V_{ij}) sur la métallisation à l'état initial, après 14000 et après 24000 cycles de vieillissement, correspondant à connecteur W1 **(a, a14, a24)**, connecteur W4 **(b, b14, b24)**, et connecteurs W1234 **(c, c14, c24)**

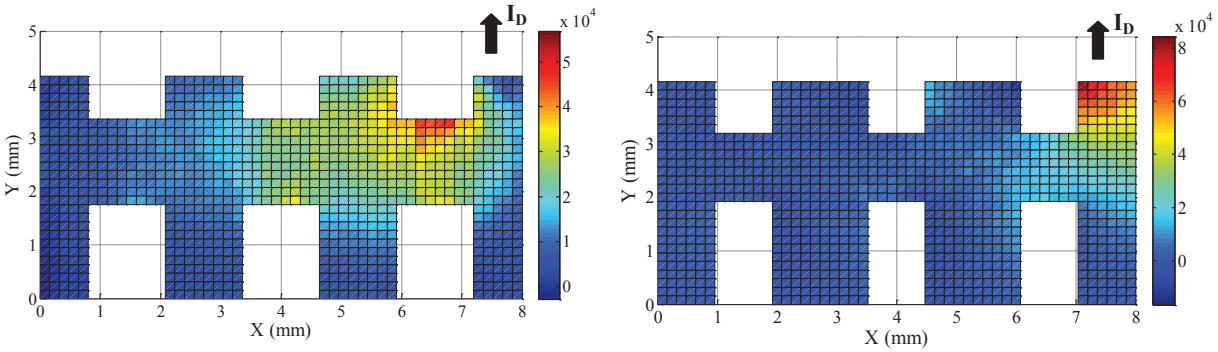
La zone cartographiée en tension est représentée figure 3.12.c. Lors des acquisitions, nous avons cherché à ne pas entrer en contact avec les pads de grille (pour ne pas risquer de les dégrader), la géométrie de zone cartographiée a été programmée selon le tracé de la figure 3.12.c pour éviter ce

risque. Finalement, la zone de la cartographie de la distribution de tension est un rectangle de dimension de 8 mm × 4,16 mm avec un pas élémentaire de 0,16 mm selon les deux axes x et y. Cette zone est limitée par les positions des fils de bonding ainsi que par la surface de contact de la pointe de touche. Les cartographies de la distribution de tension sur la métallisation obtenues sont présentées dans la figure 3.15 pour différentes configurations de connexion des groupes de fils de bonding pouvant simuler des levées de fils.

2.4.2. Estimation des distributions de courant de surface et discussion à partir du potentiel de source

En appliquant la méthode de l'estimation des courants dans le plan de la métallisation (méthode indirecte) telle que décrite dans la section 2.1.1, nous obtenons les densités surfaciques de courant J_X et J_Y. Les figures 3.16, 3.17, 3.18 et 3.19 présentent ces distributions lorsque la puce a subi 24000 cycles de vieillissement, et dans deux configurations de positionnement des connecteurs, à savoir lorsque le connecteur W1 ou W4 assure seul la connexion électrique de la source de la puce. La connexion ou non des groupes de fils W1 W2 W3 et W4 nous permet ici de « simuler » l'effet de la levée de fils sur la distribution du courant dans la métallisation et dans le volume de la puce.

Les résultats des figures 3.17 et 3.19 montrent clairement la variation de la distribution de courant dans la métallisation de puce en fonction du choix de connecteur de source (W1 ou W4).



(a) **(b)**

Figure 3.16 Densité de courant de J_X *(x,y)* **(a)** et densité de courant de J_Y *(x,y)* **(b)**, en (A/cm^2) dans la métallisation (pour I = 8A, V_{GS} = 15V, connexion électrique de la source par W1).

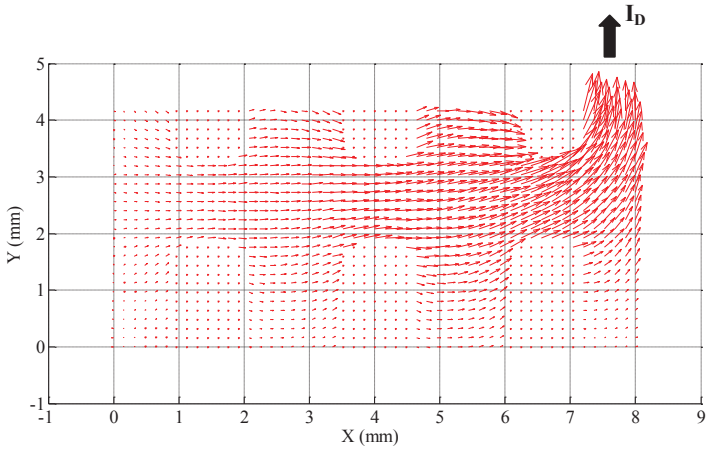
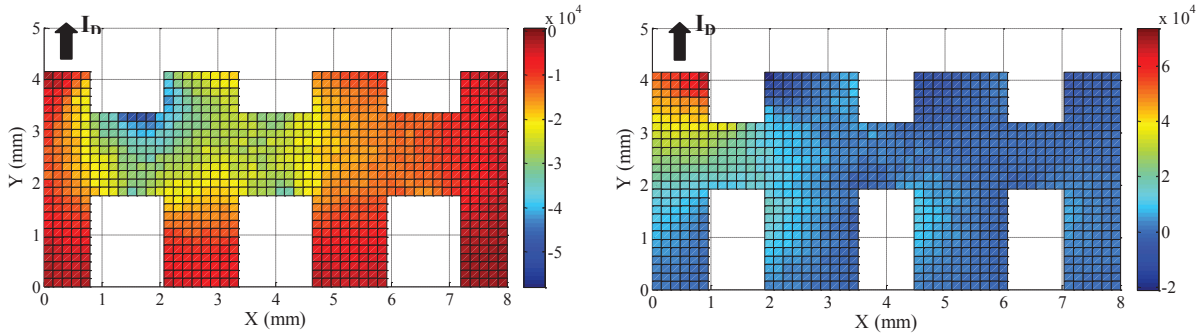


Figure 3.17 Distribution de la densité de courant J dans la métallisation de la puce après 24000 cycles de vieillissement (I = 8A, V_{GS} =15V, connexion électrique de la source par W1)



(a) **(b)**

Figure 3.18 Densité de courant de J_X *(x,y)* **(a)** et densité de courant de J_Y *(x,y)* **(b)**, en (A/cm^2) dans la métallisation (pour I = 8A, V_{GS} =15V, connexion électrique de la source par W4).

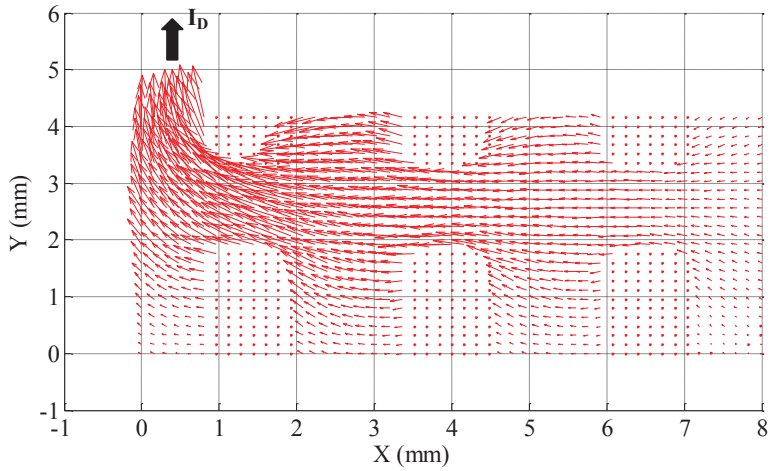


Figure 3.19 Distribution de la densité de courant dans la métallisation de la puce après 24000 cycles de vieillissement (I = 8A, V_{GS} = 15V, connexion électrique de la source par W4)

2.5. Estimation de la distribution de courant vertical dans la puce

2.5.1. Estimation de la distribution verticale à partir des courants surfaciques

Afin d'estimer la composante verticale du courant, nous avons appliqué la méthode d'estimation indirecte présentée au paragraphe 2.1. Ici, la zone de cartographie de la distribution de tension est totalement située à l'intérieur de la métallisation, ainsi, la distribution des courants surfaciques évaluée correspond au cas où $2 \leq i \leq$ (n-1) et $2 \leq j \leq$ (m-1), dans la section 2.1.1. La figure 3.20 présente l'estimation de la distribution de la composante verticale du courant I_Z (A) lors qu'un seul connecteur électrique W4 est utilisé.

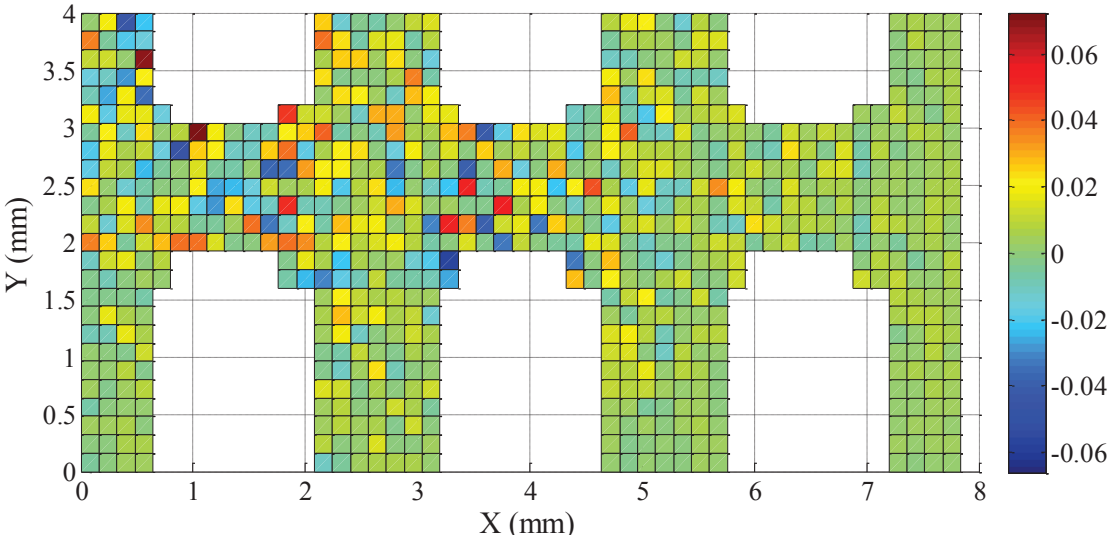


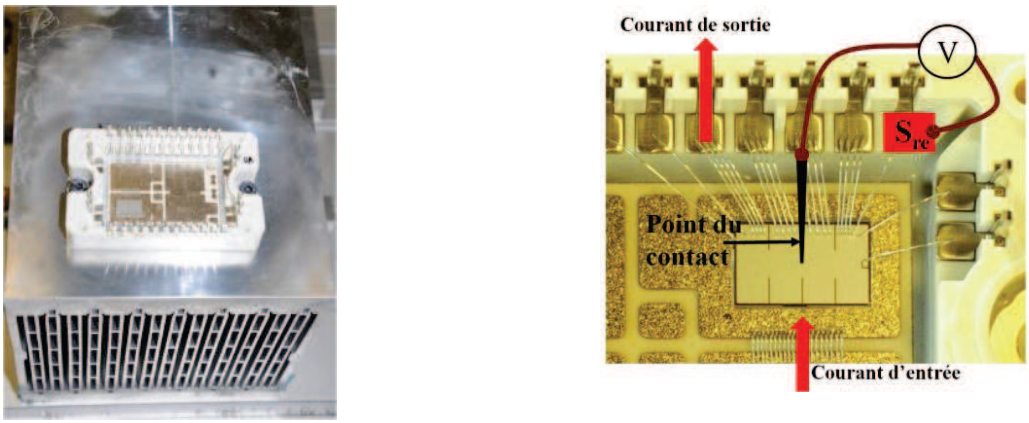
Figure 3.20 Distribution de courant vertical I_Z (A) dans la surface de métallisation de la puce lorsque seul le connecteur W4 est utilisé

Théoriquement, la distribution de la tension sur la métallisation de source provoque une hétérogénéité de la distribution de la tension V_{GS} des cellules sur la puce. Par exemple, (figure 3.15.b24), dans le cas où seul le connecteur W4 est utilisé, la tension V_{GS} des cellules situées à proximité du connecteur W4 sera plus élevée que celle situés à droite. Pourtant, les résultats décrits à la figure 3.20 ne permettent pas d'observer une évolution spatiale marquée de la distribution de la composante verticale du courant dans la structure multi-cellulaire de cette puce de puissance à semi-conducteur.

La différence constatée entre la distribution estimée à partir des données simulées et celles obtenues à partir des données expérimentales peut être liée à la difficulté qu'il y a chercher à estimer la composante verticale du courant en présence de bruit de mesure. Pour analyser l'effet du bruit de mesure, nous nous appuyons dans la suite sur la mesure du bruit expérimental, et sur les résultats de simulation par éléments finis de la puce de puissance simplifiée.

2.5.2. Estimation de bruit dans l'expérimentation de la cartographie de tension

Pendant la procédure d'acquisition de la cartographie de tension, trois principaux types du bruit peuvent être distingués : le bruit thermique, le bruit électronique et le bruit lié à la qualité du contact électrique. La présence du « bruit » thermique est liée aux variations de température du composant durant les acquisitions, qui résultent d'un mauvais équilibre entre l'auto-échauffement et le refroidissement du module de puissance. Le bruit électronique concerne l'équipement électronique de mesure. Enfin, le bruit « de contact » résulte des variations du contact électrique entre le point de touche et la métallisation, liées aux mouvements de la pointe de touche.



(a) **(b)**

Figure 3.21 Refroidissement à air forcé du module de puissance à tester **(a)** mesure du potentiel au centre de la métallisation pour l'estimation du bruit **(b)**

Pour évaluer le rapport signal sur bruit (RSB) de chaque type du bruit qui influence les résultats de la cartographie, une expérimentation est proposée. Pour mesurer la tension, le point de contact est situé à un point unique au centre de la surface de la métallisation de Source. Un courant de puissance de 2A, 4A, et 8A est respectivement injecté dans la puce. A chaque valeur du courant de puissance, nous allons réaliser la mesure du RSB pour les trois types du bruit.

Pour mesurer le RSB du bruit thermique, nous allons attendre l'état d'équilibre thermique global de la puce après une heure d'injection de courant, lorsque l'échauffement par le courant de puissance et le refroidissement du radiateur devient quasi stable (figure 3.21.a). Lorsque ce point d'équilibre thermique est atteint, nous nous intéressons aux variations de la tension mesurée autour de ce point d'équilibre. La mesure de tension est réalisée durant environ 40 minutes, avec une prise de mesure toutes les minutes (figure 3.21.b).

Pour mesurer le bruit électronique, nous effectuons 30 mesures de tension durant une minute, afin de négliger les variations de tension liées aux variations thermiques.

Enfin, pour mesurer le bruit lié à la qualité du contact électrique, la pointe touche est montée et descendue périodiquement environ 15 fois durant une minute sur un même point au centre de la métallisation, et la mesure de tension est effectuée chaque fois que la pointe de touche est en contact avec la métallisation.

Pour chaque type du bruit, nous évaluons l'effet du bruit à travers le RSB obtenu pour la mesure de la tension. Le RSB est calculé à l'aide de la formule suivante :

$$RSB = 20.\log_{10}\frac{\overline{V}}{\sigma(V)} \tag{3.5}$$

où V est un vecteur de mesure de tension, $\overline{V}$ est la valeur moyenne des tensions mesurées, $\sigma(V)$ est l'écart type de V. Ensuite, le RSB total résultant de la présence des trois types de bruit, supposés additifs, est estimé selon l'expression suivante :

$$RSB_{total} = 20.\log_{10}\frac{\overline{V}}{\sqrt{\sigma^2_{électronique} + \sigma^2_{contact} + \sigma^2_{thermique}}} \tag{3.6}$$

où $\overline{V}$ est la valeur moyenne des toutes les tensions mesurées, $\sigma_{électronique}$, $\sigma_{contact}$, et $\sigma_{thermique}$ sont respectivement l'écart type des tensions mesurées dans le cas du bruit électronique, de bruit de contact et du bruit thermique. Le résultat de l'estimation de la valeur de ces RSB est présenté dans le tableau 3.2.

Tableau 3.2 Estimation de RSB pour le bruit électronique, le bruit du contact et le bruit thermique dans l'expérimentation de la cartographie de tension

Type du bruit / Courant de puissance	RSB électronique (dB)	RSB du contact (dB)	RSB thermique (dB)	RSB total (dB)
8 A	79,5	53,5	61	54
4 A	81,5	50,3	72	50,8
2 A	70,8	52,1	69,7	51,4

D'après le tableau 3.2, nous trouvons que le RSB lié à la qualité du contact est le plus critique, car c'est celui qui présente la plus faible valeur. Il semble que ce RSB soit indépendant de la valeur du courant de puissance, il dépend principalement de la caractéristique du point de contact ainsi que de la précision du système mécanique du déplacement de robot. L'estimation du bruit total donne un niveau de RSB total de l'ordre de 50 dB dans les expérimentations de la cartographie de tension.

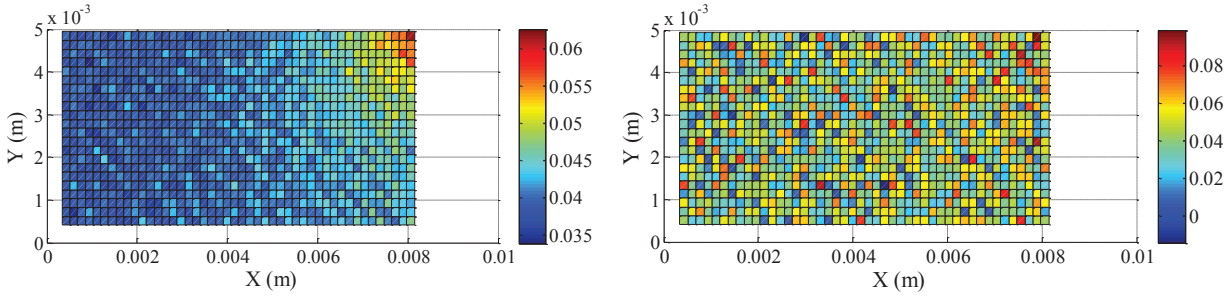
2.5.3. Considérations sur l'estimation en présence de bruit dans les résultats de simulation

- ***Modélisation du bruit de contact grâce à la simulation***

Dans cette partie nous exploitons à nouveau la simulation par éléments finis pour analyser le bruit de contact constaté expérimentalement. Nous considérons à nouveau une puce de puissance simplifiée. Pour ce faire, nous ajoutons un bruit aléatoire additif, blanc et gaussien, représentant le bruit électronique « de mesure », à la distribution de potentiel simulée. Le niveau du bruit ajouté est quantifié par le rapport signal sur bruit (RSB) selon l'expression :

$$RSB = 20.\log_{10}\frac{\overline{V_{ij}}}{\sigma_{bruit}} \tag{3.7}$$

$\overline{V_{ij}}$ désigne la valeur moyenne de la tension observée sur la cartographie simulée non bruitée et σ_{bruit} est l'écart type du bruit ajouté.

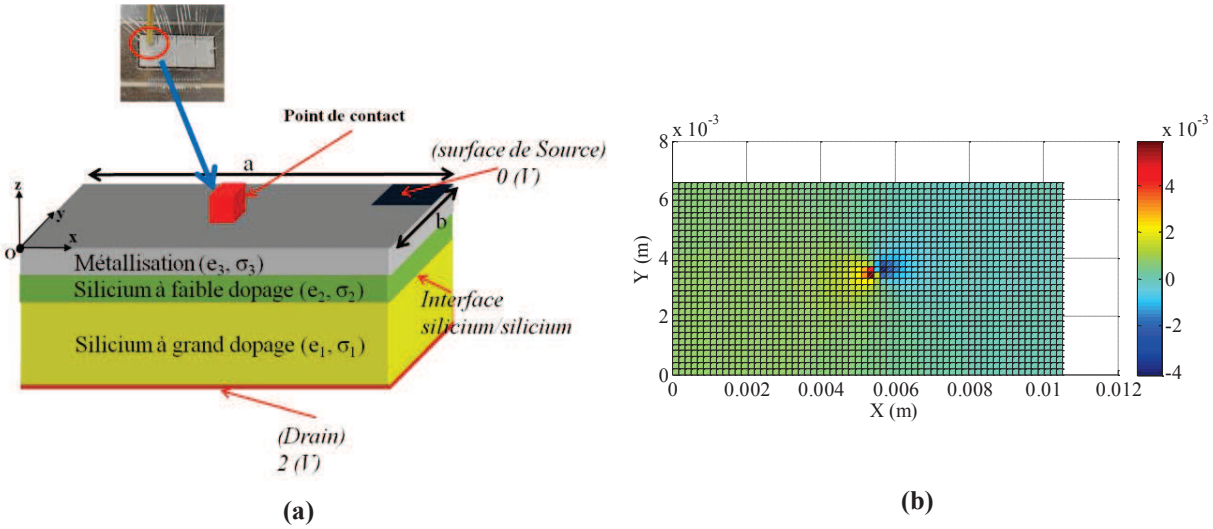


(a) **(b)**

Figure 3.22 Estimation de la distribution de courant vertical (A) avec ajout de bruit sur la distribution de potentiel simulé, RSB = 100 dB **(a),** et RSB = 80 dB **(b)**

Dans la figure 3.22 nous présentons l'estimation de la distribution de courant vertical (A) par la méthode indirecte, lorsque la distribution de tension simulée sur la métallisation est volontairement bruitée avant estimation de la composante verticale du courant, pour deux niveaux différents de bruit. Ainsi, nous pouvons constater qu'un très faible bruit ajouté sur la distribution de potentiel suffit à dégrader fortement voire empêcher l'estimation de la distribution verticale du courant. Ceci peut

s'expliquer par le fait que les expressions utilisées pour estimer le courant, dans le cas de la méthode directe (équation 3.4) ou indirecte (équation 3.2), sont des opérateurs différentiels, connus pour être très sensibles aux bruits (caractère passe haut).



(a) **(b)**

Figure 3.23 Modélisation simplifiée de l'effet du contact de la pointe de touche sur la mesure du potentiel, description géométrique du modèle simplifié **(a)**, perturbation sur la mesure de potentiel lors de la mise en contact (Volt) **(b)**

Pour quantifier les problèmes de bruit rencontrés, nous allons chercher à estimer l'ordre de grandeur du bruit qui peut apparaitre dans la mesure de la distribution de tension. Tout d'abord, nous supposons que la résolution du Voltmètre est suffisante pour la mesure de la tension.

Comme pour les estimations de bruit expérimental étudiées dans la section 2.5.2, nous constatons que le bruit le plus influant sur la cartographie de la distribution de tension concerne le point de contact de mesure (le bruit de contact). C'est la raison pour laquelle, nous ne considèrerons dans un premier temps que l'influence de la surface de contact de la pointe de touche sur la variation de potentiel mesurée dans la simulation. Pour ce faire, nous allons modéliser simplement l'extrémité de la pointe de touche par un cube en cuivre de 300 µm de coté en contact avec la métallisation, figure 3.23.a. La surface en contact avec la métallisation vient en effet modifier les lignes de courant à proximité du contact et modifie donc localement le potentiel de source. La mise en œuvre de la simulation dans cette configuration permet d'obtenir les résultats présentés figure 3.23.b. Nous observons ici que la variation maximale du potentiel induite par la mise en contact du cube de cuivre sur la métallisation est de l'ordre de ΔV_{max} = 4,2 mV pour une métallisation d'aluminium à l'état neuf. En admettant que cette variation est aléatoire (si la qualité du contact varie à chaque mesure), et qu'elle constitue un bruit blanc, gaussien et additif, d'écart type de l'ordre de $\sigma_{surface\ contact} = \Delta V_{max} / 3$, elle conduit à un $RSB_{contact}$ de la mesure que l'on peut estimer selon l'expression suivant :

$$RSB_{contact} = 20.\log_{10} \frac{\overline{V_{ij}}}{\sigma_{surfacecontact}} \tag{3.8}$$

où $\overline{V_{ij}}$ désigne la valeur moyenne de la tension observée sur toute la cartographie non bruitée.

Dans le cas de la configuration de la figure 3.23.a, l'estimation du RSB dû au contact de la pointe de touche conduit à $RSB_{contact}$ = 52 dB dans la simulation. Il est intéressant de remarquer que le $RSB_{contact}$ estimé dans la simulation soit approximativement égal à celui estimé dans l'expérimentation (le tableau 3.2). Cette valeur de RSB faible par rapport à celle utilisée dans les estimations faites à partir des données simulées bruitées (figure 3.22), permet d'expliquer la mauvaise estimation obtenue dans le cas des données expérimentales.

Nous pouvons ainsi conclure qu'une très faible variation de la qualité de la mesure est suffisante pour interdire ici l'estimation du courant vertical à partir de la distribution du potentiel de source par la méthode directe indiqué dans la section.

- ***Essai de réduction du bruit de contact***

Pour essayer de résoudre ce problème, nous pouvons effectuer une mesure moyenne sur N cartographies afin de réduire l'effet du bruit de contact. Toutefois pour réduire de manière significative le bruit de contact (gagner 50 dB environ) il est nécessaire de faire un nombre de mesure impossible à réaliser en pratique, sans dégrader la couche fine de métallisation. Aussi nous écartons cette solution.

Une seconde solution peut être de considérer la mise en œuvre d'un traitement de données mesurées avant de réaliser l'estimation direct de courant vertical. Pour ce faire, nous opérons une convolution spatiale des données mesurées. Une opération de convolution bidimensionnelle entre la cartographie de la tension (**V**) bruitée (qui serait obtenue par l'ajout du bruit sur le signal propre de la cartographie de tension simulée) et un masque de convolution **A** ayant différentes dimensions. La cartographie de la tension après le traitement du bruit, notée $\mathbf{V_{conv}}$ serait alors exprimée par :

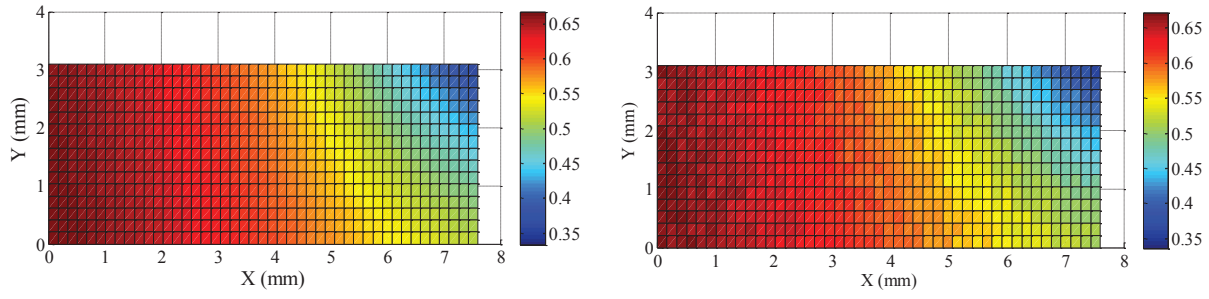
$$V_{conv}(n_1,n_2) = \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty}\sum_{k_2=-\infty}^{+\infty} A(k_1,k_2).V(n_1-k_1,n_2-k_2) \tag{3.9}$$

où la matrice **A** est de dimensions ($m_a \times n_a$), la matrice **V** est de dimensions ($m_b \times n_b$), et la matrice $\mathbf{V_{conv}}$ est de dimensions ((m_a+m_b-1)×(n_a+n_b-1)).

La valeur de la tension des éléments de la matrice résultante $\mathbf{V_{conv}}$ est calculée comme la moyenne des valeurs de la tension des points autour d'un point considéré à partir de la cartographie des tensions bruité de **V**. Nous choisissons **A** carré, i.e. ($m_a = n_a = n$), et la valeur de chaque élément de la matrice **A**, A(i,j) = $1/n^2$, par exemple :

matrice **A** de dimension $n \times n$: $\mathbf{A} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{n^2} & \cdots & \frac{1}{n^2} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{1}{n^2} & \cdots & \frac{1}{n^2} \end{bmatrix}}_{n \times n}$

Pour limiter les effets de bords liés à l'opération de convolution, nous considérons une cartographie résultante $\mathbf{V_{conv}}$ de dimensions plus faibles, à savoir 3,1mm×7,6mm du plan de la métallisation. Cette zone va être utilisée pour toutes les estimations de traitement de bruit présentées au dessous. La figure 3.24 présente respectivement les cartographies de la simulation de tension non-bruitée, et de tension bruitée présentant un RSB de 50 dB, correspondant au niveau de bruit expérimental (section 2.5.2). Les résultats de traitement du bruit par l'opération de convolution bidimensionnelle sont présentés dans le tableau 3.3 avec de différents dimensions de matrice **A**.



(a) **(b)**

Figure 3.24 Image de la distribution de la tension sans bruit **(a)**, et de la tension bruitée (RSB = 50 dB) **(b)**

Tableau 3.3 Résultats de traitement du bruit sur une distribution de tension simulée et bruitée (RSB = 50 dB) par opération de convolution bidimensionnelle

Taille de la matrice **A**	1×1(initial)	3×3	5×5	7×7	9×9	11×11
RSB (dB) après le traitement	50	59,2	64	65	63,5	60,9

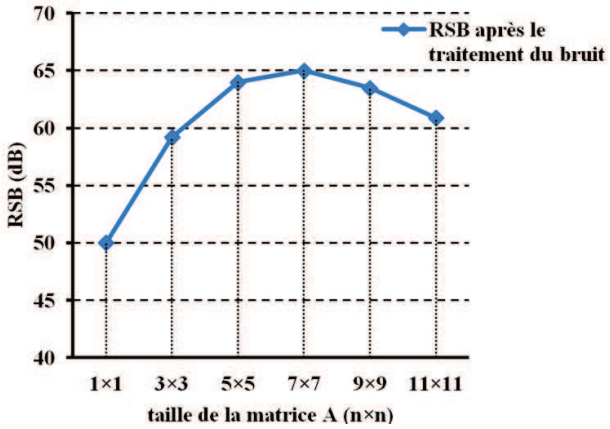
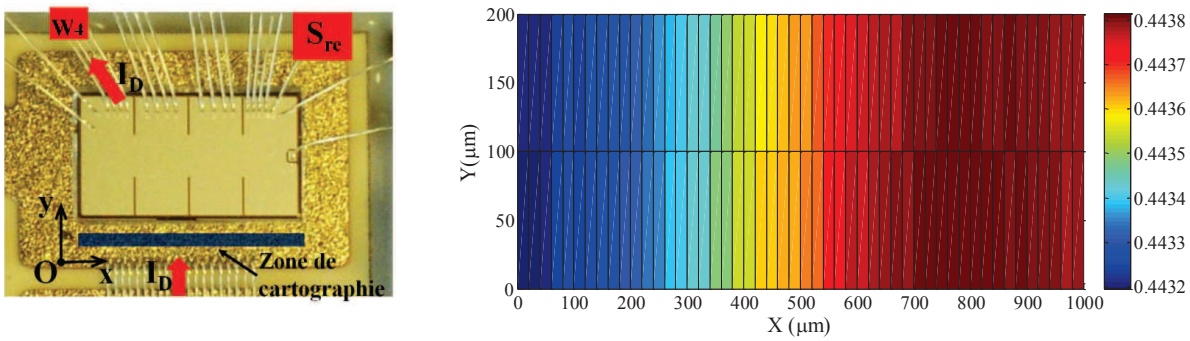


Figure 3.25 RSB après le traitement du bruit par convolution, en fonction de la taille de la matrice de convolution **A**

Nous trouvons que l'opération de convolution bidimensionnelle de la tension bruitée ne permet d'améliorer le RSB que d'une quinzaine de dB. Cette méthode s'avère donc insuffisante pour atteindre le RSB de 100 dB nécessaire à la mise en œuvre de l'estimation indirecte de courant vertical (figure 3.22).

2.5.4. Estimation de courant vertical dans la puce par la chute de tension directe avec hypothèse simplificatrice

Les méthodes exposées précédemment pour l'estimation des densités de courant verticaux s'avérant difficiles à mettre en œuvre en pratique, nous proposons dans cette section une nouvelle méthode d'estimation des courants verticaux dans les expérimentations. Celle-ci nécessite des hypothèses simplificatrices supplémentaires : la température dans la puce est homogène, et la distribution de la tension sur la surface de Drain entre le substrat DCB et la puce de silicium est supposée être équipotentielle (hypothèse justifiée par l'épaisseur élevée de cuivre du DCB sur lequel la puce est brasée).



(a) **(b)**

Figure 3.26 Zone de cartographie de la tension sur Drain **(a)** et distribution de la tension sur une partie de Drain **(b)** lorsqu'un seul connecteur W4 est utilisé, I_D = 8A, V_{GS} =15 V

En réalité, dans notre problème, la cartographie expérimentale de la tension est mesurée pour un courant continu de Drain de 8A. Cette valeur de courant est beaucoup plus faible que le courant nominal de la puce (47A) afin de minimiser l'auto-échauffement de la puce. L'estimation de la résistance thermique de la puce est inférieur à 2°C/W, ainsi avec un courant continu passant de 8A et la chute de la tension directe d'environ 0,44 (V), la perte de puissance estimée est de l'ordre de 3,5 W. Ces pertes provoquent une augmentation de la température dans la puce à l'ordre de 7°C, ce qui peut permettre de considérer une température relativement homogène dans la puce.

Ensuite, l'hypothèse de l'équipotentialité de la surface de Drain est vérifiée par une cartographie de la distribution de tension sur une zone de la dimension (1000µm×200µm) sur la métallisation de Drain (à l'extérieur de la puce) par rapport du point de référence ($\mathbf{S_{re}}$) indiquée dans la figure 3.26.a. Le résultat de cette cartographie est montré dans la figure 3.26.b lorsqu'un seul connecteur W4 est utilisé et la puce est non vieillie. Une variation maximale de la tension de Drain obtenue est de l'ordre de 0,6 mV, alors que dans ces mêmes conditions, la variation maximale de la tension sur la métallisation de Source est d'environ 70 mV (figure 3.15.b). Elle est ainsi beaucoup plus grande que celle de la tension de Drain, et nous pouvons accepter l'hypothèse de l'équipotentialité de la surface de Drain dans un premier temps.

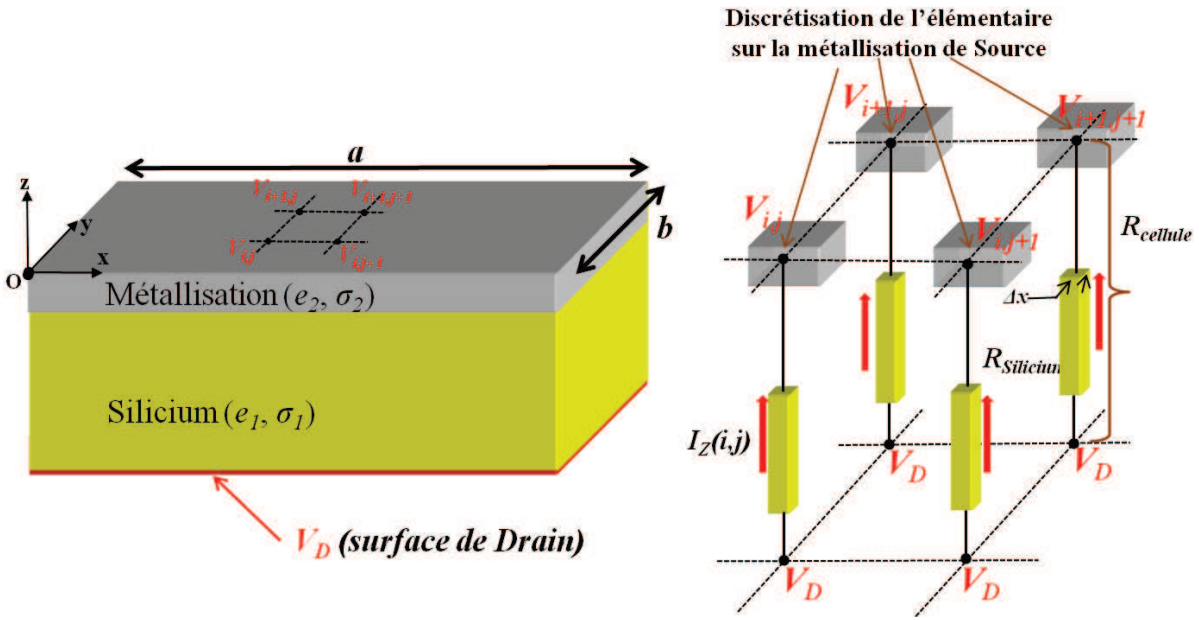


Figure 3.27 Distribution de la résistance des cellules élémentaires dans le transistor COOLMOS™

L'hypothèse de température homogène dans la puce nous permet d'estimer une distribution de résistance verticale décrite comme dans la figure 3.27. La résistance d'une cellule élémentaire ($R_{cellule}$) est déterminée grâce à la résistance du transistor COOLMOS™ à l'état passant (R_{DSON}). Une mesure à l'état neuf de la puce donne une chute de tension (V_{DSk}) de 0,4435 V (mesurée sur la métallisation de substrat DCB) au courant de Drain (I_D = 8A), nous obtenons R_{DSON} =0,0554 Ω. La surface active de la puce (S_{total}) est de 58,69 mm^2. Une discrétisation expérimentale de dimension (Δx, Δy) = (0,16mm×0,16mm) va diviser la surface active par environ N_{total} = 2293 cellules élémentaires, c'est pourquoi nous pouvons calculer la résistance de chaque cellule élémentaire, $R_{cellule} = N_{total}.R_{DSon}$ = 127 Ω. Grâce à la valeur de la résistance des cellules élémentaires, la cartographie de la tension sur la métallisation de Source, et l'hypothèse sur l'équipotentialité du Drain, nous allons obtenir une distribution de courant vertical $I_Z(i,j)$ dans la zone de la puce où la cartographie de tension est réalisée.

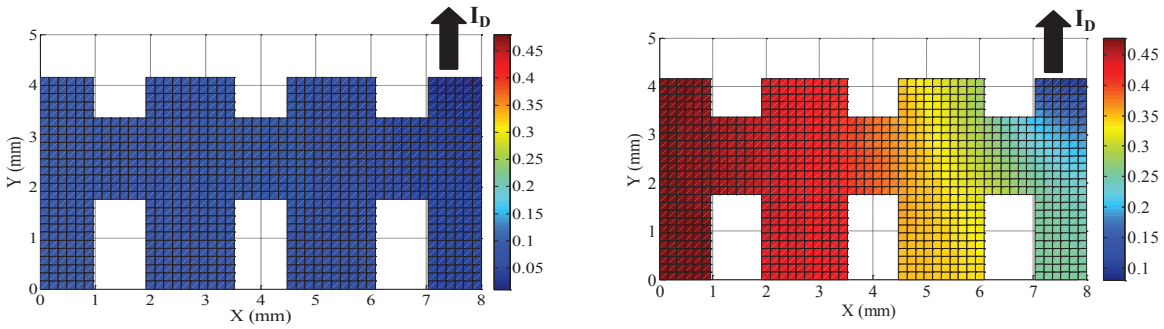


Figure 3.28 Cartographie du potentiel sur la métallisation du transistor COOLMOS^{TM} (I_D = 8A, V_{GS} = 15V, un seul connecteur W1 utilisé), à l'état initial de la puce **(a)**, après 24000 cycles de vieillissement **(b)**

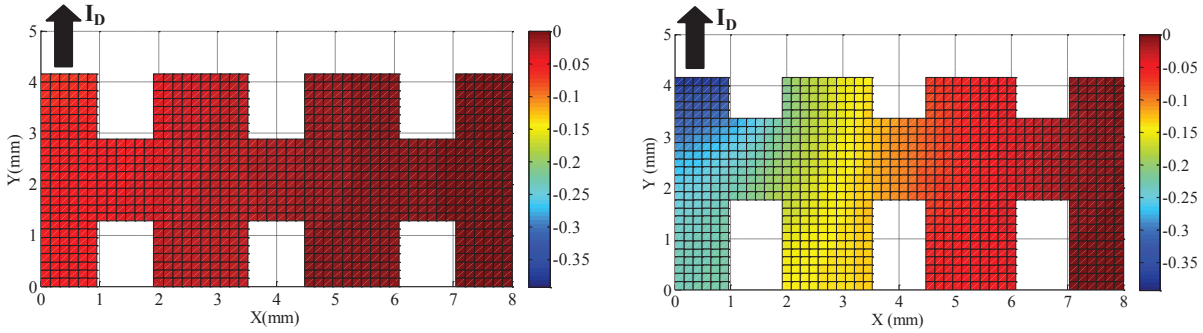


Figure 3.29 Cartographie du potentiel sur la métallisation du transistor COOLMOS^{TM} (I_D = 8A, V_{GS} = 15V, un seul connecteur W4 utilisé), à l'état initial de la puce **(a)**, et après 24000 cycles de vieillissement **(b)**

La figure 3.28 montre les cartographies de la tension, lorsque seul le connecteur W1 est utilisé, à état initial et après 24000 cycles de vieillissement correspondant à une augmentation d'un facteur 7 de la conductivité électrique. Nous constatons que la tension de Source des cellules les plus éloignées du contact Kelvin de source (S_K), devient positive avec une tension maximale de Source d'environ de 75 mV à l'état initial et d'environ 470 mV après 24000 cycles de vieillissement, ce qui peut être expliqué par l'augmentation de la conductivité électrique par le factor 7.

Par contre, la figure 3.29 montre les cartographies de la tension, lorsque seul le connecteur W4 est utilisé. La tension de Source des cellules les plus éloignées du contact Kelvin de source (S_K) devient maintenant négative avec une tension de Source mesurée de l'ordre de - 380 mV après 24000 cycles de vieillissement. Nous montrons que dans ce cas de la figure 3.29, l'évolution de la tension de Source sur la métallisation se traduit par une augmentation significative de la tension appliquée entre la Source et la Grille des cellules les plus proches de W4.

L'estimation de la distribution du courant vertical est réalisée dans l'état initial de la puce et dans l'état de vieillissement après 24000 cycles thermiques lorsqu'un seul connecteur W4 est utilisé, les résultats sont présentés dans la figure 3.30. La surface de cartographie ($S_{cartographie}$) déterminée dans l'expérimentation est égale à 29,12 mm^2.

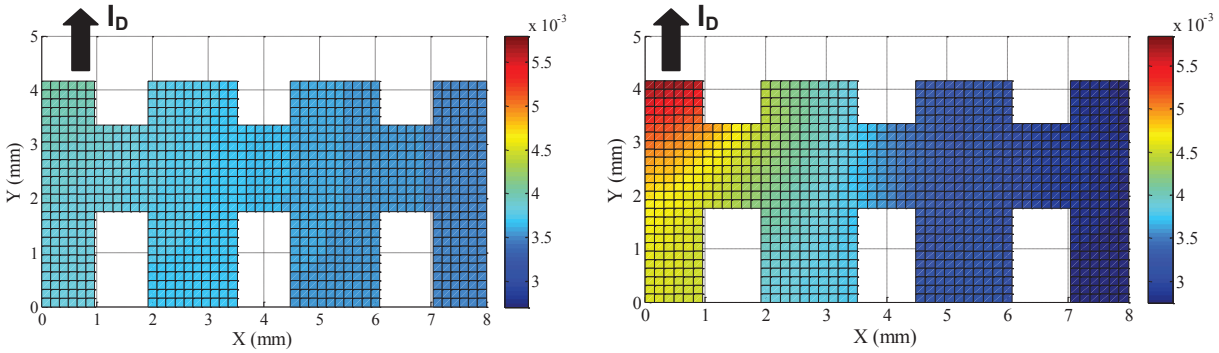


Figure 3.30 Estimation de la distribution de courant vertical I_Z (A) à l'état initial **(a)** et après vieillissement **(b)**, lorsqu'un seul connecteur W4 est utilisé, I_D = 8A, V_{GS} = 15V

La somme des courants verticaux élémentaires dans la zone de la cartographie ($I_{cartographie} = \sum I_Z(i,j)$) est estimée à environ de 4,17 A dans les deux états de la puce, (état initial et après 24000 cycles thermiques de vieillissement). Cette estimation de courant donne un rapport de courant (i) entre le courant passant dans la zone de la cartographie et le courant total traversant la puce, $i = \frac{I_{cartographie}}{I_{total}} \approx 0{,}5212$. Théoriquement, le rapport de courant (i) doit être égal au rapport de surface (s) entre la surface de la cartographie ($S_{cartographie}$) et la surface active de la puce (S_{total}), $s = \frac{S_{cartographie}}{S_{total}} \approx 0{,}4962$. La faible différence constatée peut être expliquée par la température non homogène dans la puce ou encore la distribution de la tension de Drain sous la puce qui n'est pas totalement équipotentielle.

Dans la figure 3.30, à cause de la grande variation de la tension de Source après le vieillissement de la métallisation, nous trouvons que l'amplitude de la distribution de courant vertical à l'état initial de la puce varie entre $3{,}5.10^{-3}$ A et $4{,}1.10^{-3}$A, elle est beaucoup plus homogène que la distribution après le vieillissement où l'amplitude de distribution de courant vertical varie de $2{,}7.10^{-3}$ A à $5{,}8.10^{-3}$A sur chaque cellule analysée.

En outre, avec la configuration de la connexion indiquée à la figure 3.26.a, une grande variation de la tension de source sur la métallisation conduit à une grande variation de la tension V_{GSk} des celllues dans la puce, les cellules proches de la source Kelvin (S_k) vont supporter une tension V_{GSk} d'approximativement 15 V. Par contre, les cellules éloignées de la Source Kelvin, et proches du fil de la sortie de courant de puissance, vont devoir supporter une tension V_{GSk} supérieure à 15 V. Après le vieillissement, une plus grande variation de tension de source provoque une distribution de la tension V_{GSk} plus inhomogène sur les cellules dans la puce. Ceci participe également une distribution inhomogène des courants verticaux dans la puce.

2.6. Conclusion sur les effets des levées de fils de bonding associés au vieillissement de la métallisation

Ainsi l'étude ci-dessus a montré que la distribution de courant vertical dans un puce à semi-conducteur peut être utilisé afin d'estimer et de prévoir l'évolution de l'état de vieillissement de la puce grâce à la caractérisation de la distribution inhomogène de courant vertical. Dans l'avenir pour atteindre une estimation plus fine, la combinaison d'un modèle thermoélectrique, qui permet de modéliser précisément la distribution de la résistance verticale des cellules élémentaires, serait nécessaire, particulièrement dans le cas où la puce doit supporter un courant de puissance élevé, comme en régime de court-circuit.

Les résultats montrent que les cellules les plus éloignées du contact Kelvin de source (référence de potentiel de source) sont soumises à une tension entre grille et source supérieure à ce que le driver impose et que d'autre part, la tension entre Drain et Source de ces cellules est également augmentée.

Il en résulte une intensité des composantes verticales de courant plus élevées dans les zones à proximité des fils de bonding les plus éloignées du contact Kelvin de Source. L'effet est bien entendu amplifié par le vieillissement de la métallisation de Source.

Il est également important de noter que les chutes de tensions dans la métallisation de source, en focalisant le courant autour des fils de bonding les plus éloignés se traduit également par des tension entre grille et source des cellules élémentaires les plus contraintes qui peuvent excéder largement la tension délivrée par le driver. Là encore, ces niveaux de tension plus élevés peuvent participer à la dégradation de l'oxyde et éventuellement expliquer certains modes de défaillance.

3. Estimation de la distribution de courants dans une puce à semi-conducteur de puissance à partir de la mesure du champ magnétique rayonné

3.1. Position du problème

Dans cette partie de l'étude, nous choisissons d'estimer la distribution des courants circulant dans la puce à partir du champ magnétique rayonné par les courants. Pour ce faire, il est nécessaire i) de mesurer une ou plusieurs composantes de champ magnétique rayonné, ii) de disposer d'un modèle tridimensionnel d'interactions liant la distribution des courants dans la puce et le champ rayonné, et iii) d'inverser le modèle pour estimer la distribution de courant à partir de la mesure du champ. Pour faciliter la mise en œuvre de cette approche, nous choisissons d'exploiter un modèle semi-analytique développé au laboratoire SATIE, appelée méthode de points sources distribués (DPSM) [PLACKO_07]. Cette méthode permet de simplifier l'expression des interactions courant / champ magnétique [THOMAS_10], et de disposer d'un modèle d'interaction matriciel qui se prête, a priori, bien à l'inversion [BAUSSON_11]. Nous nous intéressons dans une première partie à la mise en œuvre du modèle DPSM dans le cas de notre étude.

3.2. Généralités sur le modèle DPSM

La méthode DPSM consiste à modéliser les sources actives présentes dans l'espace de travail (par exemple la circulation d'un courant) à l'aide d'un ensemble discret de sources élémentaires (par exemple un ensemble de circulations de courants élémentaires, définies par trois composantes spatiales). La grandeur d'intérêt que l'on cherche à déterminer dans tout l'espace de travail (ici la distribution du champ magnétique rayonné) résulte de la présence de l'ensemble de ces sources actives discrètes, dont le rayonnement s'exprime de manière analytique. Dans le cas général, la méthode permet également de prendre en compte des interfaces de géométrie quelconque séparant des milieux de natures différentes, par l'utilisation d'un second jeu de sources discrètes, dites « virtuelles », qui rendent compte des conditions aux limites relatives aux interfaces. Ces dernières rayonnent également dans les milieux considérés. La méthode DPSM présente l'avantage d'être générique, versatile, et

économe en ressources informatique, dans la mesure où seules les sources actives et virtuelles nécessitent un maillage dans l'espace de travail. La méthode de points sources distribuées est une méthode de résolution de problèmes physiques sans maillage volumique, qui s'apparente à la méthode des moments, en proposant une technique originale de prise en compte des interfaces entre les milieux constitutifs de l'espace de travail. Elle est donc économe en ressources informatiques. Et donc séduisante dans le contexte de cette étude, dans lequel le modèle utilisé doit être inversé pour procéder à l'estimation du courant.

Pour présenter la modélisation DPSM, nous considérons un problème élémentaire est appliqué pour la résolution du problème de magnétostatique par l'introduction de points de sources de courant élémentaire.

La loi de Biot et Savart est la loi fondamentale de la magnétostatique, elle donne l'expression du champ magnétique induit par un courant continu.

$$d\vec{H}(M) = \frac{I}{4.\pi}.\vec{dl} \wedge \frac{\vec{r}}{r^3} \tag{3.10}$$

H : le champ magnétique induit (A/m), I *(A)* courant parcourant l'élément de longueur dl (m), r la distance entre le point d'observation (M) et dl, (figure 3.31)

Pour appliquer la méthode DPSM dans ce problème, la source de courant est définie par la convention entre la loi Biot-Savart et la formulation de DPSM (figure 3.31). Ces sources de courant peuvent être des sources réelles physiques (le courant circulant dans la bobine de l'excitation par exemple) ou des sources virtuelles (à l'interface, et modélisant les conditions de passage).

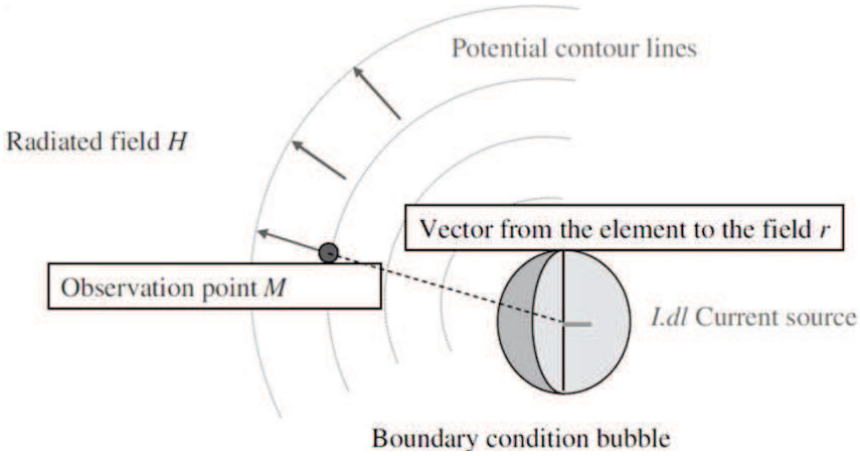


Figure 3.31 Une source de courant élémentaire [PLACKO_06]

Dans ces conditions, les sources élémentaires (S_j) de la méthode DPSM au point de source j sont la circulation du courant I_j sur une longueur élémentaire dl, il vient : $S_j=I_j.dl$ (A.m). Comme pour toutes les méthodes numériques, la précision de calcul dépend en partie du nombre de points de discrétisation (ou points sources) considérés.

Dans le cas simple de la figure 3.32, une bobine d'excitation est placée au dessus d'une plaque conductrice. Ce problème fait apparaître une interface entre l'air et le matériau conducteur. L'interaction électromagnétique entre la bobine et la cible (ici la plaque conductrice) est un phénomène électromagnétique bien connu dont la résolution peut toutefois être relativement complexe. Dans le cas d'un problème d'électromagnétisme mettant en œuvre une source de champ et un milieu, l'excitation de la bobine source crée un champ dans le milieu, et l'interface (ici entre l'air et le milieu matériel inspecté) modifie le champ total par l'introduction des ondes de réflexion et de transmission. Le champ résultant dans les différents milieux sera calculé par la superposition de rayonnement des sources « active », et des sources « passive » modélisant à la fois les sources et les phénomènes de réflexion/transmission.

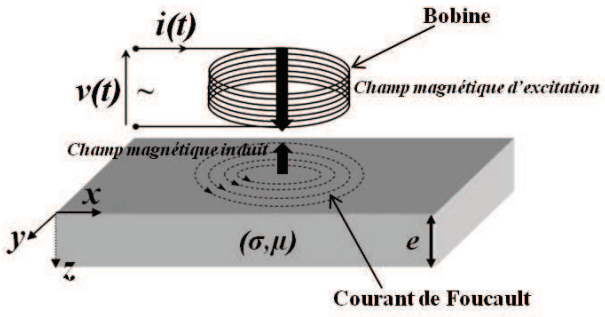


Figure 3.32 Géométrie du problème avec l'interface entre l'air et la plaque conductrice [PLACKO_07]

Pour expliciter le modèle DPSM, considérons tout d'abord la relation 3.11 qui relie le potentiel vecteur à la densité de courant circulant dans un conducteur :

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu . \vec{J} \tag{3.11}$$

où k est le nombre d'ondes (complexe) exprimé par :

$$k^2 = \omega^2 . \mu . \varepsilon - j . \omega . \mu . \sigma \tag{3.12}$$

qui dépend uniquement des paramètres constitutifs du milieu dans lequel les champs sont observés avec la permittivité diélectrique, $\varepsilon=\varepsilon_0.\varepsilon_r$, ε_0 est la permittivité du vide (8,854.10^{-12} F/m), ε_r est la permittivité relative du milieu, la permittivité magnétique $\mu=\mu_0.\mu_r$, μ_0 est la permittivité du vide (4.π.10^{-7} H/m), μ_r est la permittivité relative, σ conductivité électrique du milieu (S/m), ω la pulsation de l'onde d'excitation (rad/s). Nous pouvons considérer que pour le milieu conducteur de conductivité électrique élevée, $\omega\mu\sigma >> \omega^2\mu\varepsilon$, dans ce cas $k^2 \approx -j.\omega.\mu.\sigma$ d'où l'expression du nombre d'onde $k = (\frac{1}{\sqrt{2}} - j.\frac{1}{\sqrt{2}})\sqrt{\omega.\sigma.\mu} = \frac{1-j}{\sqrt{\frac{2}{\omega.\sigma.\mu}}} = \frac{1-j}{\delta}$, avec δ l'épaisseur de peau, $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}$.

Dans le cas d'un conducteur de forte conductivité électrique permettant de respecter les hypothèses précédentes, l'équation à résoudre est une équation de diffusion. En revanche, si le milieu est isolant, dans ce cas la très faible conductivité électrique du milieu permet d'approximer le nombre d'onde par l'équation suivante $k \approx \omega.\sqrt{\mu.\varepsilon} = \frac{\omega}{c}$, avec c est la vitesse de propagation. C'est alors une équation de propagation que nous avons à résoudre, la longueur d'onde étant définie par $\lambda = \frac{2.\pi}{k} = \frac{2.\pi.c}{\omega}$.

L'équation (3.11) est résolue grâce à l'utilisation de la fonction de Green qui va permettre de formuler le problème électromagnétique sous la forme d'une équation intégrale. Cette méthodologie est applicable ici dans le ca de la formulation DPSM pour laquelle les contributions de chaque source DPSM se superposent au point d'observation.

Selon [NEY_96], l'opérateur de Helmholtz s'applique à une catégorie d'équation inhomogène du type de Sturm-Liouville, nous pouvons alors utiliser la propriété suivante. Soit la réponse *G(r,r')* à une impulsion de Dirac dont l'équation de type Helmholtz accompagnée de ses conditions aux limites dans le domaine harmonique s'écrit:

$$\nabla^2 G(r,r') + k^2 . G(r,r') = \delta(r - r') \tag{3.13}$$

Ici, r et r' sont respectivement la position du point de l'observation et du point de source d'excitation en coordonnée sphérique. Alors, la solution particulière à l'équation originale :

$$\nabla^2\varphi(r) + k^2.\varphi(r) = f(r) \tag{3.14}$$

avec φ inconnue, et *f une* excitation est donné par la convolution spatiale :

$$\varphi_p(r) = \iiint_V G(r,r').f(r').dv' \tag{3.15}$$

G(r,r') est la fonction de Green ou solution élémentaire associée à l'opérateur de l'équation (3.14) et *f* est la source contenue dans le volume *V* d'étude.

Pour poursuivre avec l'explication physique de l'intégrale (3.15), considérons l'espace libre homogène dans lequel existe une distribution de courant de volume *J(r')* bornée dans le volume *V*. Le vecteur potentiel, *A* (duquel dérivent les champs) généré par cette distribution est la solution de l'équation (3.11). Nous pouvons dériver de l'équation 3.13, la fonction Green associée à l'opérateur de Helmholtz exprimé en coordonnées sphériques [NEY_96] :

$$\frac{1}{R^2}.\frac{\partial}{\partial R}\left(R^2.\frac{\partial G(R)}{\partial R}\right) + k^2.G(R) = \delta(R) \tag{3.16}$$

avec $R = \|r - r'\|$, la distance entre le point d'observation et le point de source d'excitation.

Le problème sera en calculant le rayonnement des sources oscillantes ponctuelles placées à la position *r'* des points d'observation. Des manipulations faisant intervenir des propriétés de la distribution de Dirac *δ(R)*, et les conditions de Sommerfeld amènent à la solution de l'équation 3.16 qui est la fonction de Green de l'opérateur d'Helmholtz en coordonnées sphérique, dans l'espace libre et en présence de sources :

$$G(R) = -\frac{e^{-j.k.R}}{4.\pi.R} \tag{3.17}$$

Celle-ci n'est autre que l'expression de la forme d'une onde sphérique, décroisant en *1/R* et subissant une singularité en *R* = 0.

L'équation 3.11 nous permet de déterminer le potentiel vecteur à l'excitation *J(r')* dans le volume *V* en appliquant l'intégrale de convolution de l'équation 3.15 et la fonction de Green (3.17), nous obtenons alors la solution du vecteur potentiel magnétique *A* [NEY_96]:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu.\iiint_V \vec{J}(\vec{r'}).G(\vec{r} - \vec{r'})dv' = \frac{\mu}{4.\pi}\iiint_V \vec{J}(\vec{r'}).\frac{e^{-jkR}}{R}dv' \tag{3.18}$$

Dans cette expression, chaque élément infinitésimal de courant (source ponctuelle) contribue au potentiel en *r* (position du point d'observation) par une onde sphérique centrée sur cet élément, celle-ci ayant un déphasage et un poids indiqué par la valeur *J* en r'. L'intégration assure la somme de toutes ces contributions de sources sur le volume V évalué au point d'observation *r*.

A partir de l'équation 3.18, nous pouvons calculer l'induction magnétique (*B*) et le champ électrique (*E*) en tout point. A noter que *J(r')* dans l'équation 3.18 est une densité de courant (A/m^2).

Dans la formulation DPSM, la source d'excitation pouvant être décrite sous la somme d'un nombre fini *Ns* de sources élémentaires [PLACKO_07]. Il vient alors :

$$\vec{J}(\vec{r'}) = \sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{J_j}.\delta(\vec{r'} - \vec{r_j}) \tag{3.19}$$

Ici, l'indice *j* est utilisé pour repérer les points de source, r_j étant la position de la source élémentaire *j* parmi N_S sources élémentaires, *r'* la position de source de l'excitation initiale et $J_j\ (r_j)$ la densité de courant de source élémentaire (A/m^2). A partir de l'équation 3.18 et l'équation 3.19, nous obtenons :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \iiint_V \left[\sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{J_j}.\delta(\vec{r'} - \vec{r_j}) \right].G(\vec{r} - \vec{r'})dv' = \iiint_V \left[\sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{J_j}.\delta(\vec{r'} - \vec{r_j}).G(\vec{r} - \vec{r_j}) \right]dv'$$

$$\rightarrow \vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4.\pi} \sum_{j=1}^{N_S} \frac{e^{-jkR_j}}{R_j} . \iiint_V \overrightarrow{J_j}.\delta(\vec{r'} - \vec{r_j})dv'$$

$$\rightarrow \quad \vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4.\pi} \sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{S_j} . \frac{e^{-jkR_j}}{R_j} \tag{3.20}$$

où $\iiint_V \overrightarrow{J_j}.\delta(\vec{r'} - \vec{r_j})dv' = \overrightarrow{S_j}$, et $R_j = \left\| \vec{r} - \vec{r}_j \right\|$ est la distance entre le point de l'observation et le point de source élémentaire *j*.

Dans l'équation 3.20, S_j (A.m) correspond à l'intégration de la densité de courant $J_j\,(r_j)$ sur un volume élémentaire *dv* et présente trois composants de source élémentaire Sx_j, Sy_j, et Sz_j sur les 3 axes *x, y,* et *z*.

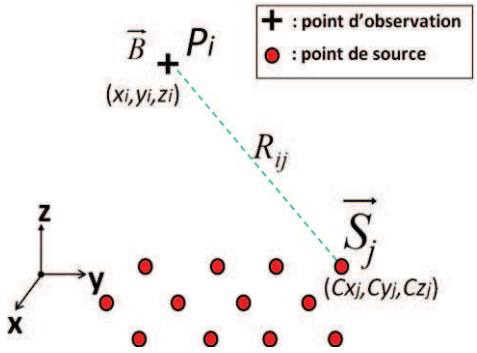


Figure 3.33 Distribution des points de sources (sources de courants) et des points d'observation (mesure du champ magnétique rayonné)

En coordonnée cartésienne, le vecteur potentiel magnétique au point d'observation r_i peut s'exprimer sous la forme suivant :

$$\vec{A}(\vec{r_i}) = \begin{vmatrix} \frac{\mu}{4.\pi} \sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{S_{xj}} . \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \\ \frac{\mu}{4.\pi} \sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{S_{yj}} . \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \\ \frac{\mu}{4.\pi} \sum_{j=1}^{N_S} \overrightarrow{S_{zj}} . \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_x(\vec{r_i}) \\ A_y(\vec{r_i}) \\ A_z(\vec{r_i}) \end{vmatrix} \tag{3.21}$$

où R_{ij} est la distance entre le point d'observation *i* et le point de source *j* comme indiqué dans la figure 3.33.

Avec $\overrightarrow{R_{ij}} = \vec{r_i} - \vec{r_j} = \begin{vmatrix} x_i - C_{xj} \\ y_i - C_{yj} \\ z_i - C_{zj} \end{vmatrix}$, $\left\| \vec{R}_{ij} \right\| = R_{ij} = \sqrt{(x_i - C_{xj})^2 + (y_i - C_{yj})^2 + (z_i - C_{zj})^2}$

x_i, y_i, z_i : coordonnées des points d'observation P_i

C_{xj}, C_{yj}, C_{zj} : coordonnées des points de sources S_j

Pour l'ensemble des N_p points points d'observation, le champ induit à chaque point d'observation est la superposition du rayonnement de tous les points de source. En conséquence, la formulation DPSM peut s'exprimer sous forme de relation matricielle.

Le vecteur potentielle magnétique $\vec{A}(\vec{r_i})$, se décompose selon ses trois composantes : $\vec{A_x}(\vec{r_i}), \vec{A_y}(\vec{r_i}), \vec{A_z}(\vec{r_i})$. La distribution spatiale des composantes selon x du vecteur potentiel magnétique A, défini en tous les points d'observation, est regroupée sous forme lexicographique dans le vecteur $\vec{\mathbf{A_x}}$:

$$\vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{x}} = \frac{\mu}{4.\pi} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{e^{-jkR_{11}}}{R_{11}} & \cdots & \cdots & \frac{e^{-jkR_{1Ns}}}{R_{1Ns}} \\ \cdots & & & \cdots \\ \cdots & & & \\ \frac{e^{-jkR_{Np1}}}{R_{Np1}} & \cdots & \cdots & \frac{e^{-jkR_{NpNs}}}{R_{NpNs}} \end{bmatrix}}_{NpxNs} . \underbrace{\begin{bmatrix} \vec{S}_{x1} \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \vec{S}_{xNs} \end{bmatrix}}_{Nsx1} \Leftrightarrow \vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{x}} = [\mathbf{W_{xx}}].\vec{\mathbf{S}}_{\mathbf{x}} \tag{3.22}$$

Les composantes $\vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{y}}, \vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{z}}$ étant obtenues par des relations similaires qui ne seront pas détaillées ici.

Ensuite, nous obtenons l'expression de la distribution du vecteur potentiel magnétique sous la forme suivant :

$$\vec{\mathbf{A}} = \begin{vmatrix} \vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{x}} \\ \vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{y}} \\ \vec{\mathbf{A}}_{\mathbf{z}} \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W_{xx}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W_{yy}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W_{zz}} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{S}}_{\mathbf{x}} \\ \vec{\mathbf{S}}_{\mathbf{y}} \\ \vec{\mathbf{S}}_{\mathbf{z}} \end{bmatrix} = [\mathbf{W}].\vec{\mathbf{S}} \tag{3.23}$$

Nous pouvons alors calculer l'induction magnétique au point d'observation P_i, selon la définition du vecteur potentiel magnétique $\overrightarrow{B(P_i)} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A}$,

Au point d'observation $P_i\,(x_i, y_i, z_i)$, nous pouvons écrire d'après l'équation 3.21 :

$$\frac{\partial A_x}{\partial y} = \frac{\mu}{4.\pi} . \sum_{j=1}^{N_S} S_{xj} \frac{\partial \left(\frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \right)}{\partial y} = \frac{\mu}{4.\pi} . \sum_{j=1}^{N_S} S_{xj} . \frac{\partial \left(\frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \right)}{\partial R_{ij}} . \frac{\partial R_{ij}}{\partial y}$$

$$\frac{\partial A_x}{\partial y} = \frac{\mu}{4.\pi} . \sum_{j=1}^{N_S} S_{xj} . \left[\frac{(-j.k).e^{-jkR_{ij}} .R_{ij} - e^{-jkR_{ij}}}{{R_{ij}}^2} \right] . \left(\frac{y_i - C_{yj}}{R_{ij}} \right)$$

$$\rightarrow \quad = \frac{\mu}{4.\pi} . \sum_{j=1}^{N_S} S_{xj} . \left[\frac{1}{{R_{ij}}^2} . \frac{-(1 + j.k.R_{ij}).(y_i - C_{yj}).e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \right] = \frac{\mu}{4.\pi} . \sum_{j=1}^{N_S} \alpha_{ij} .S_{xj} .(y_i - C_{yj})$$

$$\text{avec } \alpha_{ij} = \frac{-e^{-jkR_{ij}}}{{R_{ij}}^2} .(\frac{1}{R_{ij}} + j.k) \tag{3.24}$$

De la même façon, les dérivées partielles des autres composantes du vecteur potentiel magnétique peuvent être obtenues en fonction de x_i, y_i, et z_i.

$$\frac{\partial A_x}{\partial y}=\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{xj}.(y_i-C_{yj}) \qquad \frac{\partial A_x}{\partial z}=\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{xj}.(z_i-C_{zj}) \tag{3.25}$$

$$\frac{\partial A_y}{\partial x}=\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{yj}.(x_i-C_{xj}) \qquad \frac{\partial A_y}{\partial z}=\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{yj}.(z_i-C_{zj}) \tag{3.26}$$

$$\frac{\partial A_z}{\partial x}=\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{zj}.(x_i-C_{xj}) \qquad \frac{\partial A_z}{\partial y}=\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{zj}.(y_i-C_{yj}) \tag{3.27}$$

Enfin, nous obtenons la formulation de l'induction magnétique B au point d'observation P_i induit par le rayonnement de Ns sources élémentaires.

$$\vec{B}(P_i)=\begin{vmatrix}B_x(P_i)\\B_y(P_i)\\B_z(P_i)\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{zj}.(y_i-C_{yj})-\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{yj}.(z_i-C_{zj})\\\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{xj}.(z_i-C_{zj})-\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{zj}.(x_i-C_{xj})\\\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{yj}.(x_i-C_{xj})-\frac{\mu}{4.\pi}.\sum_{j=1}^{N_S}\alpha_{ij}.S_{xj}.(y_i-C_{yj})\end{vmatrix} \tag{3.28}$$

$$\vec{B}(P_i)=\begin{vmatrix}B_x(P_i)\\B_y(P_i)\\B_z(P_i)\end{vmatrix}=\sum_{j=1}^{Ns}\begin{vmatrix}\frac{\mu.\alpha_{ij}}{4.\pi}.\left(-(z_i-C_{zj}).S_{yj}+(y_i-C_{yi}).S_{zj}\right)\\\frac{\mu.\alpha_{ij}}{4.\pi}.\left((z_i-C_{zj}).S_{xj}-(x_i-C_{xi}).S_{zj}\right)\\\frac{\mu.\alpha_{ij}}{4.\pi}.\left(-(y_i-C_{yj}).S_{xj}+(x_i-C_{xj}).S_{yj}\right)\end{vmatrix} \tag{3.29}$$

La formulation de $\vec{B}$ s'écrit sous forme matricielle de la façon suivante pour N_P point d'observation :

$$\vec{\mathbf{B}}=\begin{vmatrix}\overrightarrow{\mathbf{B_x}}\\\overrightarrow{\mathbf{B_y}}\\\overrightarrow{\mathbf{B_z}}\end{vmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{0}&\mathbf{M_{zy}}&\mathbf{M_{yz}}\\\mathbf{M_{zx}}&\mathbf{0}&\mathbf{M_{xz}}\\\mathbf{M_{yx}}&\mathbf{M_{xy}}&\mathbf{0}\end{bmatrix}}_{\mathbf{M}}.\underbrace{\begin{bmatrix}\overrightarrow{\mathbf{S_x}}\\\overrightarrow{\mathbf{S_y}}\\\overrightarrow{\mathbf{S_z}}\end{bmatrix}}_{\mathbf{S}}=\mathbf{M}.\vec{\mathbf{S}} \tag{3.30}$$

où $\mathbf{M}_{\xi\ddot{\xi}}$ est une matrice $[N_p \times N_s]$, dont les indice $\xi, \ddot{\xi}$ représentent respectivement l'axe de la dérivation et l'orientation des composantes de source élémentaires, la taille de la matrice $\mathbf{M}$: $[3.N_p \times 3.N_s]$, $\mathbf{S}$: $[3.N_s \times 1]$, et $\mathbf{B}$ **:** $[3.N_p \times 1]$.

Il est intéressant de remarquer que dans le cas statique ($\omega = 0, \alpha = \frac{1}{R_{ij}^{\ 3}}$), et pour un seul point d'observation (P_i) sous l'influence du rayonnement d'un point de source (S_j), la formule 3.29 se simplifie de la façon suivante :

$$\overrightarrow{B_j}(P_i)=\begin{vmatrix}B_x(P_i)\\B_y(P_i)\\B_z(P_i)\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\frac{\mu}{4.\pi.R_{ij}^{\ 3}}.\left(-(z_i-C_{zj}).S_{yj}+(y_i-C_{yj}).S_{zj}\right)\\\frac{\mu}{4.\pi.R_{ij}^{\ 3}}.\left((z_i-C_{zj}).S_{xj}-(x_i-C_{xj}).S_{zj}\right)\\\frac{\mu}{4.\pi.R_{ij}^{\ 3}}.\left(-(y_i-C_{yj}).S_{xj}+(x_i-C_{xj}).S_{yj}\right)\end{vmatrix}=\frac{\mu}{4.\pi.R_{ij}^{\ 3}}.\overrightarrow{S_j}\wedge\vec{R}$$

$S_j = I.dl$ étant la circulation de courant sur une longueur élémentaire de courant (dl), nous supposons donc que les sources élémentaires portent l'amplitude ($I.dl$) aux coordonnées (C_{xj}, C_{yj}, C_{yj}). Il vient alors

$$\rightarrow \quad \overrightarrow{B_j}(P_i) = \frac{\mu}{4.\pi.R_{ij}^{\,3}}.I.\overrightarrow{dl} \wedge \overrightarrow{R_{ij}} \tag{3.31}$$

qui est la loi de Biot et Savart.

Dans la suite, nous exploitons le formalisme DPSM pour modéliser le champ rayonné par une distribution de courant surfacique, en vue de la résolution du problème inverse.

3.3. Modélisation DPSM des interactions entre un courant de surface et le champ magnétique rayonné. Analyse des problèmes direct et inverse

3.3.1. Modélisation du problème direct

Dans cette étude, nous considérons le cas élémentaire de la modélisation du champ magnétique rayonné par la distribution d'un courant de surface circulant dans un conducteur « fin » (piste conductrice), et orienté selon un seul axe, tel que représenté à la figure 3.34.

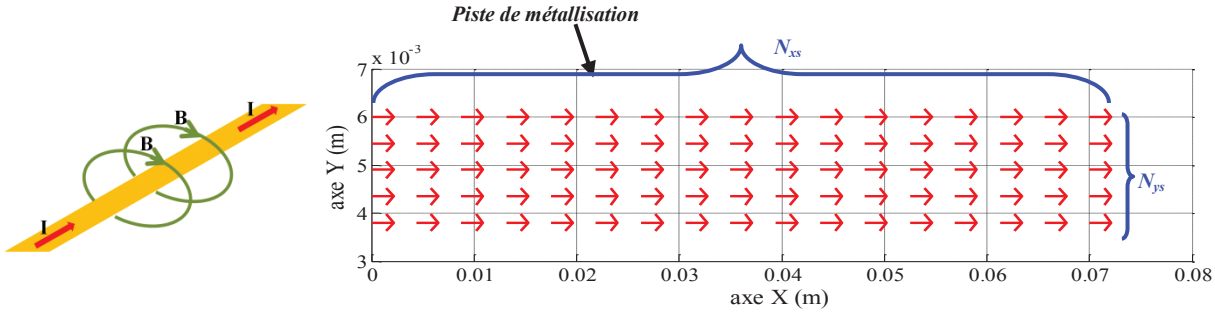
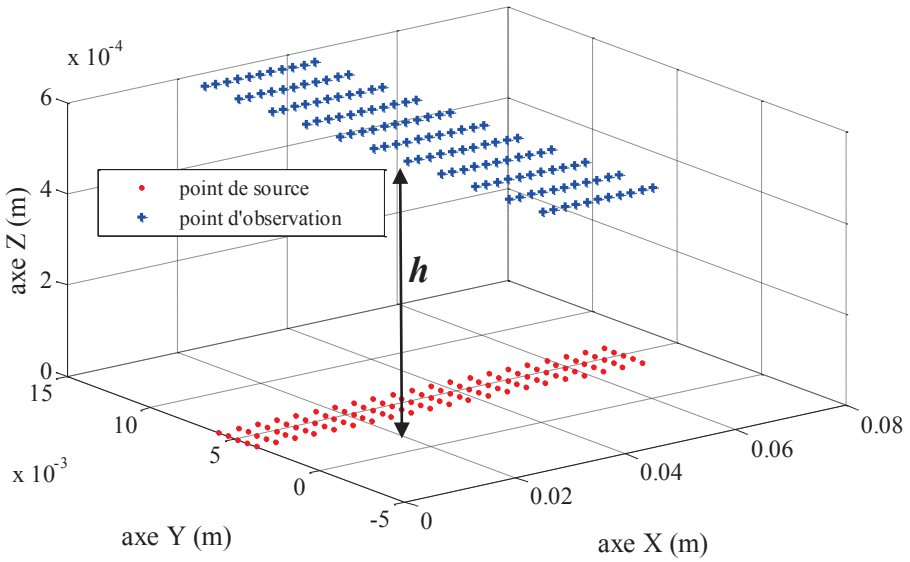
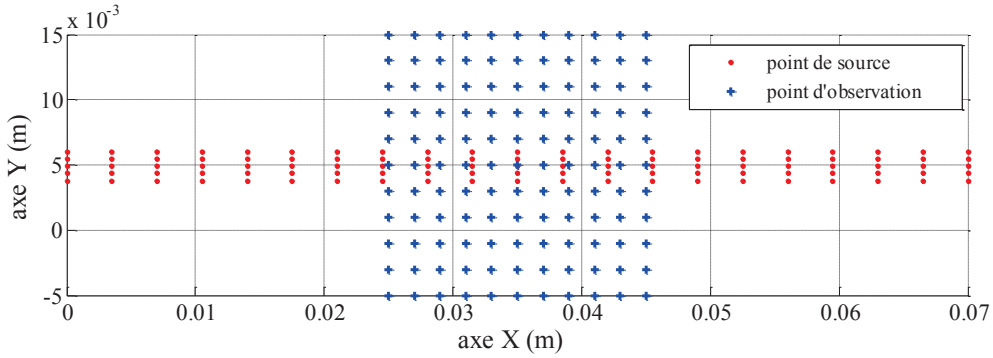


Figure 3.34 Discrétisation du plan de source sur la piste conductrice



(a)



(b)

Figure 3.35 Maillage du problème direct en 3-D **(a)**, représentation dans le plan OXY **(b)**

La piste conductrice est considérée comme de faible épaisseur (35µm) devant les autres dimensions du problème traité (longueur supposée infinie et largeur de piste 2 mm). Elle est parcourue par un courant continu d'amplitude 9 A. La conductivité électrique de la piste est supposée homogène, ce qui sous entend que nous négligeons dans un premier temps la variation de température entre le centre de la métallisation et les bords. Dans ces conditions, la distribution de courant sur la piste est supposée homogène sur toute la surface de la métallisation de la piste.

Pour implanter le modèle direct, c'est-à-dire exprimer la valeur du champ magnétique en des points d'observation prédéterminés, nous discrétisons la piste conductrice par des sources selon la méthode DPSM décrite dans la figure 3.34. Nous considérons alors que le problème est correctement décrit par un ensemble de sources de courants circulant « dans l'air », c'est-à-dire que nous négligeons le problème de l'interface conducteur / air dans ce cas. Nous construisons ainsi un plan de source en forme de rectangle à l'altitude $z = 0$. La longueur selon l'axe x (7 cm) du plan de source est considérablement plus grande que sa largeur (2 mm). Le nombre de point de source selon l'axe x est $N_{xs} = 281$ points, et selon l'axe y, $N_{ys} = 9$ points, de sorte que nous obtenons un nombre total de points de source $N_s = N_{xs}.N_{ys} = 2529$. Ces sources de courant dans la piste de métallisation sont décrites par les flèches rouges sur la figure 3.34, la longueur de la flèche dans chaque point de source (S_j) correspondant à une circulation de courant I_j élémentaire sur une longueur, $dx = Lx/N_{xs}$. Le courant élémentaire (I_j) est le courant distribué sur la largeur de la piste en fonction du nombre de point de source en selon l'axe y. Ainsi, le courant élémentaire $I_j = I_{total}/(N_{ys})$ vaut 1 A pour chaque point de source.

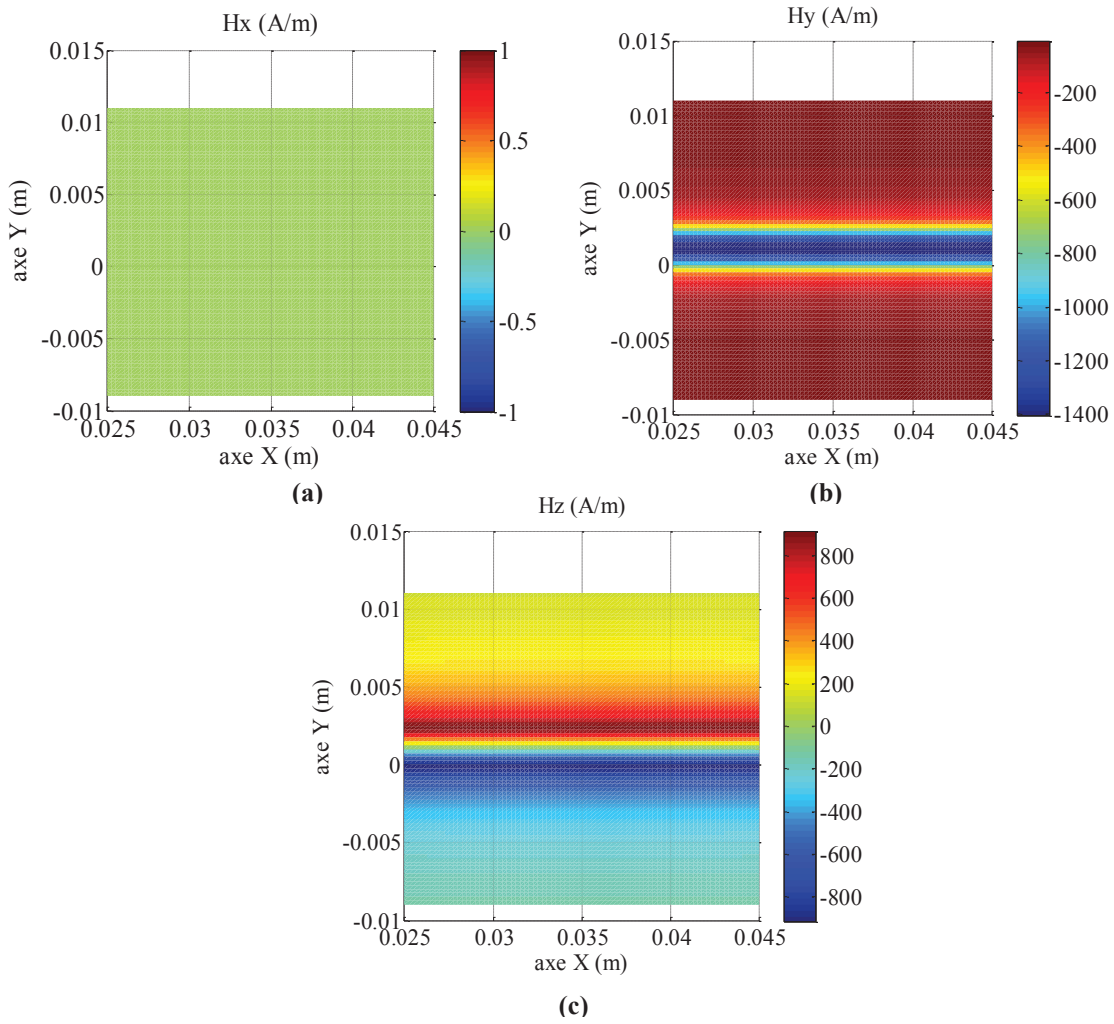


Figure 3.36 Champ magnétique induit sur le plan d'observation, composante H_x selon l'axe x **(a)**, H_y selon l'axe y **(b)**, et H_z selon l'axe z **(c)**

La géométrie du maillage est décrite sur les figures 3.35.a et 3.35.b. Le plan d'observation est situé à une hauteur h = 570 µm de la piste, il s'agit d'un plan carré de dimension 2×2 cm^2 et avec un nombre de point d'observation sur les deux axes x et y, $N_x = N_y = 81$. Nous obtenons donc $N_p = N_x.N_y = 6561$ points d'observation. Grâce à la formulation DPSM décrite dans l'équation 3.30, nous calculons le champ induit à chaque point d'observation. Les composantes de champ magnétique H_x, H_y, et H_z sont représentées dans les figures 3.36.a, 3.36.b et 3.36.c. Nous effectuons ensuite l'inversion afin d'estimer la distribution de courant dans ces conditions simplifiées.

3.3.2. Résultat de l'inversion de champ magnétique et discussion

Pour simplifier le problème, nous allons estimer la distribution de surface de courant dans la piste conductrice à partir de seulement deux composantes de l'induction magnétique (B_x et B_y). Dans ce cas, l'expression de l'induction magnétique dans la formulation (3.30) devient :

$$\vec{\mathbf{B}} = \begin{vmatrix} \overrightarrow{\mathbf{B_x}} \\ \overrightarrow{\mathbf{B_y}} \end{vmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{M_{zy}} \\ \mathbf{M_{zx}} & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} . \underbrace{\begin{bmatrix} \overrightarrow{\mathbf{S_x}} \\ \overrightarrow{\mathbf{S_y}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}} \tag{3.32}$$

D'après la formulation 3.32, $\mathbf{M_{zy}}$, $\mathbf{M_{zx}}$ sont les matrices dont les éléments m_1 et m_2 s'écrivent :

$$m_1(i,j) = \frac{\alpha_{ij}.\mu}{4.\pi}.\left[-(z_i - Cz_j)\right] = -m_2(i,j) \tag{3.33}$$

Les matrices $\mathbf{M_{zy}}$, $\mathbf{M_{zx}}$, ont donc pour dimension $N_p \times N_s$, l'indice i représentant le point d'observation et l'indice j le point de source. Nous allons réaliser dans un premier temps l'inversion du modèle DPSM avec la géométrie de maillage décrite dans les figures 3.35.a et 3.35.b du problème direct. Le problème de l'estimation de la distribution des courants dans la piste conductrice consiste à retrouver les sources de courant S_j (A.m) à partir de la mesure des composantes de l'induction magnétique.

A partir du modèle discrétisé présenté précédemment, cela revient à inverser la relation 3.32 en exploitant les données de champ magnétique obtenues dans la figure 3.36.

Pour ce faire, nous procédons à l'aide du pseudo-inverse de Moore-Penrose [PENROSE_55]. Nous décomposons **M** en valeurs singulières et ne conservons que les valeurs supérieures à un seuil de tolérance λ tel que :

$$\lambda = \max(2.Ns, 2.Np).\|\mathbf{M}\|.\rho \tag{3.34}$$

où ρ présente la résolution de calcul du calculateur utilisé. L'erreur quadratique relative (EQR) de l'estimation de source de courant est calculée en % de la façon suivante :

$$\varepsilon = \frac{\left\|\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S}\right\|^2}{\|\mathbf{S}\|^2} \tag{3.35}$$

où $\hat{\mathbf{S}}$ est le vecteur de source de courant estimé, et S le vecteur de source de courant initial dans le problème direct. Le résultat de l'inversion avec le même maillage que celui utilisé dans le problème direct est présenté dans la figure 3.37. Elle montre la distribution du module de la composante selon x du courant I_j (A) obtenu par l'inversion du modèle DPSM. L'EQR de cette estimation est de l'ordre de 2.10^{-5} %. Cette erreur dépend du conditionnement de la matrice de l'inversion **M** étant le rapport entre la valeur singulière maximale et la valeur singulière minimale de la matrice **M**.

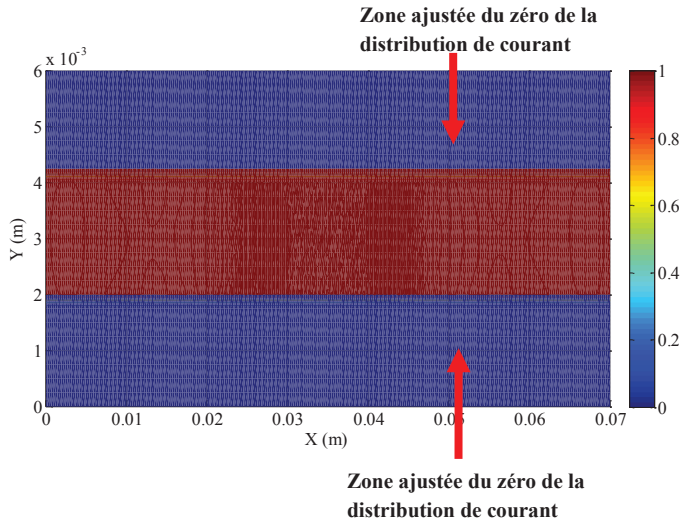


Figure 3.37 Module de la distribution selon x du courant I_j (A) sur la surface de métallisation de la piste

Nous avons fixé à la figure 3.37 un courant nul hors de la zone de source (rectangle 2cm × 7cm) de la piste de métallisation pour faire apparaître plus clairement l'affichage des résultats de l'inversion.

La mise en œuvre de l'inversion dans ce cas simplifié donne donc d'excellents résultats d'estimation du courant à partir du champ rayonné. Cependant, dans le cas réel, de nombreuses sources d'erreur viennent perturber la résolution, dans la mesure où la cartographie de champ magnétique n'est pas issue du modèle lui-même, mais de l'observation expérimentale. En premier lieu, nous pouvons considérer les sources d'erreur inhérentes à la méthode elle – même, principalement liées à la discrétisation du modèle. Par ailleurs, d'autre sources d'erreur liées à la mise œuvre expérimentale, s'ajoutent également. Parmi celles-ci, citons en premier lieu l'incertitude de positionnement des sources actives vis-à-vis des points d'observations, ou encore l'influence de la géométrie du capteur de champ magnétique (non ponctuel), qui affectent la résolution du problème inverse. En effet, en règle générale, la disposition spatiale des sources actives est inconnue. Pour illustrer l'influence de cette méconnaissance, nous résolvons le problème inverse avec un maillage des sources actives différent de celui qui a été utilisé pour générer la cartographie de champ magnétique (figure 3.38). Ce maillage se compose de deux plans, un plan de source (point rouge) et un plan d'observation (point bleu), la distance entre les deux plans est de 570 µm. La discrétisation du maillage du plan de source et du plan d'observation sont de même taille 15mm×15mm, correspondant à une discrétisation de 61×61 points selon les axes x et y.

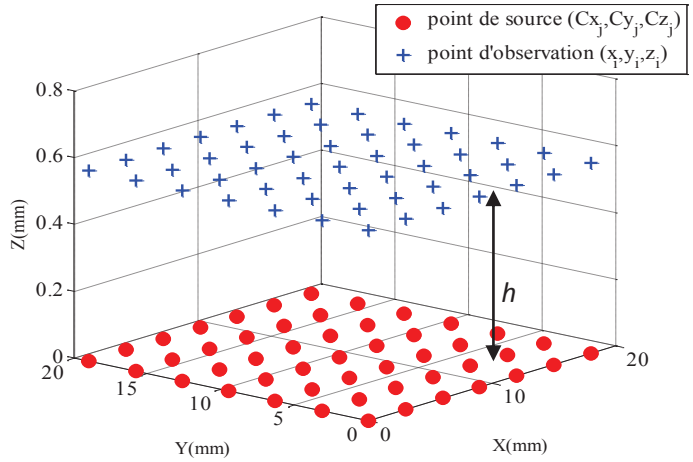
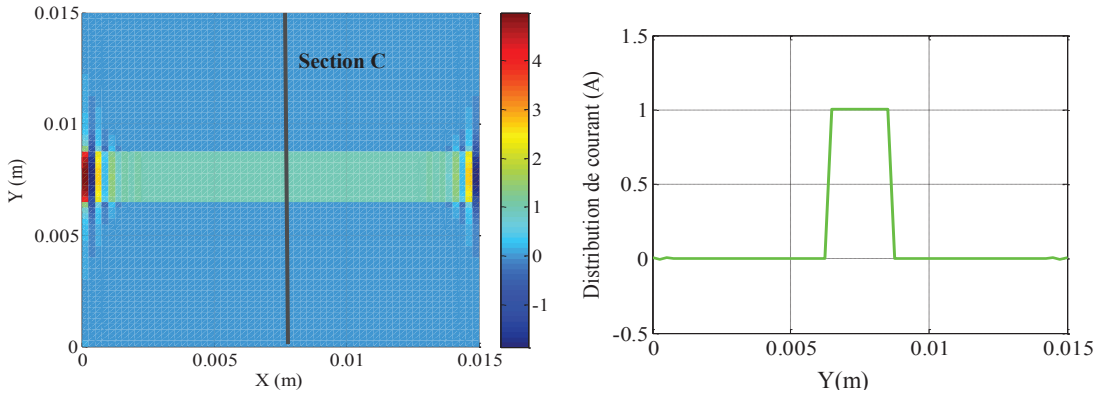


Figure 3.38 Discrétisation DPSM sans préjugé sur la géométrie des sources

En utilisant la même méthodologie que celle décrite ci-dessus, nous obtenons par l'inversion du modèle DPSM le module de la distribution de courant I_j (A) sur le plan de source (figure 3.39.a) à partir du champ magnétique obtenu de façon idéale par la méthode directe. Nous constatons des bruits d'estimation, effets de bord, sur les bords du domaine maillé.



(a) **(b)**

Figure 3.39 Module de la distribution de courant I_j (A) sur le plan de source **(a)**, et sur la section C **(b)** pour un champ magnétique calculé par la méthode directe

La figure 3.39.b présente l'image de la distribution de courant I_j sur une section C, localisée au milieu du plan de source. Cette distribution est comparée à celle utilisée initialement pour générer la cartographie de champ magnétique. Les résultats de la comparaison sont donné à la figure 3.40. Les deux courbes sont quasiment confondues, l'EQR estimée est de l'ordre de $8{,}7.10^{-3}$ % selon l'expression 3.35. On constate donc que l'erreur de maillage est négligeable dès lors que l'on s'écarte suffisamment des « extrémités » de l'espace de travail.

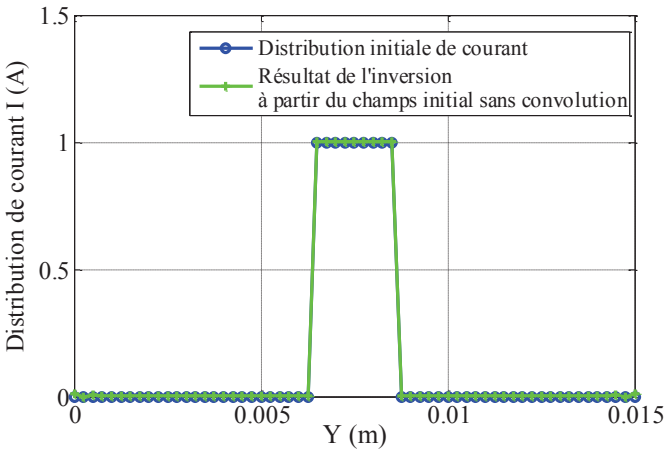
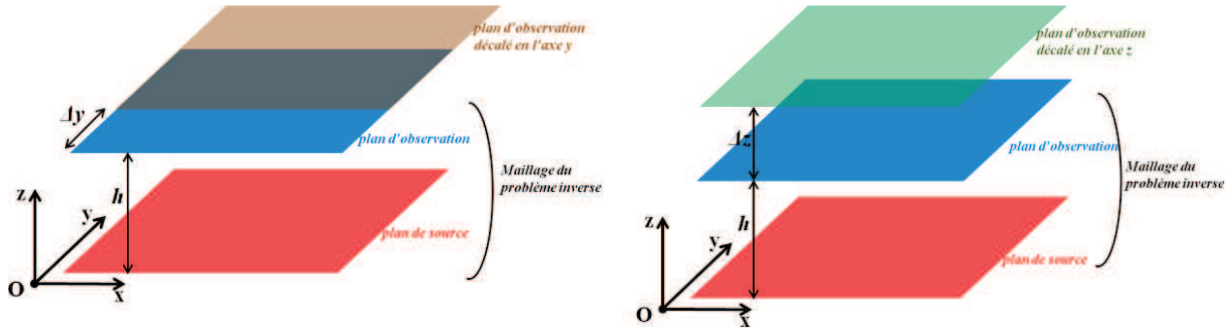


Figure 3.40 Comparaison entre le résultat de la distribution de courant obtenue par l'inversion sans a priori sur la géométrie de la source et celle fixée dans le problème direct

Par la suite, nous allons chercher à étudier l'influence de quelques erreurs probables concernant la mesure du champ magnétique et pouvant influencer les résultats de l'inversion. Parmi les différentes sources d'erreur possibles, nous étudions en premier lieu l'influence d'un écart entre la hauteur du plan d'observation où l'on effectue la mesure de la composante H_x et celle du plan d'observation où l'on effectue la mesure de la composante B_y de la distribution du champ magnétique. Cette étude se justifie par le fait qu'en pratique, nous utiliserons des capteurs de champ uni-axiaux pour effectuer la cartographie de champ selon x puis selon y.

3.3.3. Influence de la méconnaissance de la position du plan d'observation de H_y

Avec le système de mesure de la cartographie du champ magnétique utilisé, le montage successif des capteurs magnétiques sensibles à H_x et H_y va provoquer un décalage des plans de mesure du champ magnétique selon ses deux composantes. Nous nous allons focaliser sur deux aspects de l'erreur de décalage possible, le décalage selon l'axe y et le décalage selon l'axe z du plan d'observation de la composante H_y par rapport de la position du ce plan utilisé dans le maillage du problème inverse, figure 3.41. La valeur du décalage dans les deux directions y et z est estimée en fonction de l'erreur de positionnement du système expérimental décrit dans le chapitre 2.



(a) **(b)**

Figure 3.41 Décalage du plan d'observation en l'axe y **(a)** et en l'axe z **(b)** par rapport au plan d'observation du maillage de problème inverse.

Le positionnement du plan d'observation varie de 0 µm jusqu'à 250 µm au dessus de la surface de métallisation avec un pas de variation de 10 µm. La figure 3.42 ci-dessous présente l'évolution de l'EQR de la distribution éléments de courant I_j, estimée par rapport à la distribution de courant issue du modèle direct et présenté figure 3.40.

Ainsi, pour un décalage selon l'axe y du plan de la mesure des composantes H_y de l'ordre de 250 µm, nous obtenons une EQR maximale d'environ 22%. En réalité, le décalage de la position est inférieur à 100 µm ce qui représente environ 5-6 fois le pas de déplacement du robot. Dans ce cas, l'EQR est inférieure à 5%, ce qui est acceptable dans cette première étape où les capteurs à effet Hall utilisés ne nous permettent de ne mesurer seulement qu'une seule composante de champ magnétique (H_x ou H_y).

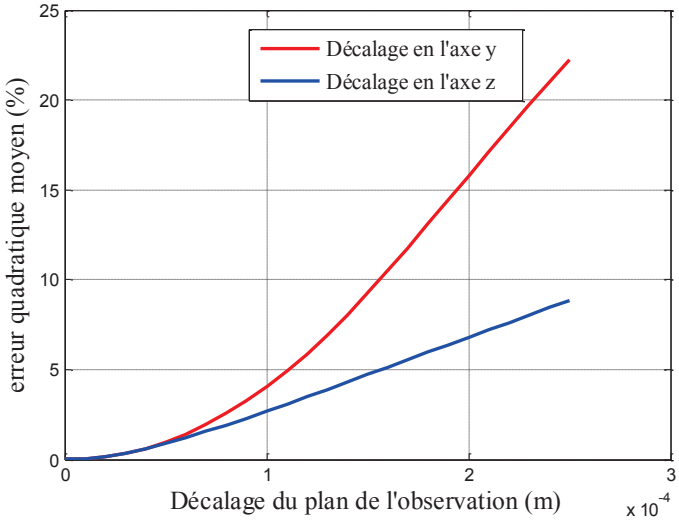


Figure 3.42 Erreur quadratique relative en fonction du décalage selon l'axe y du plan d'observation

3.3.4. Modélisation des erreurs expérimentales dans l'estimation du courant de surface liées à la résolution spatiale du capteur magnétique

Pour évaluer l'influence des dimensions non nulles du capteur sur les données mesurées, nous considérons que le capteur de champ réalise une mesure moyennée sur toute sa surface active, plutôt qu'une mesure ponctuelle. Cet effet « moyenneur » peut être modélisé par une opération de convolution bidimensionnelle entre la cartographie de champ magnétique réelle **H** (qui serait mesurée par un capteur ponctuel) et un masque de convolution **A** ayant pour dimensions les dimensions de la surface active du capteur. La cartographie de champ « mesurée », notée $\mathbf{H_{conv}}$ serait alors exprimée par :

$$H_{conv}(n_1,n_2) = \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty}\sum_{k_2=-\infty}^{+\infty} A(k_1,k_2).H(n_1-k_1,n_2-k_2) \tag{3.36}$$

où les dimensions de la matrice **A** est ($m_a \times n_a$), la dimension de matrice **H** est ($m_b \times n_b$), et la dimension de matrice $\mathbf{H_{conv}}$ est ((m_a+m_b-1)×(n_a+n_b-1)).

La matrice **A** va être sélectionnée selon la taille de la surface active du capteur d'induction magnétique. Le champ magnétique idéal obtenu présenté dans la figure 3.36.b est défini comme le champ mesuré par un capteur idéal de taille infiniment petite.

Ici, pour simplifier le problème de l'influence de la résolution du capteur, nous supposons que le capteur réel (la surface active du capteur étant carrée) va calculer le champ mesuré comme la moyenne des valeurs de champ magnétique des points autour d'un point considéré à partir de la cartographie des champs magnétique mesuré par un capteur ponctuel et la surface active du capteur est carrée. La matrice **A** est une matrice carré, $m_a = n_a = n$, la valeur de chaque élément de la matrice **A**, A(i,j) = $1/(n^2)$, par exemple :

Matrice **A** de dimension $n \times n$: $\mathbf{A} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{n^2} & \cdots & \frac{1}{n^2} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{1}{n^2} & \cdots & \frac{1}{n^2} \end{bmatrix}}_{n \times n}$

Pourtant, à cause des effets du bord, les éléments situés sur les lignes de 1 à (n-1) et de (m_b+1) à ($n+m_b$-1), ainsi que sur la colonne de 1 à (n-1) et de (n_b+1) à ($n+n_b$ -1) de la matrice $\mathbf{H_{conv}}$, le calcul effectué par Matlab a attribué des valeurs zéros dans le résultat du produit de convolution avec la matrice **H**. Normalement, dans ces calculs si la valeur non zéro de la matrice **H** est plus grande beaucoup de zéro, il va provoquer les points anormaux sur les lignes et les colonnes au bord de la marice $\mathbf{H_{conv}}$, (variation de gradient de champs magnétique autours ces point devient brusque). C'est la raison pour laquelle, nous allons tirer une zone milieu de la matrice $\mathbf{H_{conv}}$ de la dimension suffisante grande pour éviter l'effet de bord de la convolution lors que nous augmentons de plus en plus la dimension de la matrice carré, **A** qui présentant la taille de la surface active du capteur utilisé. C'est pourquoi, la taille de la matrice $\mathbf{H_{conv}}$ est 51×51 points qui corresponds à la dimension de 15mm×15mm du plan de l'observation.

Dans cette étude, l'inversion du problème n'utilise que les seules composantes H_x et H_y de champ magnétique. Dans cette partie de modélisation, il n'y a pas de problème de bruit sur les signaux de champ mesurés, et nous allons réaliser la convolution sur la seule composante H_y de champ magnétique pour voir l'effet de la résolution du capteur sur les résultats de l'inversion. La dimension de la matrice **A** dépendra de la résolution du capteur modélisé, elle sera de dimension (1×1) pour un capteur idéal ponctuel, de dimension (3×3) pour un capteur de surface (0,25mm×0,25mm), de dimension (5×5) pour un capteur de surface (1,25 mm×1,25mm), et ainsi de suite, les surfaces (1,75 mm×1,75mm) (2,5 mm×2,5mm) étant également évaluées.

La figure 3.43 présente une image des composantes H_y (A/m) de champ magnétique, avant la convolution (correspondant au cas idéal d'un capteur ponctuel) à la figure 3.43.a, et après convolution aux figures 3.43.b, 3.43.c, 3.43.d, 3.43.e et 3.43.f pour les différentes résolution de capteurs modélisées ici et correspondant aux matrices A de la dimension ($n \times n$) avec respectivement n = 3, 5, 9, 13, et 17.

La figure 3.43.f nous montre clairement l'effet de la résolution du capteur sur les résultats de l'estimation du courant dans la piste métallisée. Sur la composante H_y nous notons un effet important de moyennage du champ magnétique, avec une réduction de l'amplitude et un étalement du champ lorsque la surface du capteur augmente.

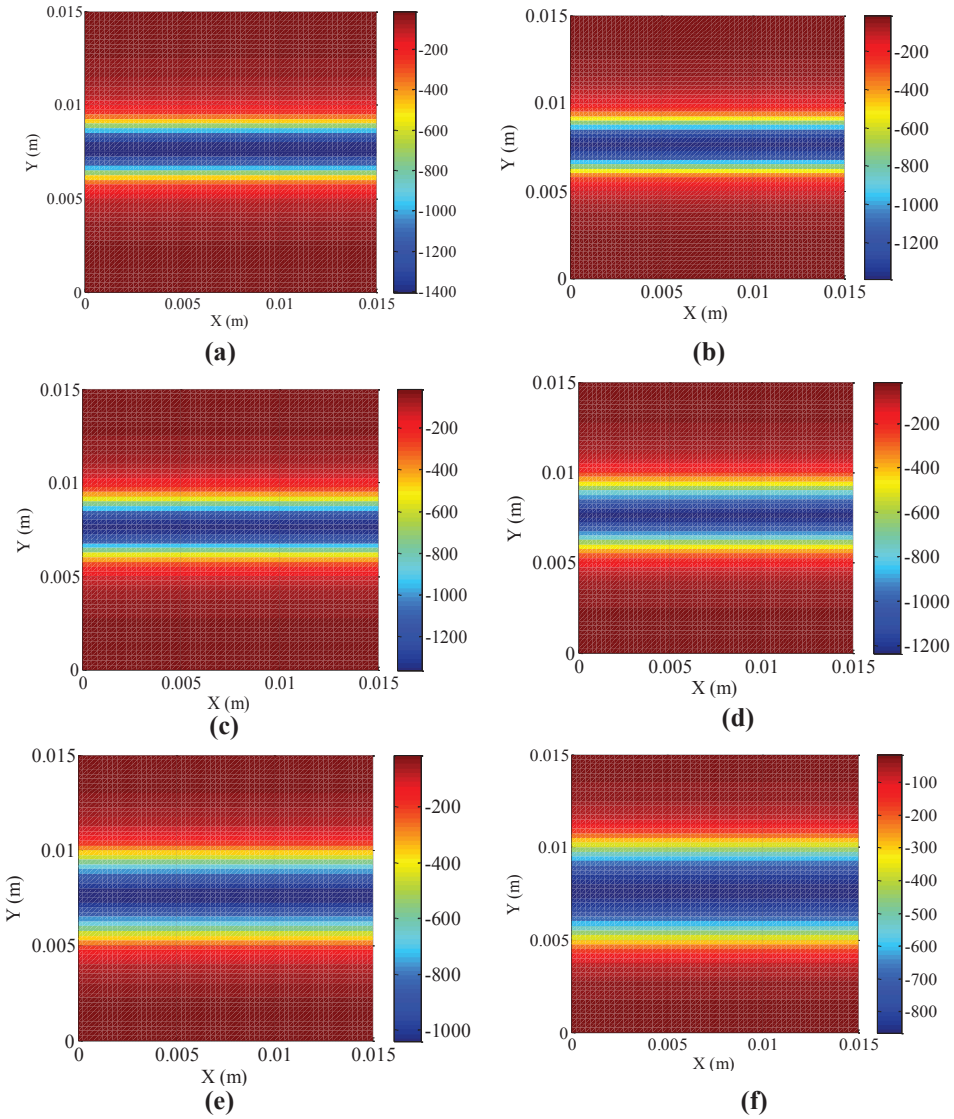


Figure 3.43 Image de la composante H_y du champ magnétique avant la convolution **(a)**, et après produit de convolution **(b)**, **(c)**, **(d)**, **(e)**, et **(f)** modélisant l'augmentation de la surface active du capteur de champ

Ensuite, à partir des composantes de champ magnétique simulées et convoluées par les différents masques de convolution considérés, nous estimons la distribution de courant en utilisant la même méthode d'estimation que celle utilisée ci-dessus. La figure 3.44 montre la distribution de courant estimée sur la section C (figure 3.39.a) correspondant aux différences valeurs de dimension de la matrice A dans l'opération de convolution.

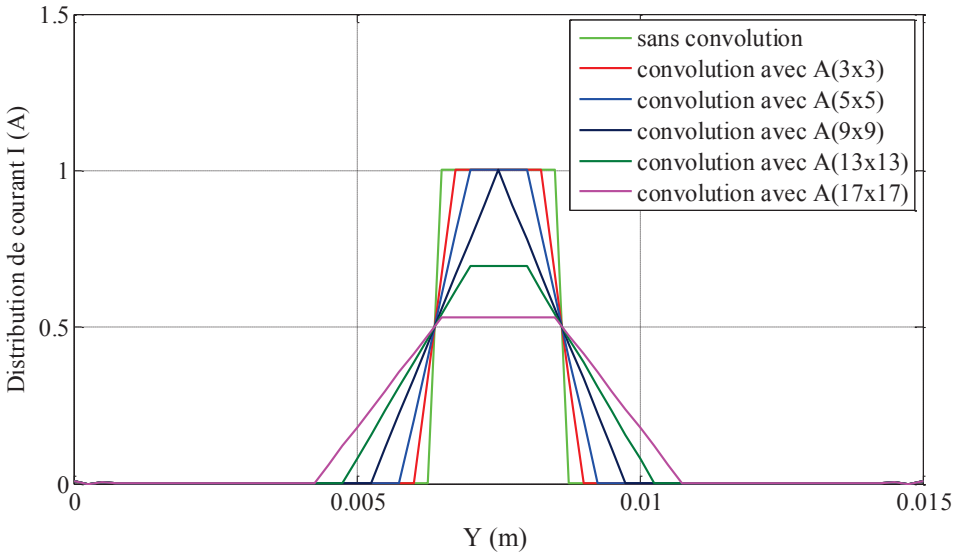


Figure 3.44 Distribution de courant I_j sur la section C correspondant aux différences niveaux de la convolution du champ magnétique

Il est clair qu'une augmentation de la dimension de la matrice A provoque une diminution de la résolution spatiale du capteur magnétique utilisé, et par suite, une détérioration de l'estimation du courant, comme le montre les résultats de la figure 3.44. L'effet majeur est une surestimation de la largeur de la piste de métallisation. En revanche, nous constatons que la somme des courants estimés est indépendante de la dimension de la matrice A, et donc indépendante de la résolution du capteur.

3.4. Modélisation de l'erreur de l'estimation de courant surface à partir de l'inversion de champ magnétique induit par une structure de trois dimensions 3D

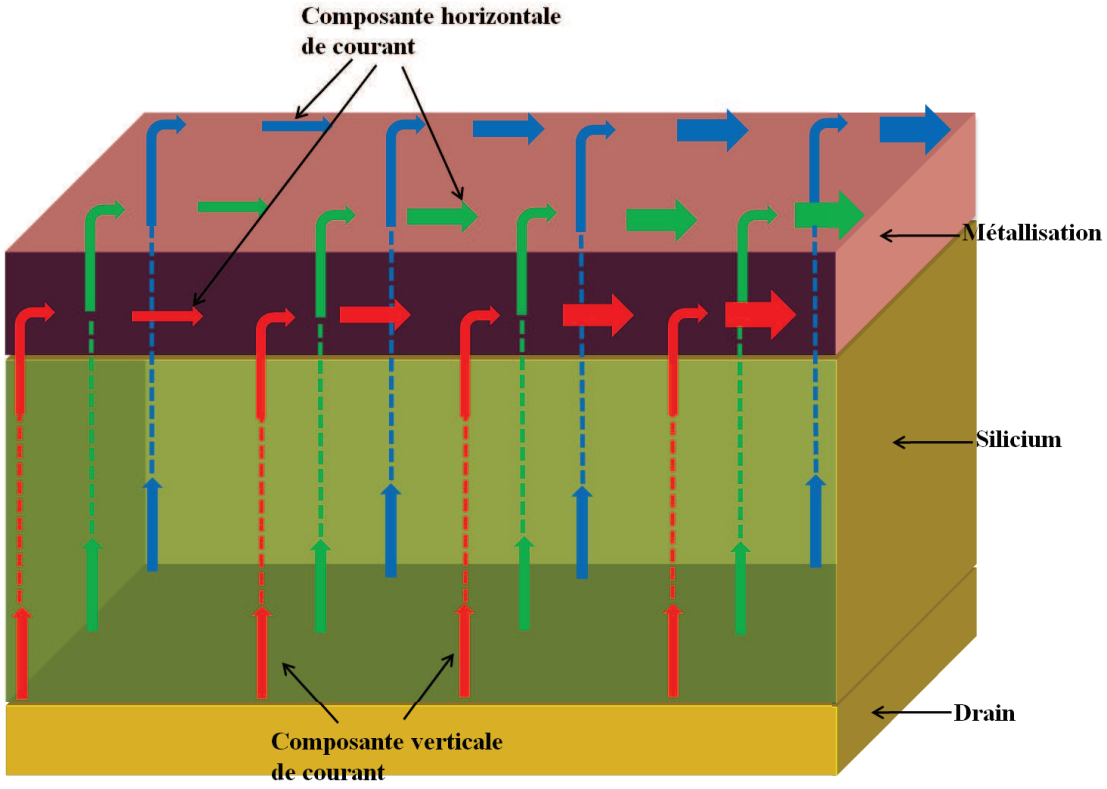


Figure 3.45 Exemple d'une distribution de courant dans un volume en 3D.

Dans le problème décrit précédemment, l'épaisseur de la piste conductrice a été supposée nulle, avec une distribution de courant purement surfacique. Une distribution volumique de courant va considérablement complexifier l'étude. En particulier, si l'on cherche à estimer la distribution de courant dans une puce de puissance, nous aurons à prendre en compte des composantes verticales de courant (dans le semi-conducteur) et des composantes horizontales (dans la métallisation). La figure 3.45 montre une allure simplifiée de la distribution du courant dans une telle structure.

D'autre part, nous n'avons instrumentés que des capteurs de champ unidirectionnels (mesures des composantes de champ magnétique H_x et H_y), et nous chercherons ici à estimer les composantes de surface du courant lorsque la distribution du courant fait également apparaître des composantes verticales comme c'est le cas dans les puces de puissance.

Ainsi l'évaluation d'une distribution de courant de surface à partir de l'inversion de champ magnétique induit par une distribution de courant sur les trois dimensions sera source d'erreur. Dans cette partie, nous allons chercher à estimer cette erreur pour une distribution volumique de courant telle qu'elle peut apparaître dans une puce à semi-conducteur de puissance.

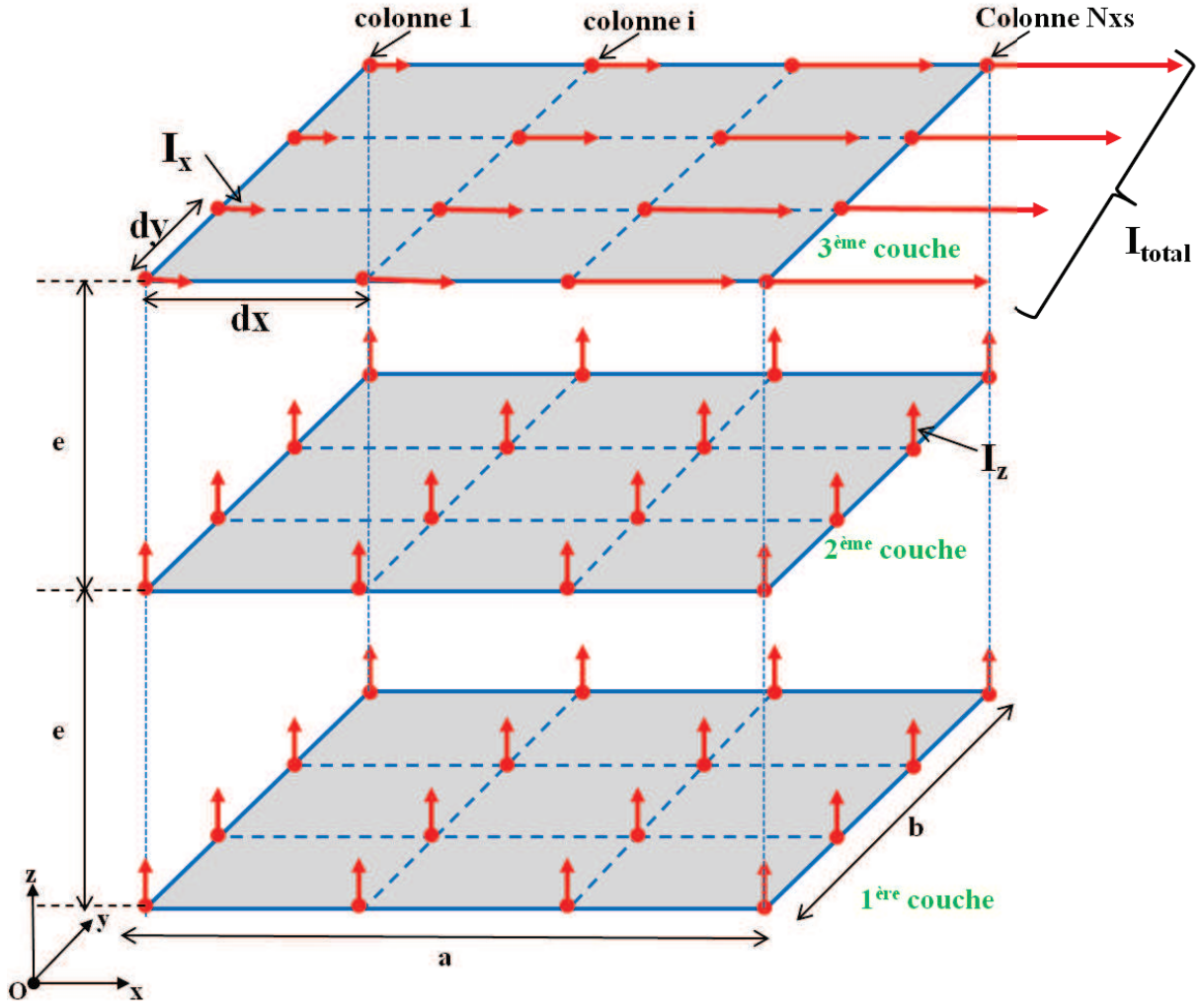


Figure 3.46 Modèle d'une distribution de courant dans une structure en trois dimensions

Dans la figure 3.46, nous modélisons une distribution de courant dans une structure à trois dimensions (a = 10 mm, b = 6 mm, e = 100µm). Ce volume est discrétisé par trois couches. Dans les première et deuxième couches, la distribution de courant est supposée verticale et homogène. Elle est représentée par les éléments de courant vertical (I_z (A)). On suppose par contre que sur la troisième couche (couche de métallisation), la distribution de courant est uniquement horizontale avec une composante uniquement selon l'axe X. La distribution de courant est alors représentée par des éléments de courant

dirigé selon x (I_x) de sorte que la somme des courants de sortie soit égale à la somme des composantes verticales dans les deux premières couches de la discrétisation. On choisira un courant total de 8A, ainsi :

$$I_{total} = \sum I_z(i,j) = 8(\mathrm{A})$$

Les trois couches sont discrétisées de la même façon sur les axes x et y, avec N_{xs} = 50 et N_{ys} =30.

Pour appliquer le modèle de DPSM à ce modèle volumique nous aurons à considérer les courants suivants :

- 1ère et 2ème couches : composantes verticales de courant $S_z = I_z.e$ (A.m)
- 3ème couche : composantes horizontales de courant selon l'axe x. Si i est différent de 1 ou N_{xs}, alors S_x (colonne i) = I_x .(dx), par contre, sur les bords si i est égal à 1 (ou N_{xs}), S_x (colonne i) = I_x .(dx/2).

Nous choisissons un plan d'observation de forme rectangulaire de dimension (3.a×3.b) comportant (3.N_{xs}×3.N_{ys}) points d'observation selon les axes X et Y et localisé à une hauteur h = 570µm au dessus de la troisième couche. Nous notons que le champ magnétique mesuré sur le plan d'observation est la somme du rayonnement de toutes les sources de courant dans la 1ère, 2ème, et 3ème couche de la structure.

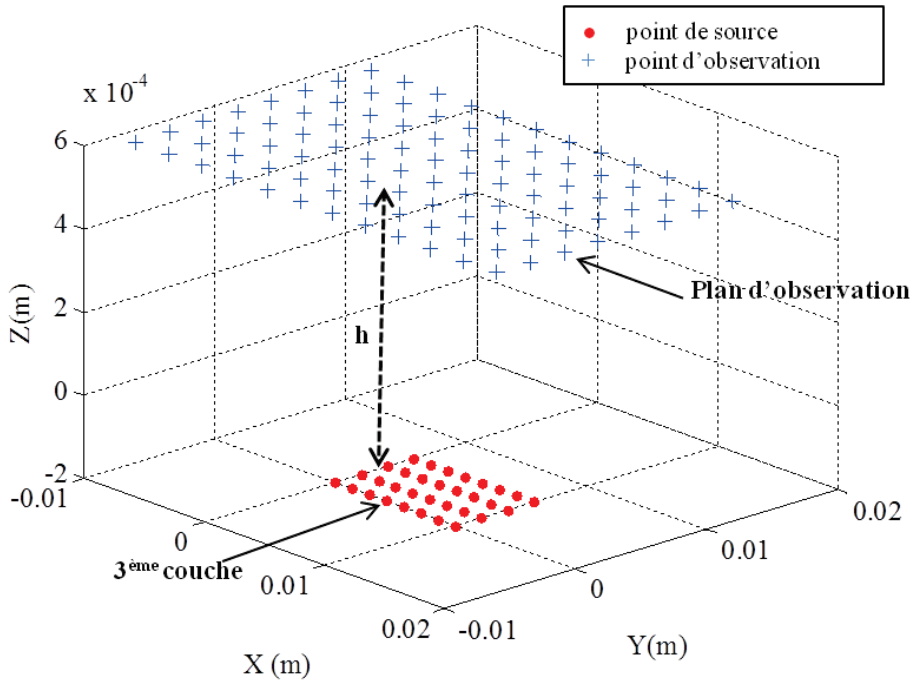


Figure 3.47 Localisation du plan d'observation au dessus de la troisième couche de la structure en trois dimensions

L'inversion du modèle DPSM s'effectue à partir de deux composantes de champ magnétique (H_x et H_y). Nous utilisons le modèle de maillage présenté dans la figure 3.47 pour estimer le courant de surface sur la 3ème couche. L'erreur de l'estimation est évaluée par EQR par rapport de la vraie distribution des sources de courant S_{x3} sur la 3ème couche du problème direct.

$$\varepsilon_{x3}(H_x,H_y) = \frac{\left\| \hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{x3}}(H_x,H_y) - \mathbf{S}_{\mathbf{x3}} \right\|^2}{\left\| \mathbf{S}_{\mathbf{x3}} \right\|^2} = 6{,}71\%$$

$\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{x3}}(H_x,H_y)$: distribution de la source de courant selon l'axe x estimée à partir des deux composantes H_x et H_y sur la 3ème couche.

Par contre, lorsque nous mesurons trois composants du champ magnétique, l'EQR de l'estimation de courant par l'inversion du modèle complexe (structure de trois couches) à partir de trois composants de champs magnétique mesurés (H_x, H_y, *et* H_z) est évaluée par l'expression suivante respectivement pour les composantes verticales sur la 1ère couche et 2ème couche et les composantes horizontales de courant selon l'axe x sur la 3ème couche :

$$\varepsilon_{z1}(H_x,H_y,H_z)=\frac{\left\|\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{z1}}(H_x,H_y,H_z)-\mathbf{S}_{\mathbf{z1}}\right\|^2}{\left\|\mathbf{S}_{\mathbf{z1}}\right\|^2}=1{,}27\%$$

$$\varepsilon_{z2}(H_x,H_y,H_z)=\frac{\left\|\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{z2}}(H_x,H_y,H_z)-\mathbf{S}_{\mathbf{z2}}\right\|^2}{\left\|\mathbf{S}_{\mathbf{z2}}\right\|^2}=0{,}84\%$$

$$\varepsilon_{x3}(H_x,H_y,H_z)=\frac{\left\|\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{x3}}(H_x,H_y,H_z)-\mathbf{S}_{\mathbf{x3}}\right\|^2}{\left\|\mathbf{S}_{\mathbf{x3}}\right\|^2}=2{,}6.10^{-5}\%$$

où $\mathbf{S}_{\mathbf{z1}}$, $\mathbf{S}_{\mathbf{z2}}$, $\mathbf{S}_{\mathbf{x3}}$ représentent la distribution des sources de courant fournies par le modèle direct, respectivement composantes verticales sur la 1ère couche et 2ème couche et composante horizontale selon l'axe x sur la 3ème couche. $\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{z1}}(H_x,H_y,H_z)$, $\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{z2}}(H_x,H_y,H_z)$, $\hat{\mathbf{S}}_{\mathbf{x3}}(H_x,H_y,H_z)$ sont les distributions estimées à partir de trois composants de champ magnétique H_x, H_y *et* H_z.

Nous pouvons en conclure que l'estimation des trois composantes de courant serait possible à partir de la mesure des trois composantes de champ, du moins dans ce cas idéal dans lequel il n'existe pas d'incertitude sur la position respective des capteurs de champ magnétique. Toutefois, en pratique, nous n'avons considéré dans le cadre de ces travaux que le cas de l'estimation de composantes de courant dans le plan de la métallisation, à partir des cartographies de champ bidimensionnelles.

3.5. Inversion de champ magnétique avec les données expérimentales

Dans cette partie, nous nous intéressons à la mise en œuvre expérimentale de l'estimation de la distribution de courants surfaciques dans la métallisation, à partir de la mesure de la cartographie de champ magnétique à la surface de la métallisation. Dans un premier temps, il convient donc de s'intéresser au capteur de champ magnétique à utiliser.

3.5.1. Choix du capteur magnétique

Les principales caractéristiques de différents capteurs magnétiques disponibles dans le commerce sont présentées dans le tableau 3.4. Nous allons chercher à comparer leurs caractéristiques. Le tableau 3.5 détaille les avantages et ainsi les inconvénients de différents types de capteur magnétique.

Tableau 3.4 Principales caractéristiques de différents types de capteurs magnétiques [JOU&VOU_11]

Type de capteur	Plage de mesure	Sensibilité	T° d'utilisation	Stabilité thermique	Dimensions	Fonction en continu	Coût
Bobines	0,1pT-100T	-	-	Bonne	>1mm×1mm×1mm	Non	Faible
Effet Hall	(théoriquement infinie : pas de saturation) 0,1mT-30T	≈0,05mV/G	De -40 à 150°C	Faible	Typiquement 4×3×1,5 mm	Oui	Faible
MR	1µT-5mT	≈1mV/G	De -40°C à 175°C	Moyen (0,3%/°C)	Typiquement 5×5×1,5 mm	Oui	Elevé
GMR	1µT-5mT	≈5mV/G	De -40°C à 175°C	Elevée ≈ 0,15%/°C	Typiquement <3×3×1 mm	Oui	Moyen
Fluxgate	1µT-5mT	-	-	-	-	Non	Elevé

Tableau 3.5 Principaux avantages et inconvénients des différents types de capteurs magnétiques [JOU&VOU_11]

Type de capteurs	Principaux avantages	Principales limitations	Exemples d'applications
Bobines	Robustesse Tenue en T°C	Encombrement Ne fonctionne pas en continu	CND, capteur angulaires, compte tours…
Effet Hall	Faible coût Bonne linéarité sur une grande plage de mesure	Sensibilité aux variations de T° Répétabilité	Mesure de courant
MR	Mesure de faibles champs Sensibilité	Consommation élevée, cout	Détecteur de position, mesure de vitesse angulaire, détecteur de proximité, mesure de champ magnétique, capteur de courant, …
GMR	Sensibilité Stable thermique	Hystérésis	Détecteur de position, mesure de courant, tête de lecture de disques durs, MRAM
Fluxgate	Sensibilité, précision	Cout, complexe	Mesure précises de champ

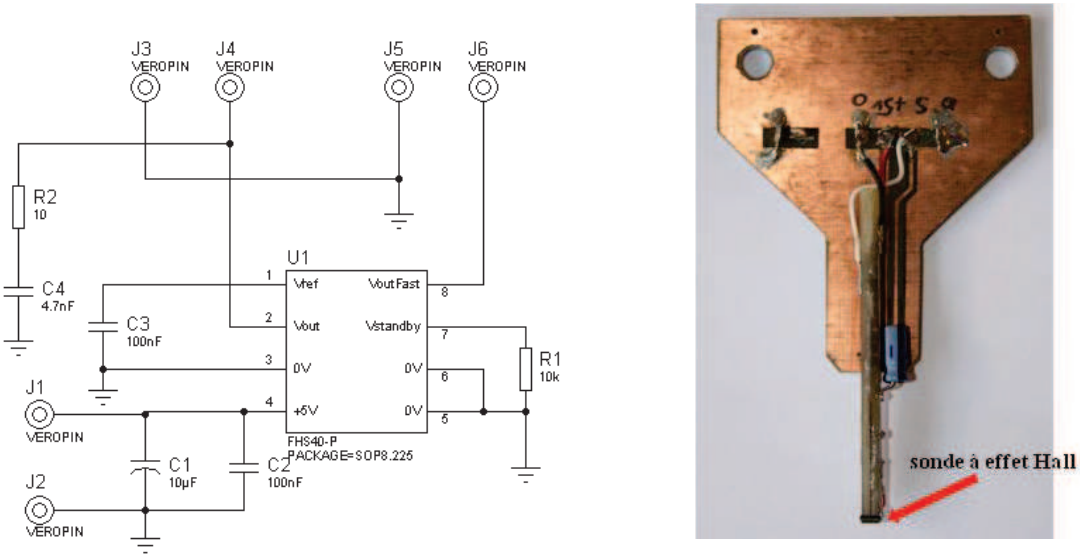
Dans l'application qui nous concerne, le champ magnétique est induit par un courant pulsé ou continu, et la gamme de l'induction magnétique mesurée est de l'ordre de ± 0.8 mT. Compte tenu des propriétés des capteurs de champ magnétique rappelées brièvement dans les tableaux ci-dessus, compte tenu également du fait que l'on peut être amené à considérer des champs magnétiques continus ou vairables dans le temps, et pour des raisons de simplicité, notre choix se porte sur l'utilisation de capteurs à effet Hall pour la mesure du champ magnétique. Un capteur commercial de LEM Minisens - FHS 40-P/SP600 sera utilisé. Le tableau 3.6 présente les principales caractéristiques

de ce capteur, qui se révèle bien adapté à la mesure envisagé en terme de linéarité et d'étendue de mesure.

Tableau 3.6 Paramètres principaux du capteur LEM Minisens FHS 40-P/SP600

Paramètre	Min	Typique	Max	Condition
Tension de l'alimentation (V_C)	4,75 V	5 V	5,5 V	-
Courant de l'consommation (I_C)	-	15 mA	19 mA	La mode d'opération
Gamme de la mesure (B)	-3,3mT	-	+3,3 mT	V_C =5V
Erreur linéaire	-1,5%	±0,4%	1,5%	G_B = 600 mV/mT, B= ±3,3 mT, V_C =5V
Sensibilité (G_B)	582 mV/mT	600 mV/mT	618 mV/mT	à 25°C, V_C = 5V
Température coefficient de G_B	-350 ppm/°C	-	350 ppm/°C	Temperature de référence T=25°C

Un circuit électronique associé est réalisé pour mette un œuvre ce capteur. L'ensemble est monté sur un support mécanique permettant de fixer le capteur sur le robot, tout en garantissant un encombrement minimum du capteur dans la zone de mesure (figure 3.48).



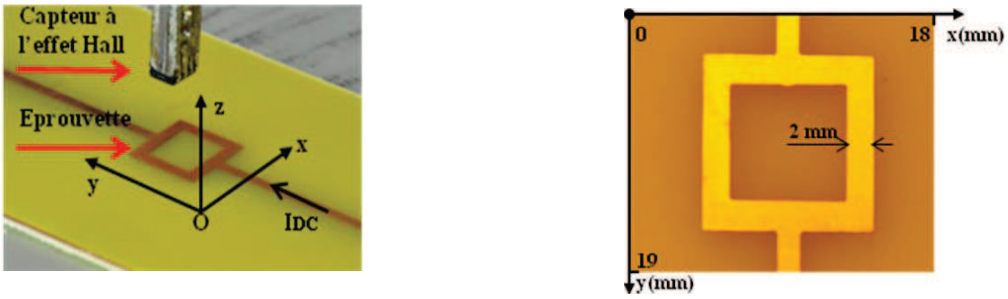
(a) **(b)**

Figure 3.48 Schéma du circuit d'instrumentation associé au capteur Minisens-Hall FHS 40-P/SP600 **(a),** Image du PCB pour l'implantation du capteur et le support mécanique **(b)**

3.5.2. Estimation de la distribution de courant dans la métallisation d'éprouvettes simplifiées

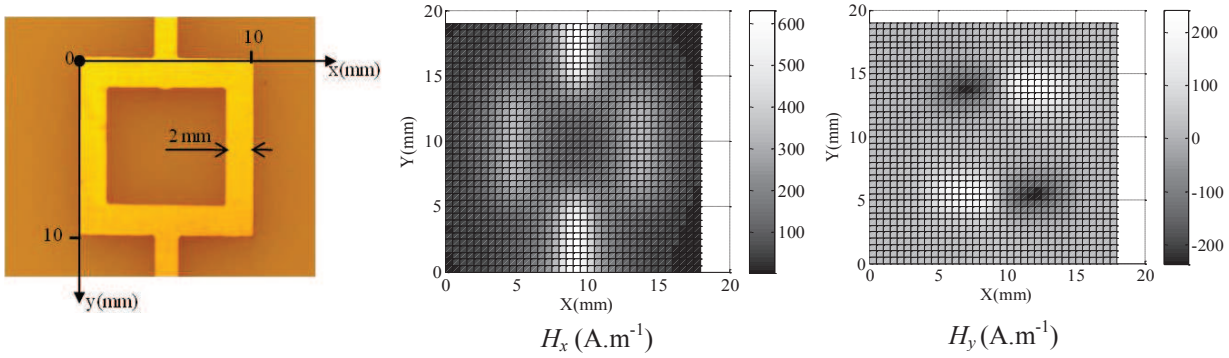
- ***Dispositif expérimental***

Le dispositif expérimental utilisé pour cette étude est un banc d'imagerie identique à celui de la figure 2.16 du chapitre 2, mais dans lequel le capteur CF est remplacé par un système de mesure de champ magnétique, et le système d'acquisition est un multimètre (Agilent 34401A) piloté par PC, ou encore un analyseur à détection synchrone (HP4192A) dans le cas où les grandeurs à mesurer seraient alternatives.

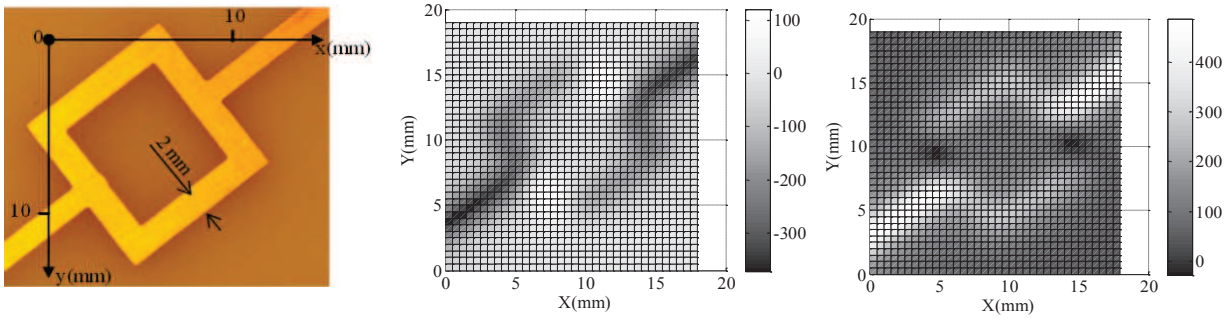


(a) **(b)**

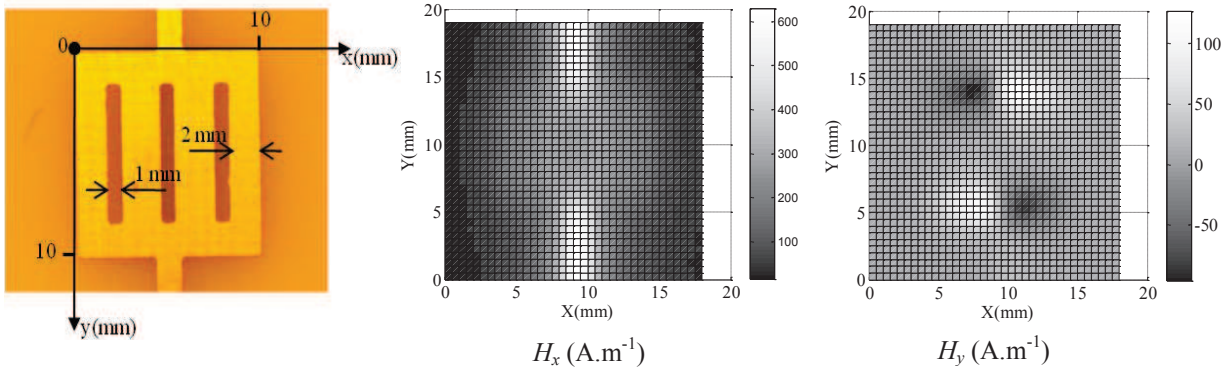
Figure 3.49 Eprouvette métallisée **(a)**, Zone cartographiée comprenant la piste métallisée **(b)**



(a) Première éprouvette



(b) deuxième éprouvette



(c) troisième éprouvette

Figure 3.50 Images de champ magnétiques pour trois éprouvettes métallisées - composantes H_x et H_y du champ d'excitation magnétique, exprimées en A/m.

Le système de mesure de champ magnétique est un ensemble de deux sondes de Hall intégrées (LEM Minisens FHS 40-P/SP600) disposées spatialement de façon à être sensibles aux composantes B_x et B_y du champ magnétiques à mesurer (figure 3.49.a). Le système est positionné au dessus de la métallisation à imager, à une hauteur $z = h$ estimée à 570 µm. L'éprouvette est une piste de cuivre de 35 µm d'épaisseur déposée sur un substrat isolant en époxy, et dont la gravure permet de former des motifs de forme quelconque (par exemple un carré, figure 3.49.b). Cette métallisation est alimentée par un courant de 5A. La zone de mesure d'induction magnétique est un carré de dimension 18×19 mm avec un pas de mesure de 0,5 mm selon les axes x et y.

Ne disposant que de capteurs d'induction uni-directionnels, l'induction magnétique selon les axes X et Y est mesurée ne peut être obtenue qu'après démontage et remplacement d'un des capteurs. L'incertitude de positionnement liée à cette manipulation des capteurs, que nous pouvons estimer de l'ordre de la dizaine de µm, pourra être source d'erreur sur la reconstruction de quelques %, comme cela a été évoqué au chapitre précédent.

Le système instrumental ainsi constitué a été mis en œuvre pour imager trois éprouvettes métallisées. Pour chacune d'elle, les composantes H_x et H_y du champ magnétique ont été acquises avec un pas d'échantillonnage spatial de 0,5×0,5 mm^2 et sont représentées dans la figure 3.50.

Afin d'élaborer une méthode d'estimation de la distribution des courants qui sont à l'origine du champ magnétique mesuré, il est nécessaire au préalable de bâtir un modèle liant le champ rayonné à la circulation des courants dans la métallisation.

- ***Estimation de la distribution de courant dans les métallisations des éprouvettes***

Dans le cadre de cette étude, nous considérons que les courants circulant dans la métallisation peuvent être modélisés par un ensemble de sources de courants élémentaires répartis sur une seule couche de discrétisation. En effet, la métallisation peut être considérée comme très fine (35 µm d'épaisseur) vis-à-vis du volume de l'espace de travail (20 × 20 × 0.7 mm^3). En outre, nous considérons que ces sources de courants circulent « dans l'air », ce qui revient à négliger les phénomènes induits dans le milieu métallisé, et à s'affranchir de la modélisation des interfaces métal / air.

Grâce au modèle de la méthode DPSM utilisé à la section 3.3.2, la matrice **M** est donc de dimensions $2N_p \times 2N_s$ avec $N_s = N_p = 1443$ dans cette cas d'étude. Le problème de l'estimation de la distribution des courants dans la métallisation consiste à retrouver les sources de courants de **S** à partir de la mesure des composantes de l'induction magnétique mesurées de **B.** Fort du modèle discrétisé présenté au paragraphe précédent 3.3.2, cela revient à inverser la relation (3.32) en exploitant les données de champ magnétique mesurées.

En utilisant la même méthode d'estimation de la distribution de courant décrit dans la section 3.3.2. La mise en œuvre de l'inversion permet d'obtenir les résultats présentés à la figure 3.51, dans laquelle, nous retrouvons qualitativement la distribution des courants dans le motif conducteur gravé sur l'éprouvette d'époxy.

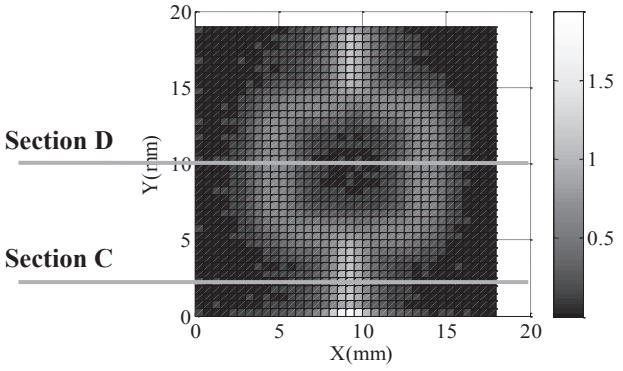
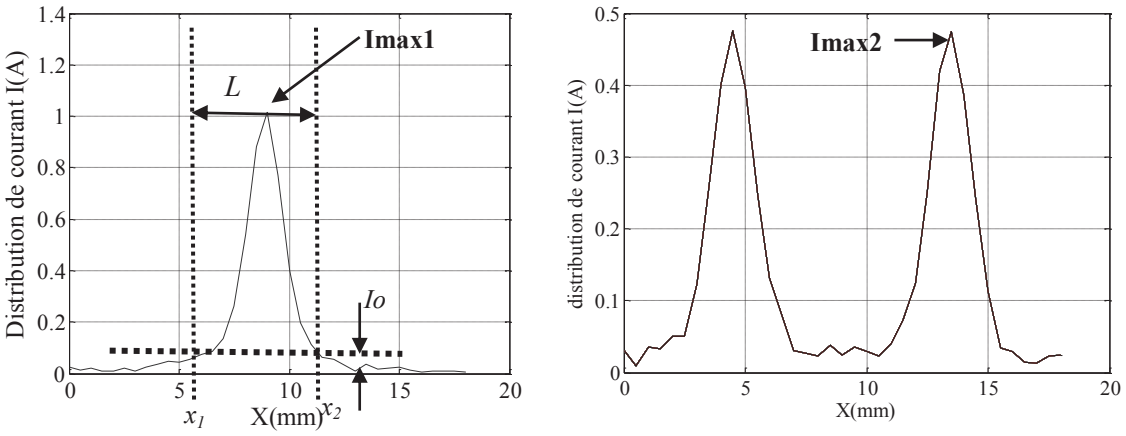


Figure 3.51 Module de la distribution de courant sur la première éprouvette pour h = 570 µm et $\lambda = 5.10^{-7}$

Ensuite, les images de module de la distribution de courant sur les deux sections C et D sont présentés dans la figure 3.52. Nous remarquons notamment que l'intensité des courants estimés dans les deux branches parallèles du motif de métallisation de la figure 3.52.b est bien deux fois moindre que ceux circulant dans le motif principal (figure 3.52.a), en effet, nous voyons Imax1 = 1,01 A et Imax2 = 4,58 A.



(a) **(b)**

Figure 3.52 Module de la distribution de courant dans la première éprouvette sur la section C **(a)** et sur la section D **(b)**

Afin de quantifier la qualité de l'estimation, nous déterminons la quantité de courant circulant dans les pistes de métallisation I_{total}, à partir de l'intensité des sources élémentaires estimées. A titre d'exemple, nous calculons l'intensité du courant circulant dans la piste selon la section C de la figure 3.52.a, en faisant la somme de toutes la distribution de courant dans l'intervalle L entre la position x_1 et x_2 dans lequel l'intensité des sources de courant estimées est supérieure à trois fois la valeur de l'écart-type du bruit observé dans le résultat de l'inversion, [PROAKIS_01] :

$$I_{total} = \sum_{j=x_1}^{x_2} I_j \tag{3.37}$$

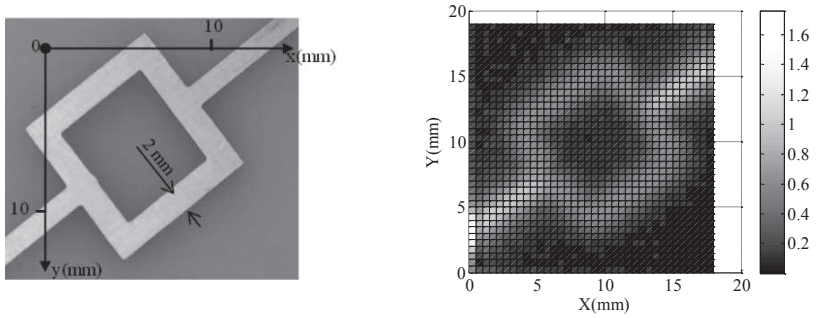
C'est pourquoi, la valeur I_o est trois fois de l'écart type du bruit de champs magnétique mesuré. Nous obtenons I_o = 0,062 A, x_1 = 5,7 mm, et x_2 = 11,5 mm. Ici, cette détermination conduit à I_{total} = 4,54 A, qui est une valeur proche de la valeur réelle du courant de 5 A qui a été effectivement injecté dans la piste.

La raison de la différence constatée peut être attribuée à la détermination inexacte de h. En effet, pour des valeurs de h variant de 570 µm à 690 µm, l'estimation du courant total varie de 4,04 à 5,09 A selon les résultats présentés dans le tableau 3.7. Le meilleur résultat correspond à la hauteur h = 630 µm, cette valeur étant tout à fait admissible compte tenu de l'erreur de positionnement possible du capteur dans le dispositif expérimental.

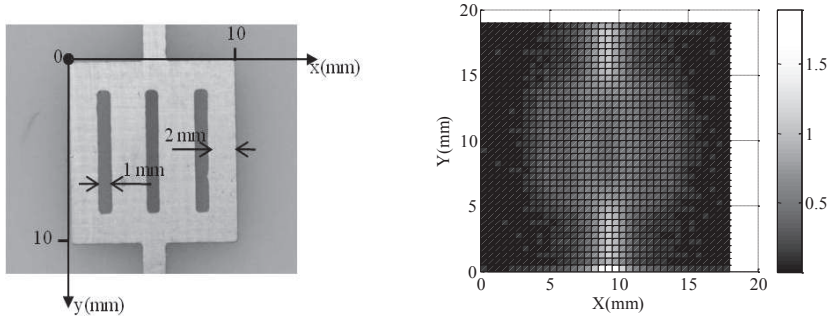
Tableau 3.7 Estimation de courant total (I_{total}) pour différentes hauteurs

h (µm)	570	600	630	660	690
I_{total} (A)	4,54	4,76	5,09	4,71	4,04

En utilisant la même méthode d'estimation de la distribution des courants, mais dans le cas des deux autres éprouvettes, nous obtenons les résultats présentés dans la figure 3.53, qui confirment l'intérêt de la méthode proposée.



(a) deuxième éprouvette



(b) troisième éprouvette

Figure 3.53 Eprouvettes métallisées (à gauche) et résultats d'estimation des distributions de courants dans les métallisations (à droite).

Ainsi, nous avons cherché à étudier la pertinence de la méthode de l'estimation de la distribution de courant de surface par l'inversion d'un modèle semi-analytique à partir de la distribution du champ magnétique mesurée au dessus d'une éprouvette métallisée simplifiée. Les résultats préliminaires obtenus sont très prometteurs pour l'estimation des distributions de courant dans des structures réelles de modules de puissance à semi-conducteurs.

3.5.3. Estimation de la distribution de courant dans les métallisations d'une puce réelle de puissance à semi-conducteur

Dans cette étude, nous allons mettre en œuvre la méthode de l'estimation de la distribution de courant surface testée dans la section 3.4 qui modélisait une vraie puce. C'est la puce de transistor COOLMOS^{TM} assemblée par Microsemi (figure 3.54) et qui a déjà été préalablement utilisée pour l'évaluation de l'état de vieillissement de la couche de métallisation par un capteur à courants de Foucault dans le chapitre 2.

- ***Cartographie de champ magnétique au dessus de la surface de métallisation de la puce***

Nous utiliserons la même méthode d'estimation de la distribution de courants que celle décrite dans la section 3.5.2 pour les éprouvettes simplifiées. La puce est alimentée par un courant continu d'amplitude 5 A. Nous réalisons les cartographies des composantes B_x et B_y de l'induction magnétique B sur un rectangle de dimension 4×2 mm^2 situé à environ 570 µm de la surface de métallisation de la puce.

Dans le premier cas d'étude, tous les connecteurs W1, W2, W3 et W4 de la puce sont utilisés, ce qui laisse supposer une distribution de courant de surface dans la métallisation principalement dirigée selon l'axe Y. Par la suite, un seul connecteur W1 sera utilisé (les autres connecteurs W2, W3 et W4

étant déconnectés) afin de modéliser l'effet du décollement de fils de bonding sur la répartition de courant dans la puce. Les résultats de l'image de champ magnétique sont présentés dans la figure 3.55.

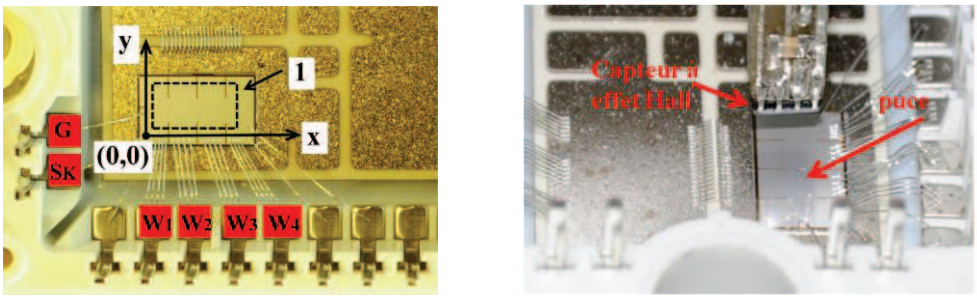


Figure 3.54 Image de la puce COOLMOS^{TM} utilisée pour l'estimation de la distribution de courant de surface sur la métallisation, dans la zone cartographiée repérée **(1)**

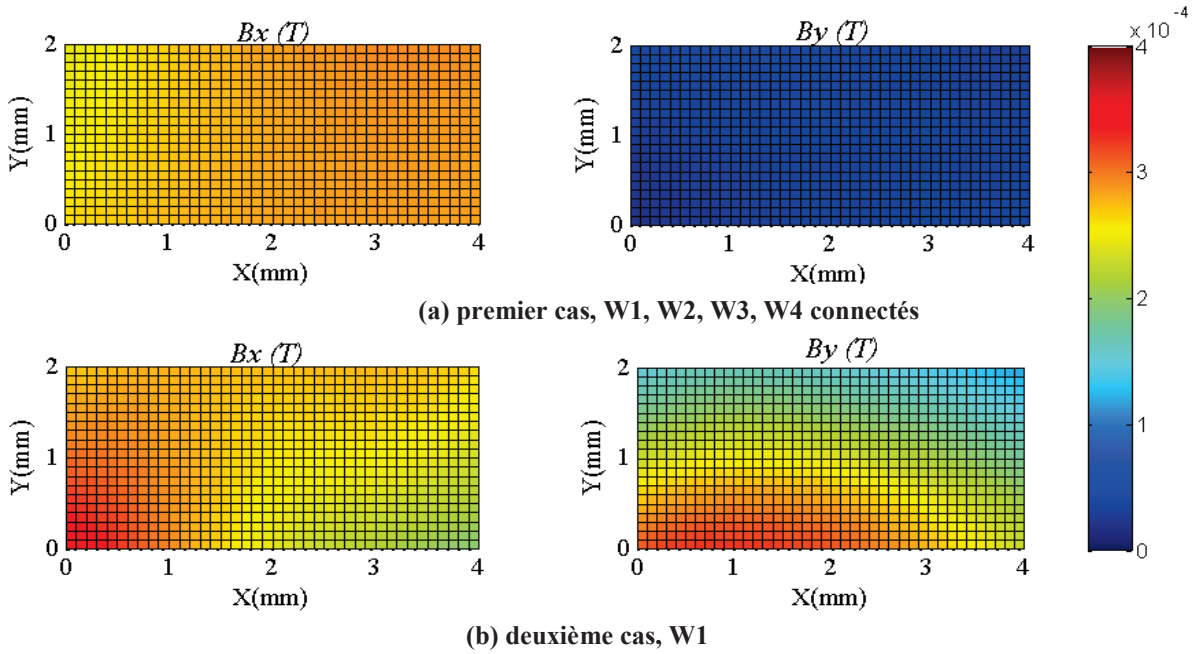


Figure 3.55 Image des composantes B_x et B_y de l'induction magnétique mesuré au dessus de la surface de métallisation de la puce lorsque tous les connecteurs W1, W2, W3 et W4 sont connectés **(a)**, et lorsqu'un seul connecteur W1 est connecté **(b)**

Dans la figure 3.55.a, nous constatons que dans le premier cas, l'induction magnétique est principalement dirigée selon l'axe des X correspondant à une circulation de courant dans la métallisation dirigée selon Y, lorsque tous les connecteurs sont connectés. Dans le second cas (figure 3.55.b), lorsque seul le connecteur W1 est connecté, on retrouve des composantes d'induction significatives sur les axes X et Y traduisant une distribution du courant dans la métallisation sur les deux dimensions.

Ainsi, la cartographie d'induction magnétique au dessus de la surface de métallisation est fortement sensible aux différentes composantes de courant dans la métallisation de puce et devraient notamment pouvoir permettre la détection de levée de fils de bonding par exemple. Ces résultats sont donc relativement prometteurs.

Dans le paragraphe suivant, nous allons montrer les résultats obtenus sur l'estimation de la distribution du courant dans la métallisation à partir de ces mesures d'induction magnétique.

- ***Estimation de la distribution de courant sur la surface de la métallisation de la puce***

L'estimation du courant dans la métallisation à partir des mesures de l'induction magnétique est effectuée en utilisant la même méthode d'inversion du modèle de DPSM que celle présentée dans le paragraphe 3.4. Le maillage des plans de source et d'observation est présenté ci-dessous.

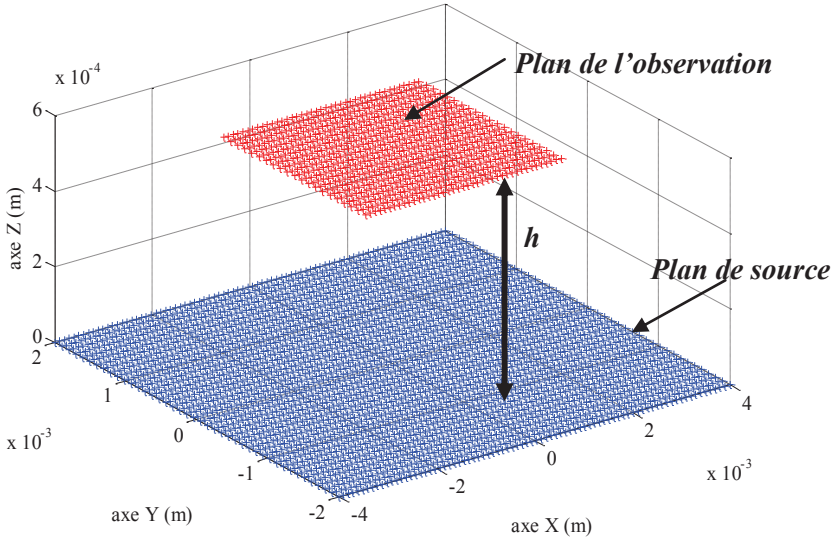
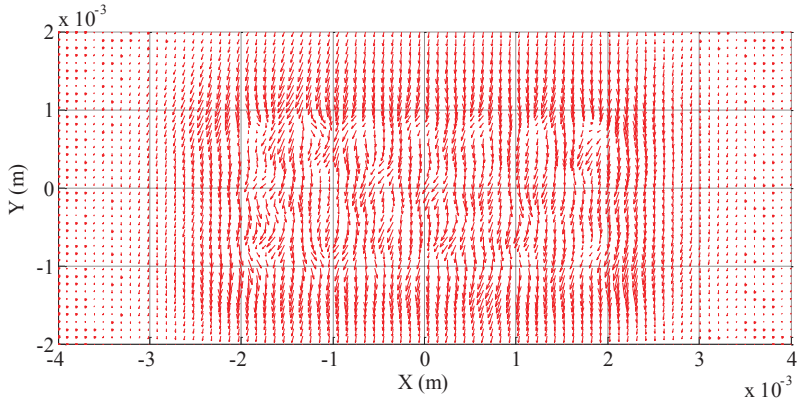
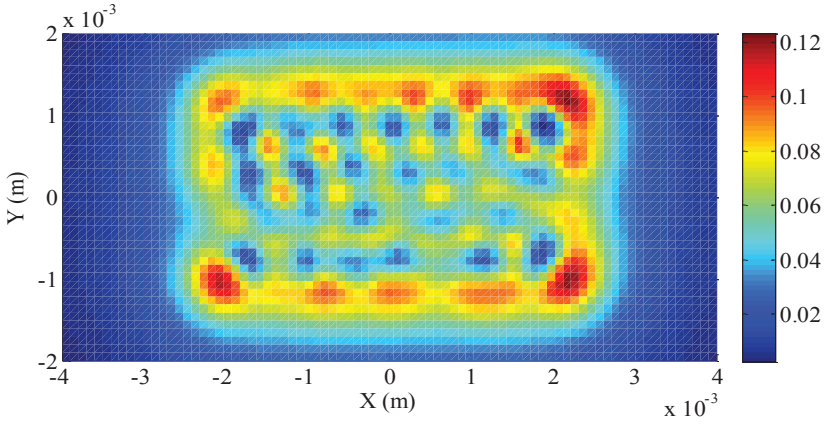


Figure 3.56 Géométrie du maillage pour l'inversion du problème DPSM



(a)



(b)

Figure 3.57 Vecteurs représentants la distribution de courant sur la surface de la métallisation le premier cas (tous les groupes de fils connectés), **(a)** et module de la distribution de courant (A) **(b)**

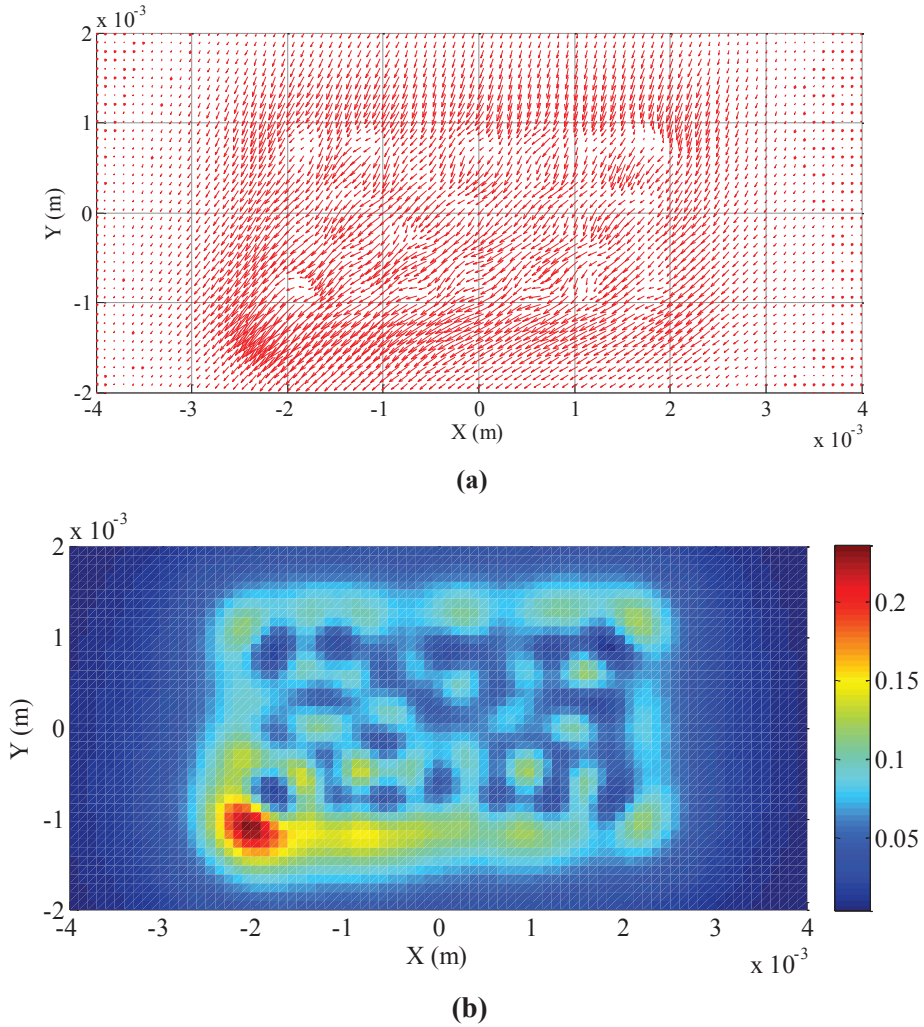


Figure 3.58 Vecteurs représentants la distribution de courant sur la surface de métallisation dans le deuxième cas (seul W1 est connecté), **(a)** et module de la distribution de courant (A) **(b)**

Le maillage se décompose en deux plans, le plan de source en bleu et le plan d'observation (en rouge). Le plan d'observation est un rectangle de dimension 4×2 mm^2 avec une discrétisation de 41×21 points, (figure 3.56). Le plan de source est un rectangle de dimension 8×4 mm^2, avec une discrétisation de 81×41 points qui correspond à la surface de métallisation de la puce évaluée. Le plan d'observation est de dimension inférieure au plan de source car nous n'avons pu, faute de place (fils de bonding de grille et de source, géométrie du module) obtenir une observation sur une surface au moins supérieure à celle des sources (métallisation). Cela constitue d'ailleurs une des difficultés de ce problème.

Les figures 3.57 et 3.58 présentent les résultats de l'évaluation de la distribution de courant sur la surface de métallisation de la puce par l'inversion du modèle semi analytique DPSM. Dans la figure 3.57, lorsque tous les connecteurs sont reliés, la distribution du courant est relativement homogène, les vecteurs courants élémentaires sont principalement orientés selon l'axe y vers les connecteurs de source (W1-W4). La cartographie du module des courants de surface montre toutefois une erreur importante sur l'estimation quantitative de la distribution du courant.

Par contre, dans la figure 3.58, lorsqu'un seul le connecteur W1 est branché, la distribution est plus fortement inhomogène, les courants élémentaires ont tendance être orientés vers le connecteur W1 ce qui provoque une zone de forte densité de courant à proximité du connecteur W1.

La détermination quantitative de ces distributions de courant est toutefois difficile. Nous constatons notamment des courants trop faibles sur les bords du plan de source, hors du plan d'observation, et de trop fortes variations de courant (observables sur le module du courant) à l'intérieur de la zone

couverte par le plan d'observation. Plusieurs raisons peuvent être avancées pour expliquer ces moins bons que ceux obtenus dans le cas des éprouvettes simplifiées :

- ✓ La puce est une structure en trois dimensions avec des composantes de courant vertical dans le volume de la puce qui influent nécessairement sur les inductions magnétiques mesurées au dessus de la métallisation. Pour rappel, les éprouvettes simplifiées à deux dimensions seulement permettaient de relier directement les composantes d'induction aux composantes de courant. Ce n'est plus le cas sur la puce, d'où certainement une partie des erreurs constatées.
- ✓ Le plan d'observation est limité par la taille du capteur à effet Hall ainsi que par la géométrie et le câblage du module. La surface limitée du plan d'observation par rapport au plan de source peut également expliquer une partie des erreurs constatées lors de l'inversion.

Pourtant, ces études préliminaires sont prometteuses. Il faudra pour cela améliorer la miniaturisation du capteur d'induction et permettre des mesures bi ou tri dimensionnelle du champ magnétique sans avoir à démonter le capteur et éviter ainsi les erreurs de positionnement entre deux mesures. Enfin, une plus grande sensibilité du capteur devrait également permettre d'améliorer l'estimation du courant après inversion. Nous travaillons actuellement à l'élaboration d'un capteur de champ magnétique tridimensionnel intégré reposant sur l'utilisation du circuit HMC1053 (capteur intégré AMR trois axes).

4. Conclusion

Ce chapitre s'attache à estimer la distribution de courant dans une puce à semi-conducteur de puissance. L'objectif de ces études est d'évaluer la faisabilité de l'estimation de la distribution de courant, et la pertinence de cette estimation pour constituer la relation entre le vieillissement et la distribution de courant pendant les régimes de fonctionnement normal ou anormal d'un module de puissance. L'estimation de la distribution de courant a été exploitée sous deux aspects différents.

D'abord, la distribution de courant est estimée à partir de la cartographie de tension. Dans ce but, plusieurs solutions ont été proposées pour estimer la distribution de courant, (méthode indirecte et la méthode directe de l'estimation de la distribution de courant vertical). Dans la simulation, aux valeurs de RSB inférieur à 100 dB, la méthode indirecte a donné une estimation de la distribution de courant de surface et de courant vertical avec une plus faible erreur d'estimation. Pourtant lorsque nous appliquons ces méthodes pour les cartographies expérimentales, le résultat de l'estimation de la distribution de courant devient inefficace, particulièrement dans le cas de l'estimation du courant vertical par la méthode indirecte. Une étude de l'influence de bruit pour l'estimation de la distribution de courant vertical, menée à l'aide de simulations par éléments finis, montre qu'une très faible variation de la qualité de la mesure est suffisante pour interdire ici l'estimation du courant vertical à partir de la distribution du potentiel de source par la méthode directe, ce qui peut être expliqué par le ait que la méthode utilise des opérateurs différentiels, très sensibles aux bruits. Un essai de traitement des données bruitées a été réalisé par une opération de convolution spatiale entre la cartographie de tension bruité et un opérateur de convolution moyenneur, mais l'augmentation du RSB obtenue n'est pas suffisante en pratique.

Enfin, en appliquant des hypothèses simplificatrices supplémentaires, (une température homogène dans la puce et une tension homogène de Drain), l'estimation du courant vertical obtenue à partir de la chute de tension directe sur la puce a donné, de manière assez robuste, une première allure de la distribution de courant vertical, ainsi que son évolution pendant la procédure de vieillissement. C'est pourquoi, dans l'avenir, la caractérisation de la distribution de courant vertical pourra être utilisée pour estimer l'état de vieillissement de la puce et montrer l'origine des mécanismes de défaillance concernant la puce à semi-conducteur de puissance. Pour que cette évaluation soit plus fine, le développement d'un modèle électrothermique modélisant plus précisément la distribution de la résistance verticale dans la puce sera nécessaire.

En outre, la méthode indirecte d'estimation de courant vertical peut être utilisée lorsque le rapport RSB expérimental atteint environ 100 dB. Une telle valeur pourrait être atteinte expérimentalement en

utilisant notamment une pointe de touche de plus faibles dimensions et montés dans un système à ressort efficace, afin d'éviter au maximum la dégradation de la métallisation et la perturbation sur la cartographie de tension. Enfin, des techniques de traitement des données plus efficaces que celle qui a été mise en œuvre pourront être envisagées pour augmenter encore le RSB des données expérimentales.

Dans ce chapitre, nous avons également proposé une technique sans contact d'estimation de la distribution des courants dans une métallisation reposant sur l'exploitation de la distribution bidimensionnelle du champ magnétique mesuré dans un premier temps au dessus d'une éprouvette métallisée simplifiée et dans un second temps au-dessus d'une puce réelle à semi conducteur. Cette estimation est permise grâce à l'inversion d'un modèle semi-analytique de rayonnement. Même si, les résultats obtenus sur la puce réelle sont encore limités, ces résultats préliminaires sont toutefois prometteurs, et nous invitent à généraliser l'étude à des grandeurs tridimensionnelles. Pour ce faire, l'utilisation de capteurs de champ magnétiques intégrés présentant trois axes de sensibilités pourraient être utilisés afin d'enrichir le contenu informatif des cartographies de champ, et faciliter l'inversion des données. Une étude portant sur l'estimation de distributions de courants elles-mêmes tridimensionnelles pourra également être menée. A court terme, nous nous focaliserons donc à la fois sur l'amélioration du système expérimental (mesure de trois composantes de champ magnétique, meilleure maîtrise de la hauteur d'analyse) mais également sur l'utilisation de méthodes d'inversion plus avancées, par exemple reposant sur une approche régularisée [BAUSSON_11], pour augmenter la qualité de l'estimation en termes d'exactitude de l'intensité des courants et de résolution spatiale de la distribution estimée, ou encore pour effectuer une estimation conjointe de la hauteur d'analyse, afin de réduire l'erreur d'estimation des courants.

Nous envisageons dans la suite de continuer nos travaux en appliquant les méthodes d'imagerie investiguées sur des métallisations de composants réels. A plus long terme, nous souhaitons combiner ces travaux avec une analyse thermique des effets du vieillissement des composants de puissance, afin d'enrichir l'analyse et la compréhension des phénomènes de dégradations liés au vieillissement. Enfin, nous souhaitons inscrire nos travaux dans une thématique générale d'élaboration de systèmes de contrôle santé intégré aux modules de puissance à semi-conducteur, à l'aide de micro-capteurs associés à des algorithmes de traitement des signaux avancés, intégrés aux composants de puissance.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les travaux présentés dans ce mémoire se focalisent sur l'instrumentation électronique et le diagnostic de modules de puissance à semi-conducteur dans un objectif d'amélioration de la fiabilité notamment sous contraintes électrothermiques sévères. Les domaines visés touchent l'ensemble des activités de conversion statique de l'énergie qu'il s'agisse de la production d'énergie renouvelable, de l'aéronautique et de l'automobile.

Nous avons cherché à caractériser par une instrumentation spécifique à caractériser l'état de vieillissement d'un module de puissance à semi-conducteur. L'étude a principalement portée sur le vieillissement de la métallisation déposée sur la surface supérieure des puces. Pour ce faire, nous avons développé une méthodologie mettant en œuvre une méthode de contrôle non destructif utilisant les courants Foucault (CF). Sa simplicité de mise en œuvre et son utilisation massive dans des applications industrielles de contrôle non destructif nous ont poussée à évaluer la pertinence de cette technique dans ces applications d'électronique de puissance. L'évaluation de la dégradation de la couche de métallisation de composants à semi-conducteur de puissance, par la méthode de CF a été appliquée sur des éprouvettes simplifiées et sur des puces de puissance packagées par Microsemi.

Les éprouvettes métallisées simplifiées sont représentatives d'une métallisation de puce. La structure est constituée de trois couches de différents matériaux, métallisation en aluminium, oxyde de silicium, et silicium. La deuxième éprouvette est une puce packagée dans un module de puissance dont le positionnement des fils de bonding a été volontairement placé sur les bords de la puce afin de permettre une inspection plus facile avec les moyens disponibles au laboratoire. La puce est un transistor COOLMOS^{TM} 600V-47A, assemblé par Microsemi. Le vieillissement des deux éprouvettes a été effectué grâce à des cyclages en puissance permettant de vieillir de façon accélérée la métallisation.

Pendant la procédure de vieillissement, l'inspection pas CF est implantée afin d'évaluer la variation de la conductivité de la métallisation représentative de sa dégradation. Un modèle de transformateur à deux enroulements est utilisé pour modéliser l'interaction électromagnétique entre la bobine du capteur à CF et la couche de la métallisation. L'estimation de la conductivité de la métallisation par le capteur à CF a été comparée aux résultats obtenus par la mesure directe de résistance de la couche de métallisation [NGUYEN_11] dans le cas de l'éprouvette simplifiée.

Avec le système expérimental disponible, la bande de la fréquence d'analyse varie de 5Hz à 2,5 MHz, correspondant à une épaisseur de peau (δ) minimale à l'ordre de 52µm dans l'aluminium alors que l'épaisseur de la métallisation de l'éprouvette simplifiée est de l'ordre de 4µm (analyse MEB). Les essais effectués sur ces éprouvettes simplifiées ont permis de montrer que l'utilisation de capteurs à CF permettait de déterminer l'évolution locale de la résistivité de la couche de métallisation en cours de vieillissement.

Il ressort de ces résultats que moyennant l'utilisation d'un capteur à CF suffisamment haute fréquence et de faible dimension, une inspection localisée de la métallisation est possible. Ces résultats ouvrent de nombreuses perspectives de contrôle santé intégré sans contact mais aussi d'aide à l'analyse de défaillance. L'interprétation est toutefois beaucoup plus délicate à effectuer dans le cas d'un module de puissance dont la structure (assemblage) est beaucoup plus complexe.

Dans le cas de la puce réelle, la puce est volontairement vieillie de façon très accélérée par 24000 cycles de court-circuit correspondant à une énergie dissipée de 2,58 J par cycle de court-circuit. Dans ces conditions la température de jonction peut atteindre environ 300°C lors des essais de court-circuit,

ce qui explique le vieillissement très accéléré, et la dégradation rapide de la couche de métallisation. Pendant le vieillissement de la puce, nous cherchons à estimer la dégradation de la métallisation à l'aide de capteurs à CF. Nous avons montré que sur la base du modèle simplifié développé, la structure multicouche interdisait pour l'instant une évaluation directe de la variation de conductivité de la métallisation en cours de vieillissement, ce qui est expliqué par l'inadaptation du modèle de transformateur à deux enroulements dans le cas de conducteurs multicouches. Les premiers résultats obtenus sur la puce réelle indiquent toutefois que le vieillissement de la couche de métallisation peut être facilement détecté par la technique de CF. D'autre part, à cause de la large bande de la fréquence utilisée (de 5 Hz à 2,5 MHz) l'onde électromagnétique pénètre dans la totalité de l'épaisseur de la puce ainsi que dans la brasure puce/DCB. Dans ces conditions, nous avons observé que le diagramme de l'impédance normalisée (DIN) est constitué de deux cercles de différent diamètre. Ces DINs tendent à indiquer que la technique de CF sur une large gamme de fréquence pourrait être utilisée pour détecter le vieillissement de la métallisation entre puce et substrat DCB [NGUYEN_13].

L'utilisation de capteurs à CF dans une structure multicouche telle que celle d'un module de puissance nécessitera des travaux de modélisation/simulation spécifiques afin de permettre la modélisation de l'interaction électromagnétique entre la bobine du capteur à CF et la structure multicouche conductrice modélisant un module de puissance à semi-conducteur. Pour ce faire, des modèles multicouches tels que ceux proposés par [DODD_68], ou encore des modèles aux éléments finis pourraient être exploités pour analyser plus finement ces interactions, et procéder à l'évaluation quantitative du vieillissement par résolution d'un problème inverse.

Les résultats obtenus dans ce mémoire montrent malgré tout que la combinaison entre les résultats de simulation et les résultats obtenus par expérimentations sur des puces réelles permettent de conclure sur l'intérêt de tels capteurs pour l'évaluation quantitative de l'état de vieillissement de la métallisation de puce. Ils ouvrent des perspectives intéressantes en vue de l'analyse fine des mécanismes de dégradation des métallisations, mais également, à terme, pour la mise en œuvre d'un système de diagnostic intégré aux dispositifs de puissance, par l'usage de micro-capteurs CF tels que ceux présentés dans [RAVAT_09].

Des travaux futurs s'orienteront vers l'élaboration de capteurs à CF optimisés, dont les fréquences de travail et la géométrie seront mieux adaptées aux composants d'électronique de puissance réels, afin d'améliorer l'exactitude de l'évaluation du vieillissement et la résolution spatiale de l'évaluation par CF. Ce capteur à CF devra présenter non seulement une faible résistance aux basses fréquences, mais aussi un comportement inductif à hautes fréquences pour pouvoir évaluer l'évolution simultanée du vieillissement des couches conductrices sur la surface supérieure de la puce (métallisation) mais aussi plus en profondeur telle que la couche de brasure puce/DCB. L'épaisseur élevée du cuivre du DCB risque par contre d'empêcher toute analyse plus profonde du module.

La détermination de l'origine physique des mécanismes de défaillance dans une puce ou un module de puissance à semi-conducteur est un enjeu majeur dans le domaine de la fiabilité et du diagnostic des modules de puissance à semi-conducteur. Dans le contenu de cette thèse, une estimation de la distribution du courant surfacique dans la métallisation de puce, mais aussi du courant vertical à travers la puce est étudiée pour analyser et comprendre l'effet du vieillissement d'une puce ou de son packaging sur la redistribution du courant et mieux cerner les mécanismes de défaillance qui en découlent.

Une puce de puissance est constituée de plusieurs millions de cellules élémentaires par cm^2 de surface active. Sans recherche à mesurer le courant dans chacune de ces cellules, nous avons cherché à mesurer l'évolution de la distribution du courant dans la puce en cours de vieillissement. Nous avons ainsi cherche à évalué l'effet simultané de la dégradation de la métallisation et de celle des fils de bonding (levée de fils) sur la distribution de courant. L'objectif de l'étude est de caractériser la distribution de courant en cours de vieillissement pour mieux comprendre les mécanismes de défaillance dans la puce. Dans ce but, l'estimation de la distribution de courant a été exploitée sous deux aspects différents.

Premièrement, la distribution de courant est estimée à partir de la cartographie de la distribution de tension sur la métallisation. Plusieurs solutions ont été proposées pour estimer la distribution de

courant, (la méthode indirecte et la méthode directe de l'estimation de la distribution de courant vertical). La méthode indirecte nous permet d'évaluer une distribution de courant surfacique, qui permet ensuite une estimation de la distribution de courant vertical. Dans la méthode directe la distribution verticale de courant est obtenue sans avoir besoin de calculer les composantes « horizontales » de courant dans la métallisation. L'estimation de la distribution de courant vertical de deux ces méthodes a été comparée pour plusieurs niveaux de rapport signal sur bruit (RSB). Le résultat de la simulation montre qu'aux valeurs de RSB supérieure à 100 dB, la méthode directe est plus robustesse, mais aux valeurs de RSB inférieur à 100 dB, la méthode indirecte a donné une estimation de la distribution de courant vertical avec une plus faible erreur. Pourtant, lorsque nous appliquons ces méthodes pour les cartographies expérimentales de la tension, le résultat de l'estimation de la distribution de courant vertical est extrêmement décevant, particulièrement dans le cas de l'estimation du courant vertical par la méthode indirecte. Une étude de l'influence du bruit de mesure pour l'estimation de la distribution de courant vertical, menée à l'aide de simulations par éléments finis, montre qu'une très faible variation de la qualité de la mesure est suffisante pour interdire ici toute estimation du courant vertical à partir de la distribution du potentiel de source par la méthode indirecte, ce qui peut être expliqué par le fait que la méthode utilise des opérateurs différentiels, très sensibles aux bruits. En outre, plusieurs essais expérimentaux nous permettent de déterminer que le bruit expérimental dans la cartographie de la tension est de l'ordre de 50 dB. Un essai de traitement des données bruitées a été réalisé par une opération de convolution spatiale entre la cartographie de tension bruitée et un opérateur de convolution, mais l'augmentation du RSB obtenue n'est malheureusement pas suffisante en pratique.

En appliquant des hypothèses simplificatrices supplémentaires (température homogène dans la puce, comportement purement résistif du transistor et l'equipotentialité de Drain), nous avons pu estimer à partir de la cartographie du potentiel de source une première allure de la distribution de courant vertical, ainsi que son évolution pendant la procédure de vieillissement de la métallisation de grille associée à des levées de fils de bonding. Les résultats montrent un renforcement de la densité de courant a proximité des fils les plus éloigné du contact Kelvin de Source, l'effet étant amplifié par la dégradation de la métallisation de source.

Dans le futur, le couplage de ces résultats à un modèle électrothermique devrait permettre une analyse fine des causes de défaillance des puces. A ce stade de l'étude, plusieurs scénarios peuvent être envisagés, qu'il s'agisse de focalisation de courant au voisinage des fils de bonding ou d'une tension entre grille est source appliquée sur les cellules les plus éloignées du contact Kelvin de Source excessive.

Nous avons également cherché à mettre en œuvre une technique sans contact d'estimation de la distribution des courants dans la métallisation supérieure de la puce reposant sur l'exploitation de la distribution bidimensionnelle du champ magnétique mesuré au dessus de la puce. La méthodologie a tout d'abord été validée sur une éprouvette métallisée simplifiée et dans un second temps nous l'avons mise en œuvre sur la puce COOLMOS^{TM} assemblée dans le module. Cette estimation est permise grâce à l'inversion d'un modèle semi-analytique de rayonnement, la méthode de points sources distribués (DPSM).

La mesure de champ magnétique est réalisée par un capteur à effet Hall uniaxial. Les deux composantes en x et y du champ magnétique (H_x et H_y) sont exploitées à l'aide de deux capteurs. Pour les éprouvettes simplifiées, une estimation quantitative du courant total passant dans l'éprouvette a pu être effectuée. Cette évaluation satisfaisante sur l'éprouvette simplifiée montre toutefois que la détermination précise du positionnement du capteur et ainsi que l'amélioration de sa résolution seront nécessaires dans le cas de dispositifs plus complexes, [NGUYEN_12].

Concernant la puce réelle cette fois, dans un environnement représentatif, ces mesures n'ont pas permis, au cours de cette thèse une estimation convenable du courant dans la métallisation. Plusieurs sources d'erreurs ont été identifiées : décalage des plans d'observation où le champ magnétique est mesuré, convolution du champ mesuré par le capteur, et distribution de courant surfacique à partir de l'inversion du champ magnétique induit par une distribution tridimensionnelle du courant.

Même si les résultats obtenus sur la puce réelle sont encore très insatisfaisants, les résultats préliminaires prometteurs nous invitent à généraliser l'étude à des grandeurs tridimensionnelles. Pour ce faire, l'utilisation de capteurs de champ magnétiques intégrés présentant trois axes de sensibilité pourraient être utilisés afin d'enrichir le contenu informatif des cartographies de champ, et faciliter l'inversion des données. Une étude portant sur l'estimation de distributions de courants elles-mêmes tridimensionnelles pourra également être menée. A court terme, nous nous focaliserons donc à la fois sur l'amélioration du système expérimental (mesure de trois composantes de champ magnétique, meilleure maîtrise de la hauteur d'analyse) mais également sur l'utilisation de méthodes d'inversion plus avancées, par exemple reposant sur une approche régularisée [BAUSSON_11], pour augmenter la qualité de l'estimation en termes d'exactitude de l'intensité des courants et de résolution spatiale de la distribution estimée, ou encore pour effectuer une estimation conjointe de la hauteur d'analyse, afin de réduire l'erreur d'estimation des courants. Nous envisageons donc dans la suite de continuer nos travaux en appliquant les méthodes d'imagerie investiguées sur des métallisations de composants réels.

Les travaux présentés dans cette thèse sont une première étape de d'instrumentation électronique de modules de puissance pour chercher, d'une part des capteurs pertinents de dégradation des puces, mais aussi afin de mieux renseigner l'origine physique des causes de défaillance après dégradation. Nous nous sommes focalisés sur le suivi du vieillissement de la métallisation de puce, et avons pour cela montré tout l'intérêt des capteurs à courant de Foucault.

L'analyse de l'effet du vieillissement de certaines parties du module (ici principalement la métallisation de puce et les fils de bonding) a également mis en évidence un risque de la focalisation du courant dans certaines parties de la puce à cause de l'effet d'accentué par la reconstruction de la métallisation.

A plus long terme, nous souhaitons combiner ces travaux avec une analyse thermique des effets du vieillissement des composants de puissance, afin d'enrichir l'analyse et la compréhension des phénomènes de dégradations liés au vieillissement. Enfin, nous souhaitons inscrire nos travaux dans une thématique générale d'élaboration de systèmes de contrôle santé intégrés aux modules de puissance à semi-conducteur, à l'aide de micro-capteurs associés à des algorithmes de traitement des signaux avancés, intégrés aux composants de puissance.

Références bibliographiques

[ABB_04] ABB_ StakPak™ IGBT Press-packs: A new Packaging Concept for High Power Electronics, Doc. No. 5SYA2041-01 April 2004.

[ABTEWA_00] M. Abtewa, G. Selvaduray, Lead-free Solder in Microelectronics, Materials Science and Engineering, Vol. 27, 2000.

[AMRO_05] R. Amro, J. Lutz, Double-Sided Low-Temperature Joining Technique for Power Cycling Cpapability at High Temperature, Conférence EPE, Dresden, Allemagne, 2005.

[AMRO_09] Raed A. Amro, Packaging and Interconnection Technologies of Power Devices, Challenges and Future Trends, Word Academy of Science, Engineering and technology, 2009 (49).

[ANDERSSON_05] C. Andersson, & al., Comparison of isothermal mechanical fatigue properties of lead-free solder joints and bulk solders, Materials Science and Engineering A, vol. 394, pp. 20–27, 2005.

[ANGELOV_05] G. Angelov, & al., Modeling of Heat Speaders for Cooling Power and Mobile Electronic devices, Power Electronics Specialists, June 12, 2005, pages : 1080-1086.

[ARAB_08] M. Arab, & al., Experimental Investigations of Trench Field Stop IGBT under Repetitive Short-Circuits Operations, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. 15-19 June 2008, page(s): 4355-4360.

[AVENAS_12] Y. Avenas, &al., Evaluation of IGBT thermo-sensitive electrical parameters under different dissipation conditions – Comparison with infrared measurements, Microelectronics Reliability 52 (2012), p.2617–2626.

[B FLYNN_10] Eric B. Flynn, & al., A Bayesian approach to optimal sensor placement for structural health monitoring with application to active sensing, Mechanical Systems and Signal Processing 24 (2010) 891–903.

[BADER_95] S. Bader, & al., Rapid formation of intermetallic compounds by interdiffusion in the Cu-Sn and Ni-Sn systems, Acta Metallurgica et Materialia, Volume 43, Issue 1, Pages 329–337, January 1995.

[BAI_00] C-D. Bai &al., Electromigration-induced Failure of Metallic Connection in Power Electronic Packaging, Proceedings, 2000 Annual Power Electronics Seminar, Virginia Tech, 566-571, September 17-19, 2000.

[BALIGA_08] B. Jayant Baliga, Fundamentals of Power Semiconductor Devices, 2008 Springer.

[BALIGA_82] Baliga (B.J.), Semiconductors for high voltage, vertical channel FET's. J. Appl. Phys., vol. 53, pp. 1759-1764, 1982.

[BALIGA_89] Baliga (B.J.), Power semiconductor Device Figure of Merit for High-Frequency Applications. IEEE Electron Device Letters, vol. 10, no. 10, pp. 455-457, 1989.

[BAUSSON_11] Bausson S., Thomas V, Joubert P.-Y., Blanc-Feraud L., Darbon J., Aubert G., Regularized inversion of a distributed point source model for the reconstruction of defects in eddy currents imaging, COMPEL Vol. 30 No. 6, 2011, pp. 1777-1791.

[BEGHOU_09] Lotfi Beghou, Lionel Pichon, François Costa, Characterization of radiated electromagnetic fields using equivalent sources – Application to the EMC

of power printed circuit boards, C. R. Physique (10) 2009, p.91–99.

[BERBER_03] Savas Berber, & al., Bonding and Energy Dissipation in a Nanohook Assembly, Physical review letter, Volume 91, 17 oct 2003.

[BERKANI_10] Mounira Berkani, Laurent Dupont, Fatigue des composants électroniques de puissance - Physique de défaillance, Technique de l'ingénieur, octobre 2010.

[BOHM_11] Böhm, G & al., Properties and reliability of silicon nitride substrates with AMB copper conductor, International Symposium on Microelectronics (IMAPS), California USA, October 9-13, 2011.

[BOUARROUDJ_07] M. Bouarroudj, & al., Degradation behavior of 600 V–200 A IGBT modules under power cycling and high temperature environment conditions, Microelectronics Reliability 47 (2007) p.1719–1724.

[BOURSAT_01] B. Boursat, F. Breit, et al., Improved Power Chip Electrical Connection, Conférence EPE, 2001.

[BREIL_03] M.Breil and F Morancho, Évolution de l'intégration en électronique de puissance, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Septembre 2009.

[BUSATTO_00] G. Busatto, and al., Non-Destructive detection of current in Power Modules by means of magnetic measurements, Proceeding of IAS 2000, (5) p.2990-2995.

[BUSATTO_03] G. Busatto, and al., Non-destructive detection of current distribution in power modules based on pulsed magnetic measurement, Microelectronics Reliability, 2003, (43) p1907-1912.

[BUSCA_11], C. Busca, & al., An overview of the reliability prediction related aspects of high power IGBTs in wind power applications Microelectronics Reliability, Volume 51, Issues 9–11, September–November 2011, p.1903-1907.

[BUTTAY_07] C. Buttay, & al., High performance cooling system for automotive inverters, EPE 2007.

[CALVE_03] J. E. Le Calvé, Circuit Intégrés, Conference Formation ADERA, Laboratoire IXL Bordeuax 1, 2003.

[CAMASSEL_12] Jean Camassel, Sylvie Contreras, Matériaux semi-conducteur à grand gap : le carbure de silicium (SiC), Technique de l'ingénieur, 19 aout 2012.

[CARUBELLI_03] S. Carubelli, Thèse de doctorat, Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique, Université Nancy 1, 2003.

[CASTELLAZZI_04] A. Castellazzi, H. Schwarzbauer, D. Schmitt-Landsiedel, Analysis of PowerMOSFET chips failed inthermal instability, Microelectronics Reliability, Vol. 44, 2004, pages 1419-1424.

[CATAL_02] J. Catal & al., Evaluation of interconnect technologies for power sermiconductor devices. Proceedings of IEEE Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, June 2002.

[CELNIKIER_11] Yoshua Celnikier, Contribution à l'étude de la fatigue et de l'optimisation de fils de connexions électriques pour l'intégration mécatronique automobile, thèse de doctorat, Université de Versailles, 2011.

[CELNIKIER_11_b] Y. Celnikier, & al., Optimization of wire connections design for power electronics, Microelectronics Reliability, 51 p1892–1897, 2011.

[CIAPPA_00] Mauro Ciappa, Some reliability aspects of IGBT Modules for High-Power applications, thèse de doctorat, Swiss Federal Institute of technology Zurich, 2000.

[CIAPPA_02] M. Ciappa, Selected Failure Mechanisms of Modern Power Modules, Microelectronics Reliability, Vol. 42, 2002, pages 653-667.

[DETZEL_04] Th. Detzel, M. Glavanovics, K. Weber, Analysis of wire bond and metallisation degradation mechanisms in DMOS power transistors stressed under thermal overload conditions, Microelectronics Reliability, vol.44, pp.1485-1490, 2004.

[DIAHAM_07] Sombel Diaham, Etude du comportement sous haute température de matériaux polymides en vue de la passivation de composants de puissance à semi-conducteur grand gap, thèse de doctorat, université de Toulouse, 2007.

[DODD_68] Dodd C.V., Deeds W.E., Analytical solutions to eddy-current probe coil problem, Journal of Applied Physics, 39 (1968), pp.2829-2839.

[DOU_11] Zhifeng Dou, Sûreté de fonctionnement des convertisseurs : Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes, thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2011.

[DUBOZ_99] Jean-Yves Duboz, Matériaux semi-conducteur à grand gap III-V à base de GaN, Technique de l'ingénieur, 10 aout 1999.

[DUPONT_06] Laurent Dupont, Contribution à l'étude de la durée de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute température et avec des cycles thermiques de grande amplitude, Thèse de doctorant à Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.

[DUPONT_06_b] L. Dupont, Z. Khatira, S. Lefebvreb, S. Bontemps, Effects of metallization thickness of ceramic substrates on the reliability of power assemblies under high temperature cycling, Microelectronics Reliability, 2006, (46) p1766-1771.

[DUPONT_07] L. Dupont, S. Lefebvre, M. Bouaroudj, Z. Khatir, JC. Faugières, Failure modes on low voltage power MOSFETs under high temperature application, Microelectronics Reliability, 2007, Volume 47, Issues 9-11, Pages 1767-1772.

[FABIAN_04] J.-H.Fabian, and al., Partial discharge failure analysis of AlN substrates for IGBT modules, Microelectronic reliability, 2004, (44) p1425-1430.

[FEYBESSE_03] Adeline Feybesse, Ivana Deram, Jean-Michel Reynes, Eric Moreau, Copper metallization influence on power MOS reliability, Microelectronics Reliability, 2003, (43) p571-576.

[FOCK_08] J.L. Fock-Sui-Too, & al., Performance and reliability testing of modern IGBT devices under typical operating conditions of aeronautic applications, Microelectronics Reliability, Volume 48, Issues 8–9, August–September 2008, p 1453-1458.

[FUCHEN_02] Fuchen Mu, Mingzhen Xu, and al., Weibull characteristics of n-MOSFET's with ultrathin gate oxides under FN stress and lifetime prediction, Microelectronics Reliability, 2002, (42) p985-989.

[G PEIX_88] G Peix, Principes physiques du contrôle par courants de Foucault, 1988 INSA de Lyon.

[GOETZ_12] Manfred Goetz, Bernd Lehmeier, Nico Kuhn, Andreas Meyer, Silicon Nitride Substrates for Power Electronic, PCIM Europe 2012, 8-10 May

2012, Nuremberg.

[GUTH_10] K. Guth, D.Siepe, J.Gorlich et al., New assembly and interconnects beyond sintering methods», PCIM, Nuremberg, 2010.

[HAGINO_96] Hiroyasu Hagino, and al., An experimental and numerical study on the forward biased SOA of IGBT's, IEEE Transactions on electronic devices, march 1996, vol 43, no 3.

[HAMIDI_04] A. Hamidi and P. P. Team, Introduction to Semiconductor Packaging in High Power Electronics, Séminaire ECPE, Mai 2004.

[HAMIDI_97] Hamidi and al., Reliability of high power IGBT modules testing on thermal fatigue effects due to traction cycles, Proceeding EPE 1997 Conference, Trondheim, Norway, (3), p118-123

[HAMIDI_99] A. Hamidi, and al., Reliability and lifetime evaluation of different wire bonding technologie for high power IGBT modules, Microelectronic Reliability, 1999, (39) p1153-1158.

[HERRMANN_07] T. Herrmann, M. Feller, J. Lutz, R. Bayerer, T. Licht, Power Cycling Induced Failure Mechanisms in Solder Layers, Proceedings EPE 2007, Aalborg.

[HOWER_70] P. L. Hower, V.G.K. Reddy, Avalanche injection and second breakdown in transistor, IEEE Trans electrons devices, 1970 (38) p.303-309.

[IRACE_05] A. Irace, G. Breglio, P. Spirito, R. Letor, S. Russo, Reliability enhancement with the aid of transient infrared thermal analysis of smart Power MOSFETs during short circuit operation, Microelectronics Reliability, Vol. 45, 2005, pages 1706-1710.

[JOHNSON_07] C.M. Johnson & al., Compact double-side liquid-impingement-cooled integrated power electronic module, Proceedings of the International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2007, p53-56.

[JOHNSON_65] E.O. Johnson, Physical limitations on frequency and power parameters of transistors, RCA Rev., pp. 63-177, 1965.

[JOU&VOU_10] P.Y Jourbert, E. Vourch, Cours_capteur_magnétique M2R IST ENS Cachan, 2012.

[JOUBERT_06] P.-Y. Joubert, Y. Le Bihan Multi-sensor Probe and Defect Classification in Eddy Current Tubing Inspection. Sensors and Actuators : A (129) 2006 pp. 10-14.

[JOUBERT_10] P.-Y. Joubert, E. Vourc'h, A. Tassin, Y. Le Diraison, Source separation techniques applied to the detection of subsurface defects in the eddy current NDT of aeronautical lap joints, NDT&E International 43 (2010) 606–614.

[KANG_02] S. W. Kang, D. Huang, Fabrication of star grooves and rhombus grooves micro heat pipe. Journal Micromech Microeng, 2002, vol. 12, pp. 525-531.

[KAUSHIK_01] Kaushik Rajashekara, Sohail Anwar, Vrej Barkhordarian, Alex Q. Huang, Power Electronics Handbook, Edited by Timothy L . Skvarenina 2001.

[KEYES_72] R.W. Keyes, Figure of Merit for Semiconductors for High-Speed Switches. Proc. Of the IEEE, p. 225, 1972.

[KHONG_07] B. Khong, M. Legros, P. Tounsi, Ph. Dupuy, X. Chauffleur, C. Levade, G. Vanderschaeve, E. Scheid, Characterization and modelling of ageing failures on power MOSFET devices, Microelectronics Reliability, Volume 47, Issues 9-11, September-November 2007, Pages 1735-1740.

[KRAUS_92] John D.Kraus, Electromagnetics, 4th ed. NewYork, McGraw-Hill, 1992.

[LASKA_03] T. Laska, G. Miller, M. Pfaffenlehner, P. Türkes, D. Berger, B. Gutsmann, P. Kanschat, M. Münzer, Short Circuit Properties of Trench-/Field-Stop IGBT's Design Aspects for a Superior Robustness, Proc. 15th ISPSD 2003, Cambridge.

[LE BIHAN_03] Yann Le bihan, Study on the transformer equivalent circuit of eddy current nondestructive evaluation, Elsevier NDT&E International 36 (2003) 297-302.

[LEFEBVRE_04] S. Lefebvre, F. Miserey, Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance, Editions Tech & Doc, Lavoisier, Octobre 2004.

[LEFRANC_01] G. Lefranc, J. Schultz-Harder et G. Mitic, Thermal management and reliability of multi-chip power modules, Microelectronics Reliability, 2001 (41), p1663-1669.

[LETURCQ_02] Philippe Leturcq, Semi-conducteurs de puissance unipolaires et mixtes (partie1 et partie 2), D3108 D3109, Technique de l'ingénieur, 10 février 2002.

[LETURCQ_99] Philippe Leturcq, Composant semi-conducteur de puissance : caractère propres, D3100, Technique de l'ingénieur, 10 août 1999.

[LIBBY_71] H.L. Libby, Introduction to electromagnetic nondestructive test methods. New York: Wiley; 1971.

[LOCATELLI_03] Locatelli, & al., Study of suitable dielectric material properties for high electric field and high temperature power semiconductor environment, EPE 2003, Toulouse.

[LOSTETTER_00] A.B. Lostetter, F. Barlow, A. Elshabini, An overview to integrated power module design for high power electronics packaging, Microelectronics Reliability 2000, (40) p365-379.

[LOWER_12] Yvonne Lower, & al., Novel silver contact material for application on DCB PCIM Europe, Nuremberg, 8-10 May 2012.

[LU_09] Hua Lu, Chris Bauley, Design for reliability of power electronics modules, Microelectronics Reliability, Volume 49, 2009, p.1250-1255.

[LUTZ_08] Lutz, T. Hermann, M. Feller, R. Bayerer, T. Licht, R. Amro, Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment, Proceedings of the 5th Int. Conference on Integrated Power Electronic Systems, 2008, pp 55-58.

[LUTZ_11] Josef Lutz, & al. Semiconductor Power Devices_Physics, Characteristics, Reliability, Springer 2011.

[MANCA_00] J. V. Manca, et al., High Temperature Time Dependent Dielectric Breakdown of Power MOSFETs, HITEC Session V, 2000.

[MARTIN_98] Andreas Martin, Paula O'sullivan and Alan Mathewson, Dielectric reliability measurement methods: a review, Microelectronics Reliability, 1998, (38) p.33-72.

[MARTINEAU_09] D. Martineau, T. Mazeaud, M. Legros, Ph. Dupuy, C. Levade, G. Vanderschaeve, Characterization of ageing failures on power MOSFET devices by electron and ion microscopies, Microelectronics Reliability 2009 Volume 49, Issues 9-11, pp. 1330-1333.

[MASAHITO_03] Masahito Otsuki, Yuichi Onozawa, Hiroshi Kanemaru, Yasukazu Seki, and Takashi Matsumoto, A Study on the Short-Circuit Capability of Field-Stop IGBTs, IEEE Transactions on electron devices, June 2003, Vol. 50, No. 6.

[MCMASTER_86] McMaster RC, Udpa S, 2nd ed. Nondestructive testing handbook, vol. 2. Columbus: American Society for Nondestructive Testing, 1986. Section 2; p. 25–51.

[MENAGER_06] Ludovic Ménager, & al., New bonding technologies for power packages/modules, State of Art, Recommendations, ISP3D Group, CNRS, France, 2006.

[MERTENS_02] C. Mertens and R. Sitting, Low température joining technique for improved reliability, Conférence CIPS, Bremen, Allemagne, 2002.

[MITIC_99] G. Mitic, R. Beinert, P. Klofac , H. J. Schultz, G. Lefranc, Reliability of AIN substrates and their solder joints in IGBT power modules, Microelectronics Reliability 1999, (39) p1159-1164.

[MOHAN_95] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power Electronics (Converters, applications, and design), J. Wiley & Sons, New-York, 1995.

[MOUMEN_12] Sabrine Moumen, Etude de la robustesse de transistors JFET à base de SiC vis-à-vis de stress électriques, thèse de doctorat à Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2012.

[NALLET_ 02] Frank Nallet, SiC pour l'électronique de puissance du futur, Technique de l'ingénieur, 10 mars 2002.

[NEY_96] Michel Ney, Bases de l'électromagnétisme, Techniques de l'ingénieur, 1996.

[NGUYEN_10] Thèse de Nguyen Van Hai, Etude et caractérisation d'une nouvelle connectique adaptée à l'intégration tridimensionnelle pour l'électronique de puissance, Université de Toulouse, 2010.

[NGUYEN_11] T.A. Nguyen, P.Y. Joubert, S. Lefebvre, G. Chaplier, L. Rousseau, Study for the non-contact characterization of metallization ageing of power electronic semiconductor devices using the eddy current technique, Microelectronics Reliability, Volume 51, Issue 6, June 2011, Pages 1127–1135.

[NGUYEN_12] T.A Nguyen, P.-Y. Joubert, S. Lefebvre and G. Chaplier, Estimation of a surface current distribution from 2D magnetic field measurements, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, Volume 39, no 1-4/2012, p.151-156.

[NGUYEN_13] T.A. Nguyen, P.-Y. Joubert, S. Lefebvre and S. Bontemps, Monitoring of ageing chips of semiconductor power modules using an eddy current sensor, accepted in Electronics Letters, 2013.

[NUTTALL_03] K.I.Nuttall, and al., Surface leakage current related failure of power silicon devices operated at high junction temperature, Microelectronics Reliability, 2003, (43) p1913-1918.

[PALM_97] Palm, Measurement of chip currents on IGBT modules, Proceeding EPE 1997 Conference, Trondheim, Norway, (3), p118-123.

[PANDRAUD_04] G. Pandraud, Etude expérimentale et théorique de microcaloducs en technologie silicium, thèse de doctorat, INSA de Lyon 2004.

[PENROSE_55] Penrose R, A generalized inverse for matrices, Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society (1955), 51: 406-413.

[PIETRANICO_09] S. Pietranico, S. Pommier, S. Lefebvre, Z. Khatir, S. Bontemps, Characterisation of power modules ceramic substrates for reliability aspects, , 2009, (49) p1260-1266.

[PIETRANICO_10] S. Pietranico, S. Pommier, S. Lefebvre, Z. Khatir, S. Bontemps, E. Cadel, Study of ageing of the metallization layer of power semiconductor devices, PCIM 2010 Nürmberg.

[PIETRANICO_11] Pietranico S., Lefebvre S., Pommier S., Berkani Bouaroudj M., A study of the effect of degradation of the aluminium metallization layer in the case of power semiconductor devices, Microelectronics Reliability, 2011 (51), p.1824–1829.

[PIETTRANICO_11b] S. Pietranico, Analyse de matériaux pour la modélisation des mécanismes de défaillance dans les modules électroniques de puissance, thèse de doctorat de l'ENS Cachan 2011.

[PLACKO_07] Placko D., Kundu T., DPSM for Modeling Engineering Problems, John Wiley & Sons, Hoboken, 2007.

[POLLER_09] Tilo Poller, and al., Thermal mechanical behavior of solder layer in power Modules, Proceedings PCIM Europe 2009.

[POMPL_05] Thomas Pompl, Michael Ro¨hner, Voltage acceleration of time-dependent breakdown of ultra-thin gate dielectrics, Microelectronics Reliability, 2005, (45) p1835-1841.

[POPOVIC_96] R.S. Popovic, J.A Flanagan, P.A. Besse, The future of magnetic sensor, Sensor and Actuators A 56, p. 39-55, 1996.

[POULICHET_91] P. Poulichet, Modélisation conception et réalisation de capteurs de courant performants, thèse de doctorat de l'ENS de Cachan, 1991.

[POUPON] Gilles Poupon, Remplacement du plomb dans les alliages de soudure en microélectronique, http://www.sansplomb.org/doc_presentation/pbissue.pdf .

[PROAKIS_01] John G Proakis, Digital Communications 3rd ed, McGraw-Hill, 2001.

[RAMMINGER_00] S. Ramminger, and al., Reliability Model for AI Wire Bonds subjected to Heel Crack Failures, Microelectronic Reliability, 2000, (40) p1521-1525.

[RAVAT_08] C. Ravat, Conception de multicapteurs à courants de Foucault et inversion des signaux associés pour le contrôle non destructif, thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 2008.

[RAVAT_09] C. Ravat, P.-Y. Joubert, Y. Le bihan, C. Marchand, M. Woytasik, E. Dufour-gergam Non-Destructive Evaluation of Small Defects Using an Eddy Current Microcoil Sensor Array, Sensor Lett, vol.7, n°3, 2009, pp. 400-405.

[REICHER_01] R. Reicher, A fritless Copper Conductor System for Power Electronic Applications, Microelectronics Reliability, vol. 41, p491-498, 2001.

[S.EVEN_06] Frédéric Saint-Even, Influence des Régimes Extrême de Fonctionnement sur la Durée de Vie des Composants Semi-Conducteurs de Puissance, thèse de doctorat à ENS Cachan, 2006.

[SANCHEZ_01] J.-L. Sanchez, State of the art and trends in power integration.

[SCHEUERMANN_09] U. Scheuermann, Reliability challenges of automotive power electronics, Microelectronics Reliability, Volume 49, Issues 9–11, September–November 2009, p.1319-1325.

[SCHMIDT_12] Ralf Schmidt, and al., Al-clad Cu Wire bonds mutilply power cycling lifetime of advanced power modules, PCIM Europe 2012, Nuremberg.

[SCHULZ_00] J. Schulz-Harder, DCB Substrates as a Base for Power MCM's, Conférence EPTC 2000, Singapour, Vol.3, pages 315-320.

[SCHULZ_02] Jurgen Schulz-Harder, Advantages and new development of direct bonded copper substrates, Microelectronic Reliability 2003, (43) p359-365.

[SCHULZ_08] Schulz-Harder Juergen, Review of highly integrated solution for Power Electronic device, CIPS NUernberg, 2008.

[SEMIKRON_11] Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann, Application manual power electronic, Semikron International GmbH, 2011.

[SIEPE_10] D.Siepe, R.Roth, The future of wire bonding is wire bonding, CIPS Conference, Nuremberg Germany, 2010.

[SMET_11] These de Vanessa Smet, Aging and failure modes of IGBT power modules undergoing power cycling in high temperature environments, Université de Monpellier 2, 2011.

[SMET_12] Vanessa Smet, & al., Evaluation of Vce Monitoring as a Real-Time Method to Estimate Ageing of Bond Wire-IGBT Modules Stressed by Power Cycling, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 11April 2012.

[STASZEWSKI_09] W.J. Staszewski, S. Mahzan, R. Traynor, Health monitoring of aerospace composite structures – Active and passive approach, Composites Science and Technology, Volume 69, Issues 11-12, September 2009, Pages 1678-1685.

[SUMI_89] S. Sumi and al., Thermal fatigue failure effects of large scale package type power transistor modules, Proceeding of ISTFA, 1989 p309-322.

[SZE_81] S.M. Sze, Physics of Semiconductor Device 2nd edition, John Wiley New York, 1981.

[TAKATA_01] Ikunori Takata, Destruction Mechanisme of PT and NPT-IGBTs in the Short Circuit Operation -an Estimation from the Quasi-Stationary Simulations, Proceedings of International symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Osaka, 2001, p337-330.

[THOMAS_10] Thomas V., Joubert P.-Y., Vourch E., Placko D. A novel modelling of surface breaking defects for eddy current quantitative imaging, IEEE Sensors Applications Symposium 2010, 23-25 February 2010, Limerick, Ireland, 4 pages.

[TOURNIER_07] Dominique Tournier, Composants de puissance en SiC – Technologie, Technique de l'ingénieur, 10 février 2007.

[VAGNON_10] Eric Vagnon, Solutions innovantes pour le packaging de convertisseurs statiques polyphases, thèse de doctorat de l'Institut polytechnique de Grenoble, 2010.

[VERNON_99] S.N. Vernon, The universal impedance diagram of the ferrite pot core eddy current transducer. IEEE trans magn 1999; 25(3):2639–45.

[WANG_12] Huai Wang, Ke Ma, Frede Blaabjerg, Design for Reliability of Power Electronic Systems, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.

[WANIN_02] Maurice Wanin, Evaluation Non Destruction de la Qualité des Matériaux, Technique de l'ingénieur- M 4 131, 10 mars 2002.

[WONDRAK_99] W. Wondrak, Physical Limits and Lifetime Limitations of Semiconductor Devices at High Temperatures, Microelectronic Reliability, 1999, (39), p1113-1120.

[YAMADA_07] Y. Yamada, Y. Takaku, Y. Yagi, I. Nakagawa, T. Atsumi, M. Shirai, I. Ohnuma, and K. Ishida, Reliability of wire-bonding and solder joint for high temperature operation of power semiconductor device, Microelectronics Reliability, 2007, vol. 47, no12, pp. 2147-2151.

[YAMASHITA_94] J. Yamashita, H. Haruguchi, H. Hagino, A study on the IGBTs turn-off failure and inhomogeneous operation, proc. of the 6th Internat. Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics, Davos, Switzerland, may 31-june 2, 1994.

[YANG_11] D.G. Yang, F.F. Wan, & al., Effect of high temperature aging on reliability of automotive electronics, Microelectronics Reliability, Volume 51, Issues 9–11, September–November 2011, p.1938-1942.

[YUNG_09] K. P. Yung & al., Formation and assembly of carbon nanotube bumps for interconnection applications, Diamond and Related Materials, vol. 18, pp. 1109-1113, 2009.

Résumé

Instrumentation électronique et diagnostic de modules de puissance à semi-conducteur

Les objectifs de la thèse sont d'élaborer des systèmes d'instrumentation électronique qui permettent une analyse et un diagnostic fins de l'état d'intégrité et du processus de vieillissement des composants de puissance à semi-conducteur. Ces travaux visent à évaluer la variation de la conductivité de la métallisation à l'aide de capteurs à Courant Foucault (CF) mais aussi à estimer l'effet du vieillissement des puces et de leur assemblage sur la distribution de courant dans les puces afin de mieux comprendre les mécanismes de défaillance.

Des éprouvettes simplifiées mais également des modules de puissance représentatifs ont été vieillis par les cyclages thermique. Les capteurs développés ont été utilisés afin, d'une part de suivre le vieillissement, mais aussi d'autre part afin de comprendre l'effet de ce vieillissement sur le comportement des puces de puissance. Un banc d'instrumentation dédié a été élaboré et exploité pour la mesure locale de la conductivité électrique par le capteur à courants de Foucault, et l'estimation de la distribution de courants à partir de la mesure de cartographies de champ magnétique par capteurs de champ, ou à partir de la cartographie de la distribution de tension sur la métallisation de source. Ce banc a permis en premier lieu d'évaluer la pertinence et les performances de différents types de capteurs exploitables.

Le travail s'est également appuyé sur des techniques de traitement de signal, à la fois pour estimer de manière quantitative les informations de conductivité des métallisations issues des capteurs à courant de Foucault, mais aussi pour l'analyse de la distribution de courant à partir des informations fournies par des capteurs de champ magnétiques. Les modèles utilisés exploitent des techniques de modélisation comportementale (le modèle approché de « transformateur analogique » modélisant capteurs à CF ou bien d'inversion de modèle semi-analytique dans le cas l'estimation de la distribution de courant). Les résultats obtenus à partir de ces modèles nous permettrons, d'une part de mieux comprendre certains mécanismes de défaillance, mais également de proposer une implantation et des structures de capteurs pour le suivi « in situ » de l'intégrité des composants.

Mots clef : Modules de puissance à semi-conducteur, vieillissement, métallisation, courant de Foucault, diagramme de l'impédance normalisée, effet Hall, distribution de courant, modèle semi-analytique, problème inverse, diagnostic, distribution de tension.

Abstract

Electronics instrumentations for the following ageing process and the diagnostic failure of the power semiconductor device

This thesis is dedicated to develop electronic instrumentation systems that allow to analyse the ageing process and to make a diagnosis the failure mechanisms of power semiconductor device. The research objectives were to evaluate the electrical conductivity variation of metallization layer using the eddy current technique but also to estimate the ageing effect of the semiconductor dies and their module packaging on the current distribution in the die, to better understand the mechanism failures. The specimens simplified and the power semiconductor modules were aged by thermal cycles. The various sensors have been used (eddy current sensor, Hall sensor), to follow the ageing process, and to understand the ageing effect on the power semiconductor die.

The experimental instrumentation system has been developed and used, to realize the non destructive evaluation by the eddy current technique on the metallization layer and to measure the map of magnetic field induced above the die by the magnetic sensor, the potential distribution. In the first time, this system allowed to evaluate the relevance and the performance of different type sensors used for the local measure on the electrical conductivity by eddy current sensors and on the currents distribution by Hall sensors or the potential distribution of the source metallization layer.

This work was also supported by the signal processing techniques. To estimate quantitatively the electrical conductivity of metallization layer by the eddy current sensors, a model using the two-winding transformer analogy simulate the electromagnetic interaction between the sensor and the conducting plate. And, the current distribution from the measured data is given by inverting a mesh-free modeling of the induced magnetic field. The results obtained from these models can allow us to firstly understand certain failure mechanisms, but also to propose the integrated circuit with the sensors for monitoring "in situ" the state ageing of power semiconductor device.

Keywords: power semiconductor device, ageing, metallization, eddy current, universal impedance diagram, Hall sensor, current distribution, mesh free modeling method, inverse problem, diagnostic, potential distribution.