

Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du
DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :
Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :
Génie Électrique

Présentée et soutenue par :
Hassen MEDJAHED

le : 11 Mai 2012

Titre :
Contribution à la simulation électro-thermomécanique numérique 3d :
appliquée à l'étude de la fiabilité des interrupteurs à semiconducteurs
packages, utilisés en traction ferroviaire

Ecole doctorale :
Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :
Laboratoire de Génie de Production de Tarbes

Directeur(s) de Thèse :
Bertrand NOGAREDE
Co-directeur : Paul Etienne VIDAL

Rapporteurs :
Zoubir KHATIR
Eric WOIRGARD

Membre(s) du jury :
Bertrand NOGAREDE
Paul Etienne VIDAL

Contribution à la simulation du comportement électro-thermomécanique numérique appliquée à l'étude des fils de connexion des interrupteurs à semiconducteurs de puissance

Résumé

La tendance actuelle dans le domaine du transport ferroviaire est d'intégrer des modules de puissance de plus en plus puissants dans des volumes de plus en plus réduits. Cela pose des problèmes, notamment en termes de fiabilité, car lors de leurs cycles de fonctionnement, les interrupteurs à semi-conducteurs et leur environnement immédiat sont soumis à des contraintes électro-thermomécaniques plus sévères. Cela peut entraîner leur destruction et donc la défaillance de la fonction de conversion d'énergie. L'objectif principal de cette thèse est de décrire des modèles et des outils de simulation multi-physiques afin de caractériser ces contraintes. Nous avons choisi comme cas d'étude les fils de connexion dits «wire bonding». Ces fils sont, en effet, considérés comme l'un des points faibles en ce qui concerne la durée de vie des modules de puissance, utilisés dans les systèmes embarqués notamment dans le ferroviaire. Dans ce contexte multi-physique, nous avons développé des modèles, numériques, éléments finis, analytiques, 3D ou 1D, afin de déterminer les contraintes thermomécaniques lors du passage du courant dans ces fils. A travers les modèles décrits et les résultats de simulation présentés, nous caractérisons le comportement des fils d'un point de vue électrique, thermique, magnétique ou mécanique. Plus précisément les interactions électromagnétiques, électrothermiques, électromécaniques ou thermomécaniques entre modèles et entre outils de simulation sont discutées. Les résultats sont confrontés aux mesures thermiques et de déplacement. Ces dernières sont réalisées par le biais de prototypes expérimentaux. Le mode de sollicitation utilisé est dit actif. Un régime de courant, continu ou alternatif, est appliqué au système. La réponse thermique et mécanique du système est alors obtenue. Les conclusions de cette étude permettent d'une part de mieux caractériser le comportement électro-thermomécanique des fils de bonding et de mieux comprendre l'origine des modes de défaillance de cette technologie d'interconnexion. D'autre part, une démarche d'utilisation des modèles et outils logiciels multi physiques pour une simulation électro-thermomécanique est présentée.

Mots clés

Simulation multi-physique - Électronique de puissance - Électromagnétisme - Fils d'interconnexion - Modules de puissance - Contraintes mécaniques - Fiabilité

Contribution to electro-thermomechanical 3D numerical studies, applied to power semiconductors used in railway devices

Abstract

The trend in the field of railway transport is to integrate increasingly powerful power modules in smaller volumes. This is problematic, especially in terms of reliability: during their cycles of operation, the semiconductor switches and their immediate environment are subject to tougher electro-thermo-mechanical stresses. This can lead to their destruction and then, to the failure of the energy conversion function. The main goal of this work is to describe the models and multi-physics simulation tools to characterize these stresses. We chose as a case study the connection wire called “wire bonding”. These wires are, indeed, considered one of the weaknesses of the life time of the power module used in embedded systems, particularly in railway applications. In this multi-physics context, we have developed numerical, finite elements, analytical, 3D or 1D models to determine the thermo-mechanical stresses during the current flow through the wires. Thanks to the models described and the simulation results presented, we characterize the behavior of the wire for an electrical, thermal, magnetic or mechanical point of view. More precisely, the electro-magnetic, electro-thermal, electro-mechanical or thermo-mechanical interactions between models and between simulation tools are discussed. The results are compared to thermal and displacement measurements. They are realized thanks to experimental prototypes. The type of solicitation is called active. A system of direct or alternating current is applied to the system. The thermal and mechanical response of the system is obtained. The conclusions of this study allow, on the one hand, characterizing the electro thermo-mechanical behavior of wires bonding and understanding the origin of the failure modes of this technology. On the other hand, a way of using models and multi-physics software tools for an electro thermo-mechanical simulation is presented.

Keywords

Multiphysic simulation - Power electronics - Electromagnetism - Wire bonding - Packaging - Mechanical stresses - Reliability

Table des matières

Introduction Générale	1
1 État de l'art	5
1.1 La chaîne de traction	5
1.2 Les convertisseurs statiques	6
1.3 Les semi-conducteurs de puissance	7
1.4 Les modules IGBT	8
1.4.1 Les différents types de boîtiers des modules IGBT	9
1.5 Éléments constituant un module de puissance	11
1.5.1 Les puces à matériaux semi-conducteurs	11
1.5.2 La brasure	12
1.5.3 La semelle	14
1.5.4 Le gel silicone	16
1.5.5 Le système de refroidissement	17
1.5.6 La connexion de puissance interne	20
1.5.6.1 <i>Wire bonding</i> (fil de connexion)	20
1.5.6.2 <i>Ribbon bonding</i> (connexion par ruban)	23
1.5.6.3 <i>Solder Bump</i> (connexion par billes)	24
1.5.6.4 Nano et micro-poteaux	26
1.6 Les différents modes de défaillances des modules de puissance	28
1.6.1 Effet du cyclage thermique	29
1.6.1.1 Rupture des substrats céramiques	30
1.6.1.2 Déformation des métallisations des puces	31
1.6.1.3 Fatigue des brasures : puce - substrat et substrat - semelle	33
1.6.1.4 Conséquences pour le fil de bonding	35
1.6.2 Autres modes de défaillance	37
1.6.2.1 La corrosion	38

1.6.2.2	L'électromigration	39
1.6.2.3	La vibration	40
1.6.2.4	Modes de défaillances liés au gel silicone	40
2	Les phénomènes physiques en jeu	43
2.1	Comportement électromagnétique des éléments du packaging	44
2.1.1	L'électronique de puissance	45
2.1.1.1	L'onduleur de puissance	47
2.1.1.2	Caractéristiques des interrupteurs IGBT	47
2.1.2	Relation de passage de l'électrique vers la magnétostatique	49
2.1.3	Rappel sur le calcul du champ magnétique	50
2.2	Les phénomènes thermiques	51
2.2.1	Comportement thermique du module de puissance	51
2.2.2	Équation de la chaleur	52
2.2.3	Cas d'un régime stationnaire	53
2.2.4	Cas d'un régime variable	53
2.3	Les phénomènes mécaniques	54
2.3.1	Généralités	55
2.3.1.1	Contraintes mécaniques et déformation	55
2.3.1.2	Loi de comportement	57
2.3.2	Couplage thermomécanique	58
2.4	La fiabilité	59
2.4.1	Modèles numériques pour l'étude de la fiabilité	60
2.4.2	Essais pour caractériser la fiabilité	61
2.4.3	Test mécaniques	61
2.4.4	Cyclage en température	62
2.5	Conclusion	63
3	Modélisation des phénomènes physiques	65
3.1	Introduction	65
3.2	Méthodes de résolution par éléments finis	66
3.3	Outils de simulation disponibles	68
3.3.1	ABAQUS	68
3.3.2	Maxwell	69
3.3.3	SCILAB	70
3.3.4	PSIM	71

3.4	Les différents modèles accessibles	72
3.4.1	Modèles développés sous Abaqus	72
3.4.1.1	Conditions aux limites pour l'analyse électrothermique . . .	75
3.4.2	Modèle développé sous Maxwell	75
3.4.3	Modèle analytique développé sous Scilab	76
3.4.3.1	Modèle analytique magnétostatique	77
3.4.3.2	Modèle analytique thermique	85
3.4.4	Circuit électrique simulé sous PSIM	90
3.5	Interactions entre les différents logiciels	92
3.6	Conclusion	93
4	Présentation des résultats et discussions	95
4.1	Introduction	95
4.2	Présentation de la maquette expérimentale	96
4.2.1	Présentation de la maquette	96
4.2.2	Maquette en régime alternatif	97
4.2.3	Appareillages de mesure	99
4.2.3.1	Mesure de température	99
4.2.3.2	Mesure du déplacement	100
4.3	Résultats en régime permanent	101
4.3.1	Simulation 3D électro-thermomécanique	101
4.3.1.1	Détermination de la température	101
4.3.1.2	Détermination des contraintes mécaniques	104
4.3.1.3	Déplacements et déformations	106
4.3.2	Simulation 1D électrothermique	109
4.3.3	Simulation 2D et 3D électromagnétique	110
4.3.3.1	Répartition du champ et des forces électromagnétiques . . .	111
4.3.3.2	Détermination des contraintes électromagnétiques	114
4.3.4	Analyse des résultats	116
4.4	Résultats en régime alternatif	119
4.4.1	Simulation 3D électro-thermomécanique et résultats expérimentaux .	119
4.4.1.1	Détermination de la température	119
4.4.1.2	Détermination des contraintes	120
4.4.1.3	Détermination des déplacements	121
4.4.2	Simulation 1D électrothermique	124
4.4.3	Discussion	125

4.5	Etude thermomécanique	128
4.6	Conclusion	133
	Conclusion générale et perspectives	137
	Bibliographie	i
	Annexe A	xv
	Annexe B	xxvii

Table des figures

1.1	<i>Éléments constitutifs d'une chaîne de traction ferroviaire.</i>	6
1.2	<i>Onduleur de tension triphasé</i>	7
1.3	<i>Classification des semi-conducteurs de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit $U.I$ des composants [82].</i>	8
1.4	<i>Boitier press-pack [24].</i>	10
1.5	<i>Coupe schématique d'un module IGBT moulé [82].</i>	10
1.6	<i>Procédé d'encapsulation des modules de puissance avec du gel silicone.</i>	17
1.7	<i>Radiateur utilisé pour le refroidissement des modules de puissance. [120]</i>	18
1.8	<i>Technologie 3D de module ESW (3.3 kV – 300 A), refroidissement double face. [97]</i>	18
1.9	<i>Exemple de refroidisseur en caloduc. [120, 87]</i>	19
1.10	<i>Fil de bonding.</i>	20
1.11	<i>Outil de fabrication de wedge bonding. [49]</i>	21
1.12	<i>Procédé de réalisation de wedge bonding. [78]</i>	21
1.13	<i>Le capillaire pour ball bonding. [49].</i>	22
1.14	<i>Les étapes de réalisations de ball bonding. [88]</i>	22
1.15	<i>Image d'un dispositif électronique de puissance utilisant des rubans en Aluminium.</i>	24
1.16	<i>Assemblage avec la technique solder bump. [7]</i>	25
1.17	<i>Bumps cylindriques en cuivre brasés entre un substrat DCB et une puce. [95].</i>	25
1.18	<i>Technologie micro poteau. [88]</i>	26
1.19	<i>Cellule d'électrodéposition. [79]</i>	27
1.20	<i>Différentes couches de matériaux constituant l'assemblage.</i>	29
1.21	<i>Rupture du substrat en céramique Al_2O_3. [33]</i>	30
1.22	<i>Défaillance de l'intégrité des substrats céramiques. [102]</i>	31
1.23	<i>(a) Métallisation d'émetteur d'IGBT avant cyclage, (b) Reconstruction de la métallisation après cyclage thermique actif. [102]</i>	32

1.24	Surface de la métallisation sans et avec passivation. [33]	32
1.25	Dégradation des brasures après 43000 cycles. [74]	33
1.26	Défaillance des fils de bonding dû à la fatigue thermomécanique.	35
1.27	Amélioration de la fiabilité des fils de bonding par dépôt d'une résine polymère.	36
1.28	Images des fissuration des fils de bonding durant un cyclage en température	37
1.29	Corrosion des fils de connexion. [94]	38
1.30	Conducteur en aluminium ayant subit une électromigration. [19].	39
2.1	Les fonctions électriques des éléments constituant le module de puissance.	45
2.2	Les différentes formes de conversion d'énergie en électronique de puissance. [80]	46
2.3	Association de convertisseurs de base dans un variateur pour la traction ferroviaire.	46
2.4	Schéma d'un onduleur triphasé [39].	47
2.5	Face supérieure et schéma électrique équivalent simplifié d'une puce IGBT.	48
2.6	Module de puissance étudié : 3.3 kV – 1500 A.	49
2.7	Relation entre l'intensité et la densité de courant.	50
2.8	Flux thermique dans un module de puissance [87].	52
2.9	Directions des contraintes.	56
2.10	Différentes courbes contraintes-déformations des matériaux.	57
2.11	Taux de défaillance en fonction du temps pour un composant électronique. [138]	60
2.12	Différents profils de cycles utilisés pour les fils de bonding.	63
3.1	Exemple d'un domaine divisé en élément finis.	67
3.2	Synoptique de mise en place d'un calcul sous Abaqus.	69
3.3	Modélisation "électro-thermomécanique".	72
3.4	Vue en perspective du modèle numérique réalisée sous Abaqus.	73
3.5	Modèle magnétostatique développé sous Maxwell.	76
3.6	Schéma du fil de bonding utilisé pour le modèle magnétique.	77
3.7	Schéma des deux segments du fil d'interconnexion.	78
3.8	Représentation des variables utiles au calcul du champ magnétique.	78
3.9	Représentation schématique pour le calcul du champ \vec{B}_2 .	81
3.10	Répartition du champ magnétique en fonction de $ r $ pour $I = 10A$ et $\alpha = 51.6$.	81
3.11	Présentation des forces élémentaires propres.	82
3.12	Force et champ magnétique exercés entre deux segments parallèles.	83

3.13	Répartition de la force parallèle en fonction de la distance inter-fil "a".	84
3.14	Bilan sur les forces exercées sur un fil d'interconnexion.	85
3.15	Schéma utilisé pour le modèle thermique.	87
3.16	Variation du flux thermique dans une tranche du conducteur.	88
3.17	Circuit d'un onduleur monophasé sous PSIM.	90
3.18	Profil de courant circulant dans un seul transistor.	91
3.19	Schéma du circuit utilisé pour obtenir le profil du courant réel dans les fils de bonding.	91
3.20	Interaction entre les différents logiciels utilisés.	92
4.1	Différents prototypes utilisés.	97
4.2	Carte électronique conçue pour les essais expérimentaux.	98
4.3	Banc de test utilisé en régime alternatif.	99
4.4	Mesure de la température avec la thermographie infrarouge.	99
4.5	Mesure du déplacement avec la stéréo-corrélation.	100
4.6	Mouchetis appliquer sur la surface de l'éprouvette.	101
4.7	Résultats de simulation et expérimentaux de l'échauffement du fil de bonding.	102
4.8	Superposition des résultats expérimentaux et de simulation.	102
4.9	Evolution temporelle de la température dans le fil.	103
4.10	Cartographie de la répartition de contraintes équivalente de Von-Mises en (MPa) dans le fil de bonding.	104
4.11	Évolution de la contrainte maximale en fonction de l'intensité du courant.	105
4.12	Évolution des contraintes maximales en fonction de l'angle d'inclinaison.	105
4.13	Contraintes maximale en fonction de l'angle α et le courant I	106
4.14	Champ de déplacement obtenu à partir du modèle numérique.	106
4.15	Mesure du champ de déplacement avec la stéréo-corrélation.	107
4.16	Répartition de la température obtenue par la simulation 1D.	109
4.17	Déplacement du fil obtenu par la simulation 2D.	110
4.18	Résultats de détermination du champ magnétique par le calcul analytique et la simulation numérique.	111
4.19	Évolution de la force élémentaire \vec{df}_2 en fonction de r et α	112
4.20	Champ et force parallèles en fonction de la distance inter fil "a".	113
4.21	Répartition des forces propres et parallèles exercées sur le fil.	114
4.22	Répartition des contraintes dues aux forces de Laplace propres.	115
4.23	Répartition des contraintes dues aux forces d'interaction.	115
4.24	Contraintes mécaniques dues aux forces électromagnétiques totales.	116

4.25	Répartition de la température sur le fil de bonding et la puce semi-conductrice.	117
4.26	Répartition du déplacement total mesuré sur le fil avec l'intégration d'une puce IGBT.	118
4.27	Répartition de la température du fil en régime variable de courant.	120
4.28	Répartition des contraintes de Von-Mises en régime alternatif.	121
4.29	Déplacement X , Y et Z obtenus en simulation et en expérimental dans le cas d'un fil seul pour $I_{max} = 10$ A.	121
4.30	Répartition de la température en fonction du profil du fil obtenu avec le modèle numérique 1D.	124
4.31	Évolution temporaire de la température obtenue avec le modèle numérique 1D.	125
4.32	Répartition de la température avec la puce en régime alternatif.	127
4.33	Introduction du profil de température au niveau des surfaces de la puce.	129
4.34	Répartition de la température pour une sollicitation en température qui correspond au régime permanent.	130
4.35	Répartition des contraintes de Von Misses.	131
4.36	Distribution des contraintes sur le fil de connexion.	131
4.37	Distribution des contraintes mécaniques de Von-Mises.	132
38	La force magnétique agissant sur un élément de longueur d'un fil parcouru par un courant.	xvii
39	Courbe idéalisée d'ecrouissage cyclique. [21]	xxiv
40	Taux de défaillance en fonction du temps pour un composant électronique. [138]	xxv
41	Détails sur les paramètres utilisés pour le calcul du champ magnétique.	xxviii

Liste des tableaux

1.1	Propriétés physiques des matériaux semi-conducteurs (25 °C) [43]..	12
1.2	Propriétés physiques de brasure.	13
1.3	Propriétés physiques des principaux matériaux utilisés pour la réalisation de la semelle[100].	15
1.4	Principales familles de matériaux isolants haute température commerciaux.	16
1.5	Performances des dissipateurs. [120, 87]	20
1.6	Comparaison des technologies de soudage des fils de connexion. [62]	23
1.7	Principaux matériaux constituant un assemblage de puissance.	30
2.1	Caractéristiques de l'interrupteur considéré à température de jonction $T_j = 25^\circ\text{C}$.	48
2.2	Différents tests pour caractérisé la fiabilité des modules de puissance en traction ferroviaire.	61
3.1	Propriétés électriques, thermiques et mécaniques des différents matériaux. [139, 3]	74
4.1	Variation de le température en fonction de l'intensité de courant.	103
4.2	Déplacement en fonction de la variation de l'amplitude du courant DC pour un fil.	108
4.3	Variation du déplacement en fonction du courant pour deux fils en parallèles.	108
4.4	Déplacement en fonction de l'intensité de courant DC pour 2 fils reliés à une puce.	118
4.5	Déplacement en fonction de l'intensité de courant.	122
4.6	Déplacement en fonction de la fréquence de commutation.	122
4.7	Déplacement en fonction de la variation de l'intensité de courant pour deux fils.	123
4.8	Déplacement en fonction de la variation de la fréquence pour deux fils.	123
4.9	Variation de la température en fonction de l'intensité de courant.	127

4.10	Déplacement du fil et de la puce en fonction de la variation de l'intensité du courant.	128
4.11	Propriétés mécaniques, thermiques et électriques de la puce en silicium. . . .	129
12	Ordre de grandeur du coefficient de convection [107].	xx
13	Émissivité de quelques matériaux. [109]	xxi
14	Ordre de grandeur des modules de Young et des coefficients de Poisson pour divers matériaux. [71]	xxii
15	Ordre de grandeur des paramètres usuels lors d'une déformation plastique. [71]	xxiii

Introduction Générale

Depuis quelques années, le développement de l'électronique de puissance tant en puissance qu'en volume s'accroît. Ceci s'explique par la diversité des applications et des études menées par les chercheurs. En effet, l'électronique de puissance pénètre de nouveaux domaines, notamment celui du transport où elle a un rôle de plus en plus important. Dans ce domaine, le secteur du ferroviaire a été l'un des premiers à utiliser massivement des organes d'électronique de puissance. Mais les composants d'électronique de puissance se développent fortement dans le secteur automobile, et semblent être incontournables dans un futur proche, dans l'aéronautique où les actionneurs électriques sont de plus en plus utilisés.

Concrètement, dans les applications ferroviaires, le rôle de l'électronique de puissance consiste à transformer l'énergie entre la caténaire et le moteur en utilisant des convertisseurs de puissances.

Actuellement, des études visent à intégrer des convertisseurs de plus en plus puissants dans des volumes de plus en plus faibles. Du fait de l'hétérogénéité des matériaux en présence, mais aussi de la multitude des sollicitations environnementales, plusieurs problèmes se posent alors lors de cette intégration, notamment en terme de fiabilité des modules de puissance.

Un des points faibles, en terme de durée de vie, des modules de puissance actuels est la technique de connexion des puces silicium par fils d'aluminium. Cette technique est dénommée "wire bonding". Malgré la bonne maturité de cette technique par rapport à d'autres moyens de connexion, certains problèmes au niveau des connexions des fils conducteurs lors du fonctionnement du module de puissance sont observés. En effet, la fatigue engendrée par les contraintes thermomécaniques provoque des ruptures au niveau des soudures des fils d'aluminium. Plusieurs travaux ont été consacrés à l'étude de la fatigue engendrée par les contraintes thermomécaniques ou à l'étude des modes de défaillances des fils de connexion. Pourtant, les mentions faisant référence à des études consacrées aux interactions des phénomènes électro thermomécaniques des fils de connexions sont rares. Or, la fonction principale des modules de puissance est la conversion de l'énergie électrique. C'est ainsi que, dans le contexte de notre étude, nous nous intéresserons à la description et à l'analyse comporte-

mentale des interactions électro-thermomécaniques des fils de connexion. Nous allons donc utiliser la modélisation et la simulation multiphysique pour atteindre cet objectif.

Ainsi, après une brève présentation des différents éléments qui constituent la chaîne de traction ferroviaire, nous aborderons la question de l'assemblage d'un module de puissance. Dans cette partie nous présenterons les différents composants du module en se focalisant sur les connexions internes, notamment sur les fils de connexion qui seront l'objet de l'étude. Nous présenterons à partir d'une étude bibliographique les différents modes de défaillances rencontrés lors des applications des modules de puissance. Nous accentuerons notre étude sur les modes de défaillance d'origine thermique qui sont considérés comme les principaux modes de dysfonctionnement des modules de puissance. Le deuxième chapitre sera consacré à définir les bases théoriques pour la compréhension des différents phénomènes physiques (thermique, électrique, magnétique, mécanique) intervenants dans un module de puissance, ainsi que leurs interactions. Pour cela, nous commencerons par détailler les différentes fonctions des éléments du packaging. Afin de comprendre les phénomènes électromagnétiques existants lors du fonctionnement des modules de puissance, nous présenterons un rappel théorique de l'expression du champ magnétique produit par une distribution de courant linéaire, et des forces de Laplace exercées sur un conducteur électrique. D'autre part, nous montrerons que le comportement thermique et le fonctionnement électrique d'un composant sont liés. Cela est dû d'une part aux propriétés électriques des composants qui sont affectées par la variation de la température et d'autre part à la température de jonction qui varie en fonction de la puissance dissipée et de l'environnement de refroidissement. Ainsi, le couplage électrothermique sera décrit par des formules simples qui lient la température au courant électrique. Enfin, nous chercherons également à étudier le couplage thermomécanique qui nous permettra d'exprimer les contraintes mécaniques engendrées par une variation de température. Quelques notions de fiabilité et de durée de vie seront données et nous exposerons les méthodes adoptées pour l'estimation de cette dernière.

Dans le troisième chapitre, après un rapide tour d'horizon de la méthode de calcul par éléments finis, nous présenterons les différents modèles numériques et analytiques que nous avons développés à partir des lois décrites dans le deuxième chapitre. Pour cela, plusieurs outils de calcul seront utilisés et nous permettront d'effectuer une simulation multi domaine électro-thermomécanique. Pour commencer, un outil de simulation électrique est utilisé pour déterminer le profil de courant réel qui circule dans les fils de bonding. Ensuite, nous avons développé un modèle élément finis 3D sous ABAQUS qui nous permet de combiner l'analyse électrothermique et thermomécanique en vue d'une simulation électro-thermomécanique. Ainsi, nous pourrions déterminer les contraintes mécaniques générées par l'échauffement ther-

mique lors de la circulation d'un courant électrique dans les fils de connexion. Un modèle unidimensionnel donnant la répartition de la température sera aussi étudié. D'autre part, afin d'étudier le comportement électromagnétique des fils, nous avons développé deux modèles. Le premier sous SCILAB nous permet de déterminer le champ magnétique ainsi que les forces de Laplace exercées sur le fil en se basant sur des lois analytiques. Le second sous MAXWELL consiste à vérifier par la simulation éléments finis la répartition 3D du champ magnétique. Pour finir, nous présenterons les différentes interactions entre les logiciels utilisés pour réaliser une simulation combinée électro-thermomécanique.

Dans le dernier chapitre, nous commencerons par décrire les différentes maquettes expérimentales mises en place et les prototypes conçus pour les tests de mesure de température et de déplacement du fil. Afin de réaliser ces mesures en régime alternatif, une carte électronique sera conçue pour reproduire le profil réel de courant qui circule dans le fil de connexion. Ce quatrième chapitre sera consacré à l'interprétation et à la discussion des résultats obtenus par la simulation et les tests expérimentaux. Nous les regrouperons en deux parties :

- **ceux réalisés en régime permanent** : où un courant continu de 10 A est utilisé pour déterminer les contraintes mécaniques à partir du modèle éléments finis développé dans le chapitre 3. Afin de valider ce modèle numérique, nous comparerons les résultats de la distribution de la température avec ceux obtenus en expérimental. Ils seront également confrontés à ceux obtenus avec le modèle unidimensionnel. Ce dernier nous permet, à partir d'une modélisation simplifiée, de récupérer le comportement thermique des fils de connexion. La validation de ces modèles s'effectue par une comparaison des résultats de mesure de température et de déplacement avec ceux issus de l'expérimental. Celle du modèle analytique électromagnétique passera par une comparaison entre les résultats obtenus avec ce modèle et ceux obtenus par le modèle éléments finis MAXWELL. Une étude du comportement magnéto-mécanique sera proposée pour déterminer les contraintes mécaniques générées par les forces magnétiques. En fin de cette partie, nous proposerons une analyse des résultats obtenus en régime permanent. Cette analyse sera complétée par des tests de mesure de température et de déplacement en intégrant une puce conductrice et deux fils parallèles ;
- **ceux réalisés en régime alternatif** : cette partie traite du cas de l'utilisation du profil réel de courant électrique qui circule dans un fil de connexion. Cependant, dans cette partie, seront retenus les seuls résultats obtenus à partir des modèles éléments finis 3D et unidimensionnel pour la détermination du champ de température et des contraintes mécaniques. En effet, le profil particulier du courant rend l'étude du comportement électromagnétique complexe et difficile. Des essais de mesure de déplacement et de

température seront également présentés.

Précisons par ailleurs que cette étude a été réalisée au sein du Laboratoire de Génie de Production (LGP), structuré en 4 équipes de recherche autour de la gestion de production et du génie mécanique. Le LGP a par ailleurs accompagné la genèse d'une plateforme mixte de recherche académique - industriel sur l'intégration en électronique de puissance à TARBES. Cette plateforme "PRIMES", doit permettre à chaque chercheur de s'appropriier les thématiques de l'électronique de puissance relatives à son champ disciplinaire (caractérisation aux interfaces, caractérisation - modélisation - simulation thermomécanique des assemblages etc.). Ce mémoire s'inscrit dans cette volonté de bâtir un socle commun en balayant plusieurs champs disciplinaires du LGP. De plus, nous avons introduit dans le laboratoire un champ de compétence supplémentaire en rapport avec la modélisation et la simulation électrique et électromagnétique. Plusieurs outils disponibles nous ont permis de développer différents modèles (électrique, magnétique, électrothermique) pour réaliser la simulation multiphysique. Dans ce sujet, les fils de connexion n'ont été qu'un prétexte pour vérifier et valider les interactions entre les différents modèles numériques et analytiques développés en vue d'une simulation globale électro-thermomécanique.

Chapitre 1

État de l'art

Introduction

L'insertion de l'électronique de puissance dans les différents domaines de traction électrique, notamment le ferroviaire et depuis quelques années l'automobile et aéronautique, a eu pour effet de contribuer à son développement. En revanche, cela a conduit à un accroissement des niveaux de sollicitations fonctionnelles et environnementales appliquées aux modules de puissance. Par ailleurs, plusieurs études ont été réalisées afin de satisfaire des objectifs tels que l'augmentation de la puissance, la maîtrise du coût, la réduction du volume et du poids, tout en améliorant les spécifications en terme de fiabilité et de maintenabilité.

Or, différentes difficultés ont fait obstacle à la réalisation de ces objectifs. En effet, l'évaluation de la fiabilité suppose la maîtrise et la compréhension des différents phénomènes physiques entraînant la défaillance.

Nous présenterons dans ce chapitre un état de l'art des principaux modes de dégradation des modules de puissances conduisant à des défaillances principalement d'origine thermique. Nous commencerons par une introduction sur les différentes technologies de l'électronique de puissances utilisées dans la traction ferroviaire avant de recenser les principaux modes de défaillance obtenus.

1.1 La chaîne de traction

La chaîne de traction est un terme technique utilisé dans le ferroviaire qui définit l'ensemble des éléments électriques qui permettent de capter l'énergie électrique, de la transformer et de la distribuer pour l'alimentation des moteurs assurant la motricité des trains.

Le moyen de captage se fait par le pantographe qui est connecté directement sur la

caténaire qui se trouve au-dessus du train. Celle ci peut véhiculer un signal soit alternatif ($25\text{ kV} - 50\text{ Hz}$) soit continu (1500 V). Il faut alors adapter la tension avant de la fournir aux équipements du matériel roulant qui fonctionnent généralement en 380 V ou 230 V . La chaîne de traction comporte donc un transformateur abaisseur de tension suivi par un redresseur (convertisseur statique permettant la transformation d'un signal alternatif en un signal continu dans le cas d'un signal alternatif présent au niveau de la caténaire). Ensuite, une transformation du signal continu en un nouveau signal alternatif est réalisée au moyen d'un onduleur de puissance qui permet de varier la fréquence du signal électrique afin de pouvoir agir sur la vitesse du moteur (figure 1.1).

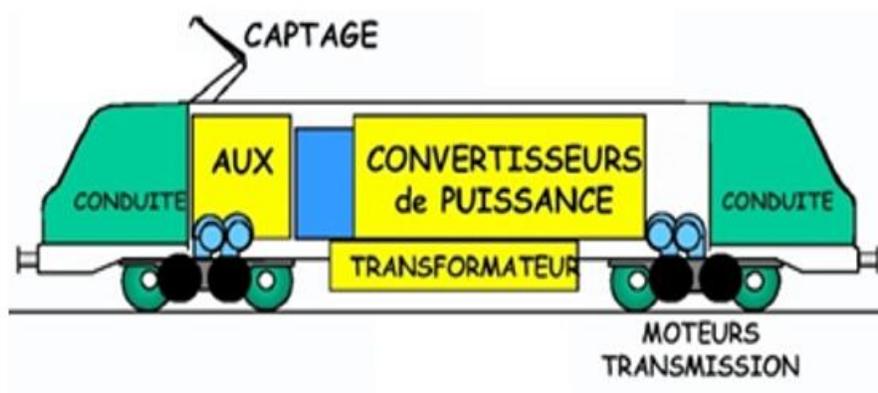


FIGURE 1.1 – Éléments constitutifs d'une chaîne de traction ferroviaire.

1.2 Les convertisseurs statiques

Depuis la disparition de la traction à vapeur dans la plupart des pays dans les années 1970 – 1980, la traction ferroviaire a vu l'apparition des moteurs électriques par l'association des moteurs à courant continu avec les convertisseurs statiques (plus précisément les redresseurs).

Par la suite, dans les années 1980 les moteurs à courant continu ont laissé place aux moteurs asynchrones associés aux onduleurs de puissance eux mêmes pilotés par des micro-contrôleurs. Depuis, la traction électrique ne cesse d'évoluer parallèlement à l'avancement des convertisseurs de puissance. D'ailleurs cette évolution a conduit à encourager l'utilisation de l'électronique de puissance embarquée dans d'autres domaines de traction tels que l'automobile ou l'aéronautique.

Dans le domaine du ferroviaire, les convertisseurs statiques sont définis pour une puissance de transfert limitée à quelques mégawatts. Par conséquent, les semi-conducteurs sont soumis

à une contrainte en tension qui peut dépasser les 4 kV continu [123].

On s'intéressera dans cette partie à détailler le fonctionnement des onduleurs de puissance utilisés dans la traction ferroviaire. Dans une chaîne ferroviaire les onduleurs de puissance sont utilisés afin de convertir une énergie disponible sous forme de variables continues en une énergie exploitable par un moteur électrique triphasé, sous forme de variables courant-tension alternatives. Généralement, les onduleurs utilisés sont à base d'interrupteurs IGBT. Une illustration et une représentation détaillées d'un onduleur de tension sont données par la figure 1.2.

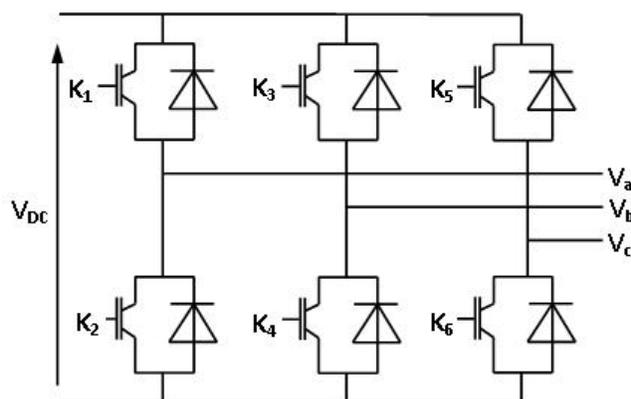


FIGURE 1.2 – Onduleur de tension triphasé

Cet onduleur, en commutant la tension d'entrée V_{DC} , proposera un système triphasé de tension à la machine.

1.3 Les semi-conducteurs de puissance

En traction ferroviaire, les générations futures d'appareillages visent à minimiser la masse et le volume des équipements embarqués. En fonction des contraintes d'installation et des performances de traction à assurer, les constructeurs de matériel roulant demandent aux fabricants de semi-conducteurs de spécialiser certaines caractéristiques afin de limiter le nombre de composants à associer en série et/ou en parallèle. Pour atteindre ces performances, les composants semi-conducteurs de puissance ont connu une évolution spectaculaire. Ainsi le premier redresseur, a été réalisé en puces à base de germanium (1952) puis au silicium (1955). Les premiers thyristors de puissance ont été pensés en 1957 pour être dédiés aux applications hautes tensions ($> 1\text{ kV}$) forts courants ($> 1\text{ kA}$), mais basses fréquences. Les progrès et les structures ont donné naissance au MOSFET (Metal-Oxyde-Semiconductor Field-Effect Transistor) dans les années 1970, très bien adapté pour les convertisseurs basses tensions à

fréquences élevées (inférieures à 100 V et supérieures à 50 kHz). Les thyristors Gate-Turn-off (GTO) ne sont parvenus que plus tard (dans les années 1980) à maturité industrielle. Leur champ d'application est situé entre les thyristors et les transistors bipolaires.

Enfin, les apparitions successives des transistor MOS de puissance et de toute une gamme de composants plus complexes associant l'effet de champ à l'effet bipolaire - le transistor «IGBT» en est l'exemple le plus représentatif - ont jalonné les deux dernières décennies, préfigurant un changement qualitatif d'importance. En effet la commande isolée et la compatibilité de technologie avec les circuits de la microélectronique permettent aujourd'hui, sous diverses formes, l'intégration de puissance. L'IGBT est utilisé pour des tensions supérieures à 300 V et des fréquences rarement supérieures à 20 kHz [83].

La figure 1.3 résume cette classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation et de la puissance des composants.

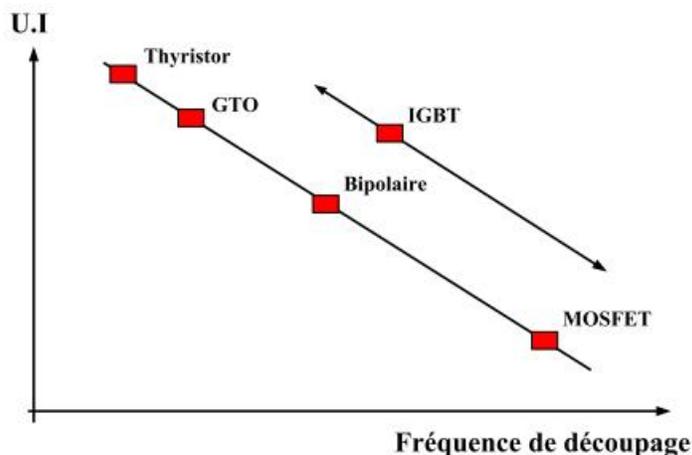


FIGURE 1.3 – Classification des semi-conducteurs de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit $U.I$ des composants [82].

Les modules IGBT ont un domaine d'application qui recouvre totalement celui des transistors bipolaires de puissance, partiellement celui des MOSFET et des GTO. C'est pourquoi les modules IGBT sont des composants d'avenir dans les fortes et moyennes puissances.

1.4 Les modules IGBT

Au cours des années 1980, un pas technologique fut franchi avec l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) qui est devenu le composant de puissance le plus utilisé pour les applications de moyenne puissance. Les modules de puissance IGBT couvrent aujourd'hui une large gamme, allant d'une dizaine à quelques milliers d'ampères et de 300 à 6500 V , afin de se

conformer aux desideratas d'une multitude d'applications, dans les domaines des fortes et moyennes puissances. Depuis une vingtaine d'années, l'intégration en électronique de puissance s'est développée, tirée par des marchés spécifiques comme la traction électrique, l'éclairage ou l'électroménager [124].

Dans cette partie, nous évoquerons les principales technologies de conception d'une puce IGBT (PT, NPT, FS), utilisées en vue de réaliser un compromis entre les pertes en régime de commutation et de conduction d'une puce IGBT. Nous allons également traiter les deux grandes familles de boîtiers des modules IGBT que sont les "press-pack" et les modules moulés.

1.4.1 Les différents types de boîtiers des modules IGBT

Si la puce semi-conductrice constitue le « cœur » d'un composant actif de puissance, celle-ci ne peut fonctionner indépendamment de son boîtier ou, dans un sens plus large, de son packaging. C'est ce packaging qui la protège et l'isole de son environnement. Le premier rôle de ce boîtier est la protection contre l'environnement tel que l'humidité, la poussière et l'électricité statique. Cette protection est assurée mécaniquement par une enceinte close (en matière plastique, céramique, ou métal) empêchant l'entrée de corps étrangers. Il doit permettre également une bonne évacuation de la chaleur dissipée par les puces, c'est le deuxième rôle du boîtier. La troisième fonction consiste à fournir une liaison électrique entre les puces diodes et IGBT. Ces connexions doivent être dimensionnées en minimisant les inductances et les capacités parasites. Il faut également veiller à minimiser leur résistance électrique et optimiser les transferts thermiques de la puce IGBT vers l'extérieur du boîtier.

Il existe deux grandes technologies de boîtier pour les modules de puissance. Ce sont d'une part les boîtiers pressés "press-pack", et d'autre part les boîtiers moulés en plastique (avec semelle métallique).

Dans la technologie "press pack" les composants en silicium se retrouvent pressés entre des disques métalliques, représentant l'émetteur et le collecteur, et séparés par un diélectrique en céramique. Cet assemblage a la particularité de ne pas contenir de brasures et de fils de bonding sauf pour la commande, et il autorise un refroidissement double face des puces. Par ailleurs, il garantit une grande durée de vie des puces ainsi qu'une excellente fiabilité. Par contre, la nécessité d'une force de serrage importante (elle peut atteindre 135 kN pour des composants de 170 cm^2 [13]), rend sa mise en œuvre délicate et cantonne son application aux très fortes puissances. Une autre technologie "press-pack" développée par le laboratoire G2Elab [137], consiste à réduire la force nécessaire à la réalisation d'un assemblage press-pack. Cette technologie permet également de diminuer la valeur de l'inductance parasite pour

diminuer les surtensions et les perturbations.

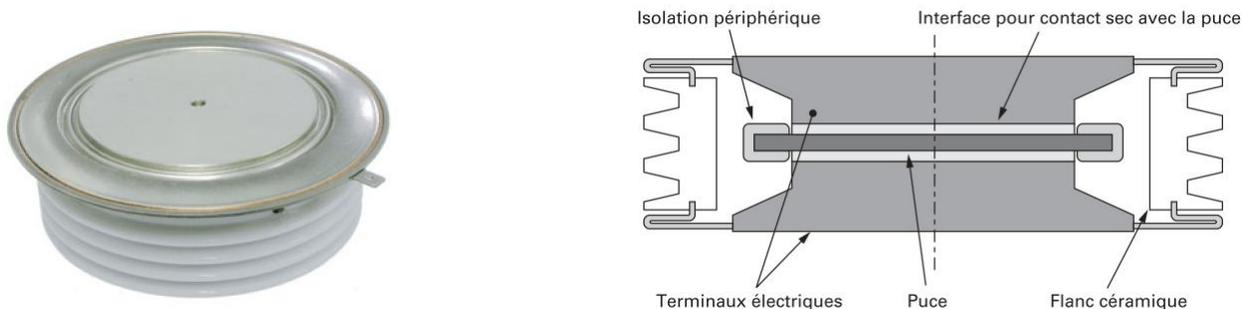


FIGURE 1.4 – Boitier press-pack [24].

Les modules IGBT moulés sont constitués d'un empilement de différents matériaux. Le premier niveau est constitué de puces, généralement à base de silicium, qui représentent la partie active du module. La liaison électrique de ces puces se fait par des fils en aluminium qu'on appelle "*Wire Bonding*". Les puces IGBT sont brasées sur des substrats en céramique (Al_2O_3 ou en AlN) métallisés des deux cotés par une couche en cuivre. Le rôle du substrat est d'assurer une bonne évacuation de la chaleur dissipée par les puces ainsi que l'isolation électrique de celles-ci. L'ensemble est brasé sur une semelle métallique qui maintient mécaniquement le module et permet de fixer le système de refroidissement (figure 1.5).

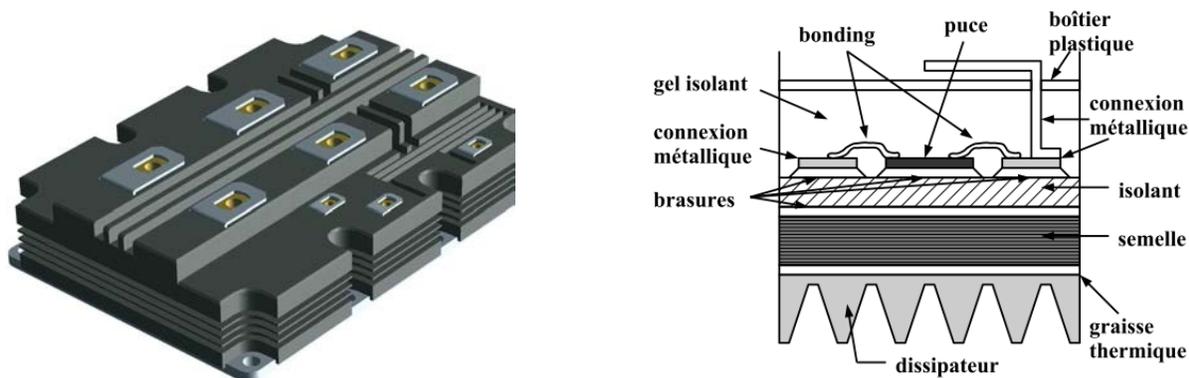


FIGURE 1.5 – Coupe schématique d'un module IGBT moulé [82].

L'avantage de ces modules est une installation qui ne nécessite pas de force de serrage. Cependant, la fatigue thermique des fils de connexion [33] [125] limite la fiabilité de ces modules. Dans cette thèse nous focalisons notre étude sur ce type de module.

Il existe également une nouvelle architecture mise au point dans le laboratoire PRIMES issue de la technologie flip-chip de la micro-électronique. L'originalité de ces modules réside

dans le fait que les fils de connexion sont remplacés par des petites billes ou cylindres baptisés «bump», ce qui permet d'assembler deux substrats afin de former le «switch» en sandwich, ils sont également appelés “modules de puissance 3D” [26][84].

1.5 Éléments constituant un module de puissance

Pour répondre aux besoins des industriels et à des conditions de fonctionnement plus sévères, des améliorations sur le packaging du module de puissance sont à apporter notamment grâce à l'utilisation de nouvelles technologies d'interconnexion.

Dans cette partie, une description des différents éléments constituant un module de puissance est abordée. Ensuite, un état de l'art sur la technologie d'interconnexion par fil est détaillé.

1.5.1 Les puces à matériaux semi-conducteurs

Les puces semi-conductrices (IGBT, Diodes,...) sont les éléments actifs d'un module de puissance. Elles sont composées d'une part d'un matériaux semi-conducteur de quelques centaines de micromètres d'épaisseur, et d'autre part de deux métallisations : une sur la face supérieure où seront réalisées les connexions électriques et une sur la face inférieure pour le brasage de la puce sur le substrat céramique. La face supérieure de la puce est recouverte par une couche de passivation qui permet de réduire les risques de claquage et limite les courants de fuite. Dans un module de puissance les puces sont connectées en parallèles pour permettre la circulation de forts courants électriques.

Depuis quelques années, des études sont menées afin de remplacer le silicium (Si) qui a montré ses limites de fonctionnement à haute température. En effet, le silicium fonctionne à des températures entre 150-170°C pour des dispositifs hautes tensions (tension de claquage \approx 1000V), contre 250°C environ pour les composants dont la tension de claquage est inférieure à 100 V [145] . Pour les applications hautes températures (>200°C) et hautes tensions, l'utilisation des matériaux semi-conducteurs à large bande interdite (grand gap), à savoir le carbure de silicium (SiC), le nitrure de gallium (GaN) ou le diamant est donc nécessaire. Le tableau 1.1 donne les propriétés physiques des matériaux semi-conducteurs.

Le diamant est de loin le matériau qui affiche les meilleures performances électriques et thermiques 1.1. Or à l'heure actuelle c'est un matériau à son premier stade de développement [127]. Sa synthèse est très délicate et son dopage représente un problème partiellement résolu.

Matériau	Conduction thermique (W/mK)	Tenue diélectrique (kV/cm)	Énergie de Gap (eV)
Si	150	200	1.1
SiC-3C	450	1200	2.2
SiC-4H	450	2000	3.26
SiC-6H	450	2400	3
GaN-3C	130	1000	3.27
GaN-2H	130	3300	3.29
Diamant	2000 - 2200	5600	5.45

TABLE 1.1 – Propriétés physiques des matériaux semi-conducteurs (25 °C) [43]..

Concernant le GaN il est très peu utilisé dans les composants de puissance haute tension à cause des difficultés technologiques qu'il engendre [136]. Le SiC demeure le seul matériau qui puisse répondre au plus vite aux besoins de l'électronique de puissance à haute température. Des produits sont déjà commercialisés comme les diodes de Schottky [64], des JFET¹ hautes températures ainsi qu'un premier bras d'onduleur sans diode de roue libre pouvant fonctionner à 300°C [35]. La solution tout SiC n'est pas encore totalement mature et les matériaux grand gap doivent encore faire face à des défauts technologiques importants.

1.5.2 La brasure

Des brasures sont utilisées pour assurer l'assemblage entre différents constituants (puce-substrat, substrat-semelle). L'épaisseur de ces brasures sont comprises entre quelques dizaines et centaines de micromètres. Leur rôle est d'assurer le maintien mécanique des éléments, la bonne circulation du flux thermique, ainsi que la bonne qualité du contact électrique [33]. Ainsi, le choix de la brasure doit satisfaire à plusieurs critères :

- bonne conductivité thermique pour évacuer la chaleur dissipée au sein des éléments actifs ;
- faible résistivité électrique afin de faciliter la circulation du courant électrique ;
- bonne tenue mécanique et bonne mouillabilité entre les différents matériaux de l'alliage.

La mise en œuvre du brasage est obtenue en déposant l'alliage de brasure entre les éléments à braser puis l'ensemble est porté à une température au delà de la température de fusion de l'alliage suivant un profil adapté et bien contrôlé. La liaison métallurgique est donc réalisée au cours du refroidissement jusqu'à la température ambiante. Afin de limiter la présence de bulles d'air, l'opération peut être faite sous vide et en atmosphère contrôlée.

1. Junction Field Effect Transistor

Les brasures utilisées en électronique de puissance sont traditionnellement des alliages à base d'Étain-Plomb. D'ailleurs, l'alliage $\text{Sn}_{63}\text{Pb}_{37}$ est la brasure la plus utilisée dans les applications électroniques grâce à ces propriétés intéressantes (bonne mouillabilité, simplicité de mise en œuvre, faible cout,...). Par contre, elle présente une faible température de fusion (183°C) ce qui limite son utilisation à haute température. D'autres alliages à très forte teneur en Plomb sont apparus. Par exemple l'alliage $\text{Sn}_5\text{Pb}_{95}$ dont la température de "liquidus" est d'environ 300°C . Or, la directive européenne ROHS², en vigueur en 1998 sous l'égide du parlement européen, prévoit l'interdiction des substances dangereuses dans les systèmes électroniques et électriques, et ce avant janvier 2006. Dans notre cas, sa principale conséquence est la suppression des alliages contenant du plomb (à cause de la toxicité et du danger qu'il constitue pour la santé humaine et l'environnement) [110]. Il faut cependant noter que cette directive comporte quelques exceptions pour certains secteurs tels que l'automobile, l'avionique et le militaire. Plusieurs travaux de recherche sont donc réalisés afin de trouver des alliages de substitution ayant des caractéristiques aussi satisfaisantes, voir meilleur que celle de la brasure en Plomb. Le tableau 1.2 présente une synthèse des propriétés physiques de quelques brasures sans plomb en comparaison avec les deux alliages en plomb [43, 88].

Alliage	Température Liquidus ($^\circ\text{C}$)	Conductivité thermique (W/mK)	Résistivité électrique ($\mu\Omega.\text{cm}$)	CTE ($10^{-6}/^\circ\text{C}$)
$\text{Sn}_{63}\text{Pb}_{37}$	183	51 (25°C)	14.9	25
$\text{Sn}_5\text{Pb}_{95}$	308	23 (85°C)	19.5	31.1
$\text{Au}_{80}\text{Sn}_{20}$	290	57	10-15	15.93
$\text{Sn}_{96.5}\text{Ag}_{3.5}$	221	33 (85°C)	12.3	18-22
$\text{Sn}_{99.3}\text{Cu}_{0.7}$	227		10-15	
$\text{Sn}_{95.5}\text{Ag}_4\text{Cu}_{0.5}$	217	55	10-15	23
$\text{Sn}_{42}\text{Bi}_{58}$	170	21 (85°C)	34.4	15

TABLE 1.2 – Propriétés physiques de brasure.

Parmi les nombreux alliages sans plomb existant, l'alliage le plus prometteur et qui est devenu un standard pour ST Microelectronics, est le mélange étain-argent-cuivre ($\text{Sn}_{95.5}\text{Ag}_4\text{Cu}_{0.5}$). Cette alliage répond aux principaux critères exigés (bonne mouillabilité, température de fusion plus faible que Sn/Ag, Sn/Cu, et bonne résistance à la fatigue) [57][42]. D'autre alliages binaires, constitués d'étain comme élément de base auquel s'ajoute, en faible pourcentage, des éléments comme le cuivre, l'argent, le zinc et le bismuth sont aussi proposés.

Pour les applications à haute température des solutions ne semblent pas encore disponibles, seules, les brasures à base d'or, pourraient prétendre à ces niveaux de contraintes

2. Restriction of the use Of certain Hazardous Substances in electrical and electric equipment

thermiques [108]. Pourtant leur cout limite leur utilisation et la formation d'intermétalliques spécifiques fragilise l'assemblage.

La technique d'assemblage par brasure présente des limitations notamment la température de fusion de l'alliage qui doit être notablement plus haut que la température maximale de fonctionnement du composant. De plus, il faut étager la température de fusion pour éviter les "interférences" d'une étape sur l'autre. Pour pallier à ce problème, des travaux de recherche [96] [126] ont été entrepris sur la technique de frittage de particule d'argent. Cette technique désignée sous le terme LTJT³, mise au point par Semikron [58], fait appel à une pâte composée de particules d'argent (de taille micrométrique) et de liants organiques, que l'on applique par sérigraphie. L'assemblage est obtenu en portant le joint à une température modérée (240 °C), avec application simultanée de pression (10 MPa). À cette température, nettement inférieure à la température de fusion de l'argent (961 °C), les particules s'agglomèrent (processus de frittage) pour former un solide faiblement poreux. Les performances thermiques et électriques du joint ainsi obtenu sont très proches de celles de l'argent massif, ce qui est bien supérieur à tous les alliages de brasure. Le principal avantage de cette solution, c'est que le joint ainsi obtenu est théoriquement stable jusqu'à 961 °C.

1.5.3 La semelle

Précédemment nous avons décrit l'ensemble des éléments constitutifs d'un module de puissance. Ils reposent sur une semelle qui assure le maintien mécanique de l'ensemble et l'assemblage sur le refroidisseur thermique. Par ailleurs, cette semelle doit avoir de bonnes performances mécaniques (rigidité, faible poids, CTE,...) et thermiques (conductivité thermique, capacité thermique spécifique,...).

L'épaisseur de la semelle est de quelques millimètres. Afin d'améliorer le contact thermique entre la semelle et le système de refroidissement, il est souhaité que la surface coté refroidisseur soit bombée et coté substrat céramique soit plane [87].

Généralement le matériau majoritairement utilisé pour la fabrication de la semelle est le cuivre. Notamment lorsque le facteur économique est relativement important. Par ailleurs, l'utilisation du cuivre devient critique pour les applications à cycles thermiques de grandes amplitudes. Cela est notamment dû à ses propriétés mécaniques, notamment le CTE, qui est très éloigné de ceux constituant l'assemblage. Cette différence engendre des contraintes thermomécaniques dans l'assemblage [90]. Pour diminuer celles-ci une couche compensatrice entre la semelle et le substrat peut être ajoutée, mais cette dernière entraîne une résistance thermique supplémentaire dans la structure.

3. Low Temperature Joining Technique

D'autres matériaux possédant des CTE significativement plus faibles que le cuivre peuvent remplacer le cuivre. A titre d'exemple on peut citer les matériaux composites à matrices métalliques (Metal Matrix Composite : MMC) tels que l'AlSiC, le cuivre tungstène (CuW), et le cuivre molybdène (CuMo). Le tableau 1.3 donne les propriétés physiques de ces différents matériaux comparées avec celles des principaux matériaux employés dans un assemblage [100].

D'après le tableau 1.3, les matériaux destinés à remplacer le cuivre ont un facteur CTE plus faible que celui du cuivre et plus ajusté pour l'assemblage, tout en assurant de bonnes performances thermiques.

De plus, pour l'AlSiC, on constate que la densité volumique est trois fois moins élevée que celle du cuivre ce qui permet de réduire significativement le poids des modules de puissance, ce qui est un avantage pour les dispositifs embarqués. De plus le coût de l'AlSiC est moins important que celui des autres matériaux. Des études ont montré que l'emploi d'une semelle en AlSiC de grande dimension et d'un substrat DCB - AlN semble renforcer la fiabilité des brasures au cours d'un cyclage actif entre -55°C et $+150^{\circ}\text{C}$, avec 200 000 cycles, contre 30 000 cycles pour un assemblage Cu/AlN [12, 55]. Concernant le CuW et le CuMo, ils ont une conductivité thermique similaire à celle de l'AlSiC. En revanche, leurs densités volumiques sont élevées.

Matériau	CTE ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	conductivité thermique W/m K	Densité volumique g/cm^3
Cu	17.8	398	8.96
Al	23.6	238	2.7
SiC	2.7	200-270	3.2
AlN	4.0	170-200	3.3
Al ₂ O ₃	6.5	20-30	3.98
AlSiC	6.9-9.89	150-180	3.0
CuW (10%-20% Cu)	6.5-8.3	180-200	15.7-17.0
CuMo (15%-20% Cu)	7-8	160-170	10

TABLE 1.3 – Propriétés physiques des principaux matériaux utilisés pour la réalisation de la semelle[100].

De nouvelles solutions s'appuient sur une technologie de caloduc micrométrique silicium avec des performances permettant d'optimiser le refroidissement des parties actives [25, 10]. Cette solution technologique transposée aux solutions DCB permet là encore d'envisager une gestion thermique plus efficace [66].

1.5.4 Le gel silicone

Généralement pour l'encapsulation des modules de puissance un gel diélectrique silicone est utilisé. Ce gel silicone assure une protection électrique en renforçant la rigidité électrique du milieu ambiant autour des puces et des différentes métallisations. Il réalise également une protection chimique contre les phénomènes d'oxydation à haute température. Il empêche également la pénétration de l'humidité, cela évite l'effondrement de la tenue diélectrique. De plus il réalise une protection mécanique pour améliorer la résistance aux chocs et aux vibrations des puces et des fils de connexions [144]. Enfin, il améliore la tenue aux décharges partielles dues notamment aux défauts des métallisations des substrats DCB [22, 81].

Le gel silicone utilisé dans les modules de puissances est limité en température de fonctionnement à 200°C selon les fournisseurs et présente un CTE très élevé : de l'ordre de $200 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ [88]. Pour aller au delà de cette température, de nouveaux matériaux sont identifiés. Le tableau 1.4 classe les matériaux disponibles et commercialisés selon leurs températures maximales de fonctionnement et leurs duretés [133].

Matériaux	Température maximale de fonctionnement ($^{\circ}\text{C}$)
Gel silicone	260
Gomme silicone	275-300
Epoxy	275-350
Polymères	300-400
Verre	>400
Céramique	1500

TABLE 1.4 – Principales familles de matériaux isolants haute température commerciaux.

Il ressort de ce classement un sévère compromis entre montée en température et dureté du matériau. En effet, les matériaux restant relativement souples et de mise en œuvre compatible, telles certaines gommes silicones, présentent une Tmax de 275°C à 300 °C. En revanche, les solutions susceptibles d'offrir une marge en température plus conséquente au delà de 300°C correspondent à des matériaux durs. Une solution alternative est proposée afin de renforcer mécaniquement l'isolation et d'augmenter la température de fonctionnement : elle consiste à recouvrir le gel silicone par une couche de résine époxy [24].

L'encapsulation des modules de puissances avec du gel silicone se fait en deux étapes :

- la première consiste d'abord à placer le boîtier qui est habituellement en deux parties : une ceinture, et le couvercle que l'on place en toute fin d'assemblage ;
- la seconde est le remplissage qui se décompose en trois phases, à savoir le remplissage, le dégazage sous vide et la polymérisation [87, 24]. Durant la phase de remplissage du

module de puissance par le gel, un environnement dépressurisé autour de 100Pa est nécessaire pour éviter la formation de bulles. En effet, les bulles d'air résiduelles sont des lieux propices aux décharges partielles pouvant provoquer une réduction de la tenue en tension et un vieillissement prématuré du module de puissance. Lors du cycle de polymérisation, l'ensemble des matériaux du module de puissance peuvent dégazer dans le gel silicone. Pour éviter cela, il est souhaitable de dégazer auparavant les éléments mis en contact avec le gel. La figure 1.6 illustre les étapes d'encapsulation des modules de puissance [88].

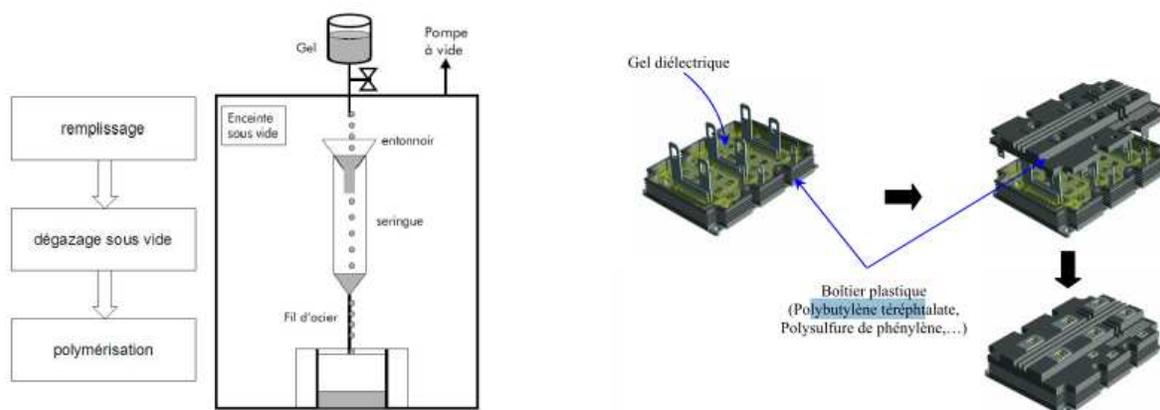


FIGURE 1.6 – Procédé d'encapsulation des modules de puissance avec du gel silicone.

1.5.5 Le système de refroidissement

Afin d'évacuer le flux de chaleur dissipé par les semi-conducteurs pendant leur cycle de fonctionnement, un système de refroidissement est utilisé. Ce dernier doit assurer de bonnes performances thermiques, un faible poids et un minimum d'interface entre les puces et le refroidisseur. Le choix du système de refroidissement se fait en fonction :

- du nombre et le type des composants à refroidir ;
- de la quantité de chaleur à évacuer ;
- du mode de refroidissement souhaité ;
- de l'intégration du système dans son environnement final.

Le type de refroidissement standard utilisé dans les modules de puissances est le radiateur à ailettes. C'est un système à air robuste avec un cout acceptable. Par contre, sa masse et son volume sont importants et ses performances sont moins bonnes que d'autres types de systèmes de refroidissement. D'ailleurs, dans certains cas un système de ventilation est intégré pour renforcer ses performances thermiques (figure 1.7) [120].

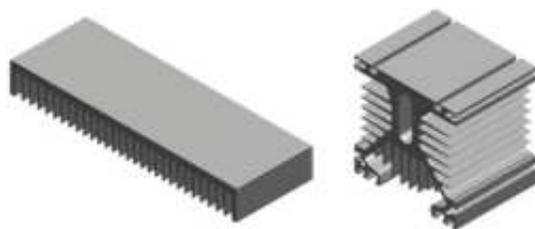


FIGURE 1.7 – Radiateur utilisé pour le refroidissement des modules de puissance. [120]

L'apparition des modules de puissance 3D a permis d'effectuer un refroidissement double face [92, 95]. La figure montre un interrupteur élémentaire ESW (Elementary SWitch) $3.3\text{ kV} - 300\text{ A}$ développé par ALSTOM - PEARL et utilisé dans le domaine de la traction ferroviaire. Cette structure est issue de la technologie flip-chip qui consiste à remplacer les connexions par fils de bonding par des cylindres (bumps) en cuivre. Cette technique d'interconnexion autorise un refroidissement double face des différents éléments actifs de l'interrupteur. La densité du flux de chaleur dissipée dans un tel système est d'environ 250 W/cm^2 . Ainsi, 70% des calories des composants actifs sont évacués par le dessous et 30% sont extraites par le dessus [88].

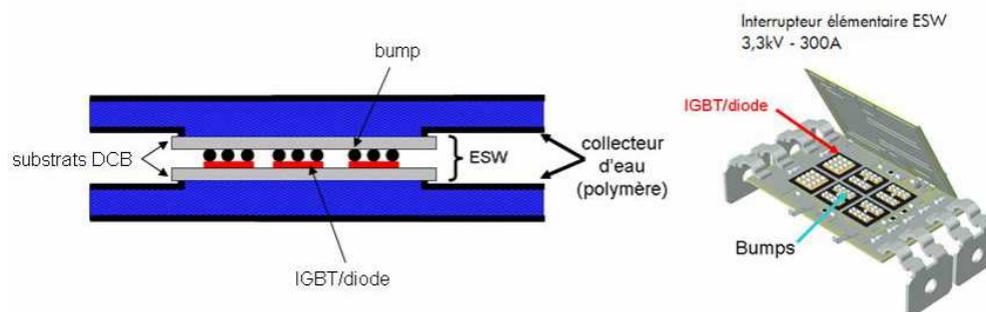
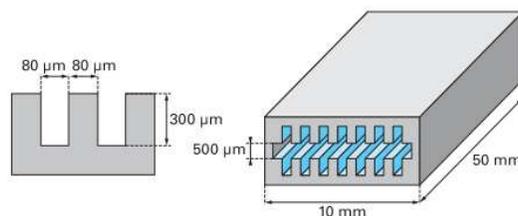


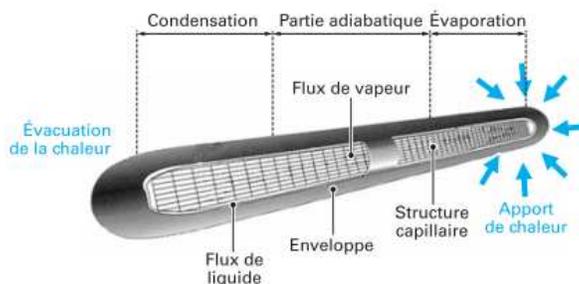
FIGURE 1.8 – Technologie 3D de module ESW ($3.3\text{ kV} - 300\text{ A}$), refroidissement double face. [97]

Il existe également des systèmes de refroidissement de type plaque à eau, ce sont les dissipateurs les plus performants. La résistance thermique d'une plaque froide varie avec la vitesse du fluide. Certaines plaques sont capables d'évacuer plusieurs kilowatts de pertes par composant. L'inconvénient de l'utilisation de plaques froides est l'obligation de refroidir l'eau qui s'est échauffée en traversant les plaques. Cette opération est réalisée soit avec un échangeur thermique eau - air, soit une citerne contenant un volume de liquide suffisant pour que la température moyenne de l'eau ne s'élève pas trop. Ce dernier point constitue le grand obstacle de ce type de refroidisseurs.

Pour le refroidissement des modules de puissance on utilise également les caloducs qui sont développés pour transporter de grandes quantités de chaleur sous de faibles gradients de température [66, 10]. Ce type de refroidisseur est constitué d'une chambre à eau reliée en circuit fermé avec un échangeur, qui renferme sous pression un liquide. Ce dernier absorbe les joules du dissipateur et passe en phase gazeuse. Il restitue les calories lors de son passage à l'intérieur de l'échangeur, redevient liquide, et reprend son chemin dans la chambre à eau (figure 1.9b). Ce type de refroidisseur peut-être intégré directement sur le substrat ou fixé sous les puces en silicium (figure 1.9a). Les caloducs sont très répandus dans l'aérospatiale ; Ils sont particulièrement utilisés lorsque la source de chaleur est située dans une enceinte close, ce qui permet de transporter la chaleur vers l'extérieur du montage. Son emploi est pour l'instant marginal en électronique de puissance compte tenu des limites de performances en régime de surcharge et du cout lié à la complexité.



(a) Caloduc miniature.



(b) Tube unitaire d'un échangeur caloduc.

FIGURE 1.9 – Exemple de refroidisseur en caloduc. [120, 87]

Afin de limiter le nombre d'interfaces entre les puces et le refroidisseur et donc de réduire la résistance thermique de l'assemblage de puissance, des systèmes de refroidissement intégrés dans le substrat sont apparus [130, 132]. On peut citer le substrat développé par Stevanovic, dans lequel le refroidissement est obtenu par un fluide caloporteur qui circule à travers des micro-canaux réalisés dans le cuivre du substrat DCB d'un module de puissance 200 A-1200 V[132].

Le tableau 1.5 donne les performances thermiques des différents dissipateurs utilisés en électronique de puissance.

Types	Résistance thermique (°C/W)	Densité de flux de chaleur dissipé (W/cm ²)
Dissipateurs ventilation forcée	0.02 à 0.3	20 à 80
Caloduc en convection naturelle	0.03 à 0.08	100
Caloduc en convection forcée	0.01 à 0.03	150
Chambre à eau	0.004 à 0.05	100
Structure 3D		250

TABLE 1.5 – Performances des dissipateurs. [120, 87]

1.5.6 La connexion de puissance interne

Les modules de puissance utilisent des connexions internes pour lier la puce semi-conductrice aux terminaux électriques. Plusieurs types de connexion des puces sont utilisées en électronique de puissance tels que *wire bonding*, *bump*, *ribbon*, micro-poteau, etc. Dans cette partie nous présentons un état de l'art sur les différentes techniques utilisées dans les modules de puissance moulés et plus précisément la technique du *wire bonding* qui sera l'objet principal de notre étude.

1.5.6.1 *Wire bonding* (fil de connexion)

Le *wire bonding* est la technique de connexion la plus utilisée en électronique de puissance (environ 8 à 9 milliards de fils sont fabriqués par an dans le monde) cela est dû au fait que cette technologie peut facilement s'adapter à des changements dans la conception de packaging avec un minimum de modification des installations et au meilleur cout par connexion [143]. Cette flexibilité et le faible cout associés aux efforts d'amélioration de leur fiabilité [135, 33, 31] indique que l'interconnexion par fil de bonding restera la technique la plus utilisée pour l'interconnexion des puces en électronique de puissance, bien que d'autres techniques notamment celle du flip chip se développent à un rythme plus rapide [62].

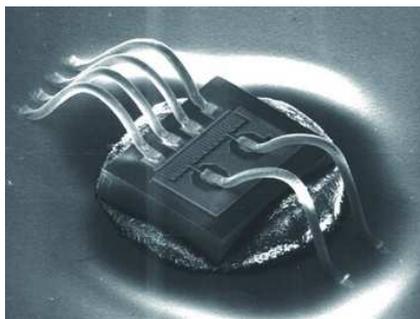


FIGURE 1.10 – Fil de bonding.

Les fils d'interconnexion utilisés en électronique de puissance ont un diamètre compris entre 100 et 500 μm (figure 1.10) [142]. Ils sont généralement, soit en aluminium, soit en or. Lorsqu'ils sont à base d'aluminium, ce dernier est associé, dans des proportions de quelques ppm, à des alliages qui diminuent le risque de corrosion de l'aluminium (nickel) ou augmentent son durcissement (silicium ou magnésium). Pour éviter la formation d'intermétalliques, il est souhaitable que la métallisation de la puce sur laquelle on vient fixer le fil de bonding soient de même matériau que le fil de bonding. Il existe deux techniques de *wire bonding* qui utilisent les processus de soudage thermosonique (TS), ultrasonique (US) et thermopression (TC) : le *ball bonding* et le *wedge bonding*. Environ 93 % des circuits intégrés en microélectronique utilisent la technique *ball bonding* en revanche, seuls 5 % des modules utilisent la technique d'interconnexion *wedge bonding*.

Le *Wedge bonding* : son nom provient de l'outil utilisé pour réaliser la soudure (figure 1.11). Cette technique consiste à amener le fil par une aiguille sur la métallisation de la puce avec un angle compris entre 30 et 60°. La liaison entre le fil et la métallisation s'effectue en combinant une force entre 20 et 30 g et une vibration de l'ordre de 50 à 70 Kc/s [140]. Il s'agit d'une soudure à froid, l'énergie ultrasonique appliquée entraîne un ramollissement du fil de bonding semblable à l'effet obtenu par une élévation de température. Ensuite, le fil est soulevé et dirigé vers la métallisation du substrat en suivant un trajet particulier pour réaliser la seconde soudure. Ainsi, la forme de boucle désirée (figure 1.12) est créée. Cette technique permet aussi le câblage des rubans (*ribbon bonding*) pouvant dépasser 100 μm de largeur.

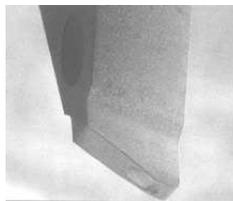


FIGURE 1.11 – Outil de fabrication de *wedge bonding*. [49]

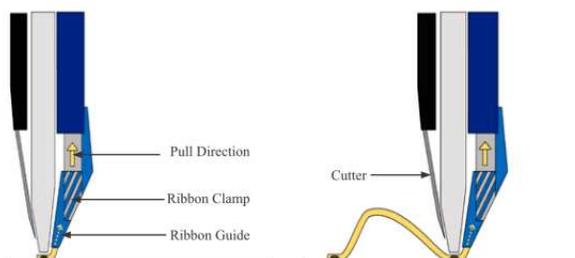


FIGURE 1.12 – Procédé de réalisation de *wedge bonding*. [78]

La technique de collage par *wedge* peut être utilisée pour souder des fils en aluminium et en or (rarement en argent)[41, 18]. En terme de processus, la principale différence entre les deux matériaux est que le fil en aluminium nécessite un processus de soudage par ultrason à température ambiante, alors que le soudage des fils en or est effectué par collage thermosonique avec chauffage jusqu'à 150°C . L'avantage de cette technique est qu'elle permet de réaliser des fils d'interconnexion de faibles dimensions et de hauteur inférieure à $50\ \mu\text{m}$.

Le Ball Bonding : cette technique consiste à passer le fil de bonding à travers un capillaire creux (figure 1.13) chauffé entre 100°C et 200°C [112, 140].

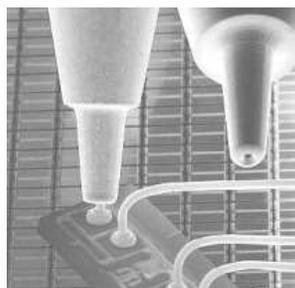


FIGURE 1.13 – Le capillaire pour *ball bonding*. [49]

Cela fait fondre une petite partie du fil s'étendant sous le capillaire et forme ainsi une boule. La boule est soudée sur le premier plot en appliquant une force suffisante pour provoquer une déformation plastique. Cela autorise l'interdiffusion atomique entre le fil et la métallisation de la puce. Le capillaire est ensuite soulevé et repositionné sur le substrat. Par la suite une pression est appliquée par le bout du capillaire afin de déformer le fil et crée une seconde liaison. Les étapes de réalisation des *balls bonding* sont représentées sur la figure 1.14 [105].

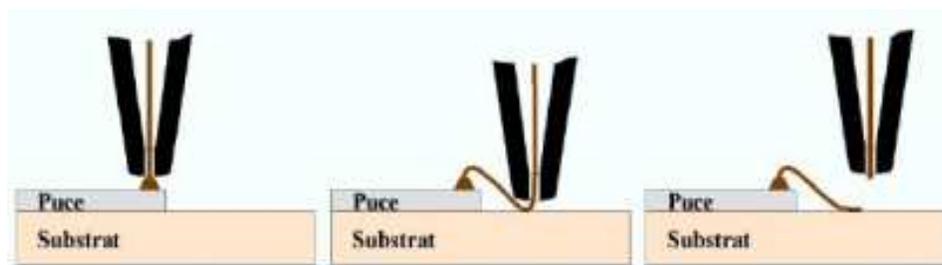


FIGURE 1.14 – Les étapes de réalisations de *ball bonding*. [88]

Le *ball bonding* utilise généralement le processus de collage par thermocompression ou thermosonique [112, 49]. La thermocompression permet d'obtenir une jonction par diffusion,

avec apport d'une force comprise entre $0.3 N$ et $1.5 N$ [9] et de la chaleur. Le maintien du substrat à une température relativement élevée (entre 300 et $500^\circ C$) est le principal inconvénient de cette technique. La deuxième technique appelée câblage thermosonique, a remplacé la thermocompression dans la plupart des applications. Elle est réalisée avec une force comprise entre $0.3 N$ et $0.9 N$ [9] mais à température moins élevée (substrat maintenu entre $100^\circ C$ et $150^\circ C$) [142].

Le collage par *ball bonding* utilise généralement des fils en or en raison de sa facilité de déformation sous pression à température élevée, sa résistance à la formation d'oxyde et sa simple formabilité de *ball* lors du processus d'échauffement du fil. En général cette technique est utilisée dans les applications où la hauteur des boucles est supérieure à $100 \mu m$, toutefois, des applications pour des hauteurs de $50 \mu m$ ont été mentionnées.

Le tableau 1.6 propose une comparaison entre les trois méthodes de soudage des fils de *bonding*.

Procédé	Pression	Température	Énergie à ultrason	fil	Métallisation
Thermocompression	Haute	$300-500^\circ C$	Aucune	Au	Al, Au
Ultrasons	Faible	$25^\circ C$	Oui	Au,Al	Al, Au
Thermosonique	Faible	$100-150^\circ C$	Oui	Au	Al, Au

TABLE 1.6 – Comparaison des technologies de soudage des fils de connexion. [62]

1.5.6.2 *Ribbon bonding* (connexion par ruban)

Dans les modules de puissance avec fils de *bonding* le coût de soudure effectué est important. Pour remédier à ce problème une nouvelle technique est développée et qui consiste à remplacer les fils de *bonding* mis en parallèles par un ruban. Sa mise en place sur une puce s'avère moins coûteuse que celle de plusieurs fils de *bonding* [27]. Aujourd'hui, la forme standard des rubans d'interconnexion est :

- largeur de $2000 \mu m$,
- épaisseur de $200 \mu m$,
- pour une section de $0.4 mm^2$. Cette dernière est un peu plus du double de celle d'un fil de $500 \mu m$ de diamètre (*section* = $0.196 mm^2$) [51].

Bien qu'il soit moins flexible qu'un fil de *bonding*, la large section combinée à la géométrie plane des rubans offre plusieurs avantages technologiques intéressants [112, 47] :

- elle permet une circulation de courant plus importante,
- la géométrie plan du ruban réduit la forme de la boucle,
- l'utilisation de ruban présente moins de défaillance au niveau du talon par rapport aux fils de *bonding*,

- la mise en œuvre des rubans est plus facile à réaliser que le fil de *bonding*,
- les modes de résonance aux vibrations des rubans sont très différents des fils de *bonding*, suivant que l'on considère les modes latéraux ou verticaux. Ce qui fait que le ruban est moins sensible aux chocs et vibrations extérieurs.

De plus, en haute fréquence, l'impédance des rubans est faible et dépend du ratio entre la largeur et l'épaisseur ce qui permet de réduire l'influence de l'inductance parasite et l'effet de peau [62]. Par conséquent, la solution du ruban est rapidement devenu une exigence critique dans l'assemblage microélectronique de grande fréquence.

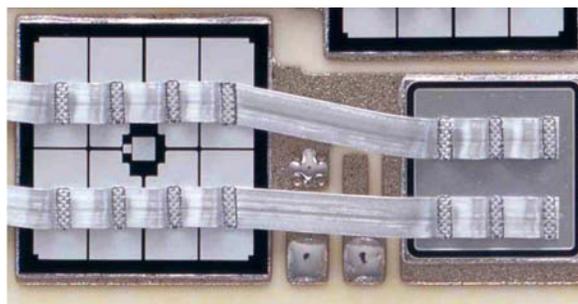


FIGURE 1.15 – Image d'un dispositif électronique de puissance utilisant des rubans en Aluminium.

Des rubans en aluminium recouverts de cuivre (*Ribbon Aluminium cated copper*) ont été développés afin de minimiser les contraintes thermomécaniques dues aux différences de CTE entre l'aluminium et les puces en silicium [23]. Effectivement, le cuivre a un CTE proche de celui du silicium et il possède des bonnes performances électriques et thermiques. Par contre, il est difficile de souder directement le cuivre sur la métallisation de la puce c'est en cela que l'ajout d'aluminium est donc nécessaire. Par ailleurs, pour éviter l'électromigration et la corrosion de l'aluminium les rubans sont recouverts par une fine couche de nickel [93, 23].

Le processus de mise en œuvre des rubans est quasiment le même que celui des fils de *bonding*, la seule exigence est l'augmentation de l'énergie ultrason et la force appliquée pour le soudage des rubans. Ces différences peuvent être expliquées par l'augmentation de la section de collage des rubans. Il faut noter que actuellement il n'existe pas de normes pour effectuer des essais (d'arrachement, de cisaillement,...), ou de mesure afin d'améliorer la qualité des rubans, ce qui sera l'objectif des prochains travaux dans ce domaine.

1.5.6.3 *Solder Bump* (connexion par billes)

La technologie d'interconnexion de type *solder bump* consiste à déposer un ensemble de billes de brasure sur les métallisations aluminium de la puce (figure 1.16) [119]. Cette

technique est utilisée généralement dans le domaine de la micro-électronique afin de diminuer le volume de l'assemblage et améliorer les performances électriques et thermiques [54, 72]. Le diamètre des billes de brasure est de quelques dizaines de microns à quelques centaines de microns, elles peuvent être en Pb/Sn, Sn/Ag/Cu ou en Au.

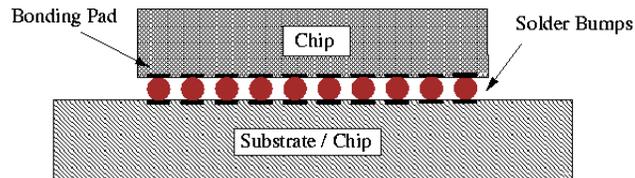


FIGURE 1.16 – Assemblage avec la technique *solder bump*. [7]

Afin de réaliser un assemblage 3D, la puce avec ses bumps est reportée sur un substrat par l'intermédiaire d'une brasure, cette technique de report est inventé par IBM en 1960 [40, 38].

Par ailleurs, une nouvelle technique d'interconnexion issue de la technologie *solder bump* et destinée à la connexion des composants de puissances utilisée dans le domaine ferroviaire a été développée dans le laboratoire PEARL. Cette technique appelée connexion *bump* consiste à braser des connecteurs de formes cylindriques ou sphériques entre deux métallisations en cuivre nickelé (Figure 1.17)[95].

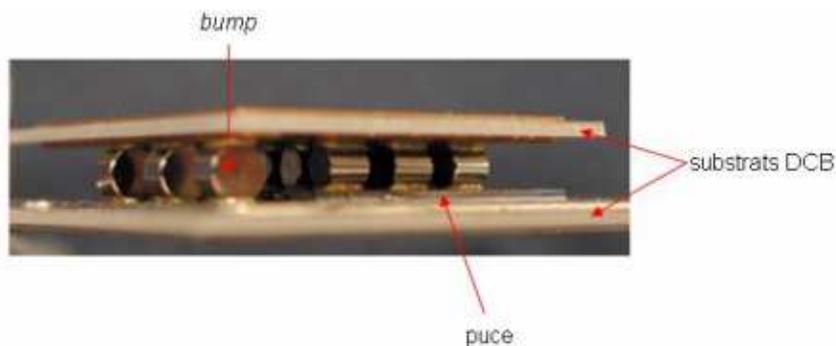


FIGURE 1.17 – Bumps cylindriques en cuivre brasés entre un substrat DCB et une puce. [95]

Cette connexion assure simultanément trois fonctions :

- une mécanique puisque l'intégrité de la structure se fait par ces connexions, les deux substrats sont alors maintenus entre eux au moyen des bumps,
- une fonction thermique car la chaleur se dissipe par les deux faces des substrats,
- une fonction électrique est assurée par les bumps puisque ces derniers apportent le courant électrique aux puces.

L'intégration des bumps à la place des *wires bonding* a apporté plusieurs avantages [148] :

- la possibilité d'augmenter la densité de courant électrique tout en diminuant l'inductance et la capacité parasite ainsi que la résistance électrique des bumps [73],
- améliorer la dissipation de la chaleur thermique par une évacuation via deux faces [14],
- diminuer le volume de l'assemblage, ce qui permet une meilleure amélioration de l'intégration de l'électronique de commande autour.

En plus de ces avantages, des essais de cyclage thermique ont montré que cette technique d'interconnexion est fiable.

1.5.6.4 Nano et micro-poteaux

Dans le but d'augmenter la densité de puissance et de diminuer le poids des convertisseurs il est de plus en plus envisagé d'intégrer les composants dans les structures tri-dimensionnelles. En effet, plusieurs technologies 3D (*direct solder, solder bump, dimples array interconnection,...*), ont été développées pour permettre d'améliorer les propriétés électriques et thermiques des assemblages. Toutefois, la plupart de ces technologies utilisent les brasures. Or, celles-ci sont des points faibles au point de vue thermomécanique [32, 116].

C'est pour répondre à cette difficulté que les micro-poteaux ont été développés. Ils suscitent un intérêt croissant en microélectronique et électronique de puissance [53, 86, 104]. Ainsi, nous présentons dans cette partie une nouvelle connectique tri-dimensionnelle sans brasure réalisée par électrodéposition sur des composants de puissance. Cette connectique est caractérisée par des faibles hauteurs (environ $100 - 300 \mu m$) de façon à diminuer la résistance électrique, la résistance thermique ainsi que l'inductance parasite (figure 1.18).

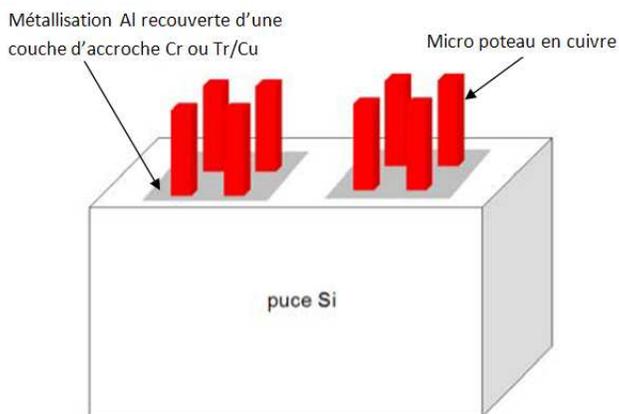


FIGURE 1.18 – Technologie micro poteau. [88]

Généralement le métal utilisé pour la fabrication des micro-(nano)poteaux est le cuivre pour différentes raisons :

- bonnes caractéristiques électriques et thermiques,
- coefficient de dilatation thermique proche de celui du silicium,
- facilite la connexion des micro-poteaux sur la métallisation en cuivre du substrat DCB,
- grande disponibilité dans le commerce et faible cout par rapport à d'autres matériaux tels que l'or et l'argent.

L'électrodéposition s'effectue dans un bain électrolytique dans lequel sont plongés deux électrodes reliées aux bornes d'un générateur de courant (Figure 1.19).

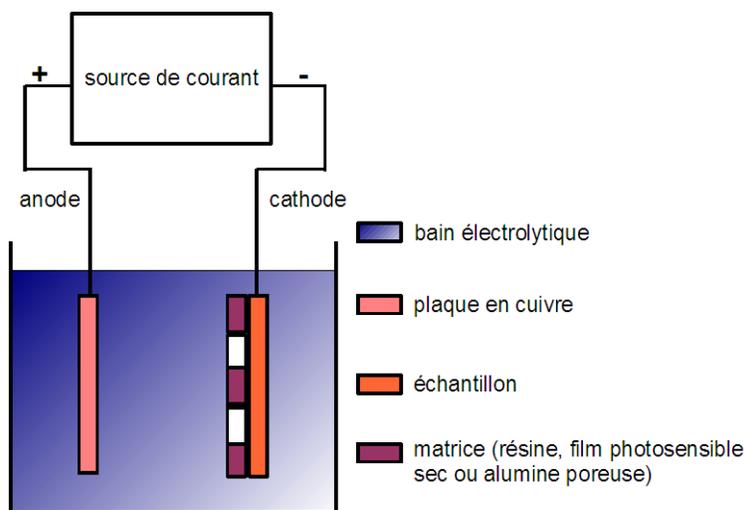
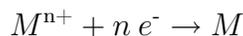


FIGURE 1.19 – Cellule d'électrodéposition. [79]

Le bain électrolytique est une solution chimique contenant des ions métalliques M^{n+} de charge positive. L'échantillon sur lequel doit s'effectuer le dépôt est fixé sur la cathode. La polarisation des électrodes va provoquer une migration des ion métalliques vers l'échantillon. Les ions métalliques sont neutralisés par les électrons e^- fournis par la cathode et se déposent sur celle-ci sous forme de métal M , suivant la réaction chimique :



Dans le cas du cuivre



La croissance électrolytique ne pouvant s'effectuer directement sur les métallisations aluminium des puces, ces dernières sont donc recouvertes d'une couche d'accroche. Cette technique présente des avantages par rapport à d'autres méthodes de dépôt telles que la pulvé-

sation et l'évaporation. L'un des avantages majeurs de l'électrodéposition est que le procédé se fait à température ambiante ce qui permet de réduire considérablement les contraintes thermomécaniques lors de l'assemblage des connexions sur la métallisation de la puce par rapport à une connectique brasée. Cette technique permet également, d'une part d'obtenir une vitesse de croissance de l'ordre d'une dizaine de micromètre par heure, d'autre part de réaliser des dépôts avec des durées importantes permettant ainsi d'obtenir des épaisseurs d'une centaine de micromètre. Enfin, l'électrodéposition est facile à mettre en œuvre et peu coûteuse. En revanche, cette technique est toujours en plein développement. Effectivement, le procédé de mise en œuvre n'est pas parfaitement mature : des difficultés persistent au niveau de la maîtrise de l'interdiffusion métallique entre les micro-poteaux et le substrat.

1.6 Les différents modes de défaillances des modules de puissance

Comme tous les composants électroniques en fonctionnement, les modules de puissance IGBT sont soumis à plusieurs mécanismes de dégradation et de vieillissement qui peuvent être soit fonctionnels (liés aux conditions de fonctionnement), soit environnementaux (liés aux actions de l'extérieur. Ces dernières incluant les actions électriques). Dans le domaine de la microélectronique, tous ces mécanismes de dégradations et les modes de défaillances des composants ont été très largement étudiés [125, 33, 60, 116] et le sont encore de nos jours [69, 101, 65].

Pour ce qui est des composants de puissance, cet état de l'art va nous montrer que la fatigue thermique est la cause majeure de la dégradation. Dans cette section nous allons examiner les mécanismes de dégradation les plus fréquents appliqués aux composants de puissance. De là nous allons pouvoir circonscrire les causes de dégradation et les mécanismes amenant à la défaillance.

Les causes de la défaillance d'un composant de puissance peuvent être multiples, plus ou moins connues, elles peuvent provenir de deux sources :

- elles peuvent être dues aux contraintes appliquées au composant durant son fonctionnement normal (tension, élévation de température, contraintes environnementales,...) : ce sont des causes dites externes. Dans ce cas on parle de mécanismes de dégradation ou de vieillissement. Généralement, ces mécanismes amènent le composant à fonctionner hors de son aire de sécurité ;
- elles peuvent être dues aux défauts induits dans le composant durant les différents procédés de fabrication (malformation de l'oxyde de grille, défauts de pureté du cristal

de silicium, défaut de réalisation du packaging, ...) : ce sont des causes dites internes. Dans ce cas, on parle d'un manque de qualité de composant et donc de mécanismes de très fort vieillissement (vieillessement anormal).

Dans ce qui suit nous allons s'intéresser essentiellement aux causes externes, car la plupart des causes internes peuvent être éliminées à la sortie de la chaîne de production. En fait, les composants sont soumis à des tests de qualité normalisés qui permettent de détecter ce type de défauts.

1.6.1 Effet du cyclage thermique

Les mécanismes de vieillissement et de dégradations apparaissant lors du cyclage thermique d'un composant sont les plus connus et les plus étudiés en électronique de puissance. Cette contrainte est généralement appliquée aux composants de moyenne et forte puissance utilisés dans le domaine de la traction : entrainement ferroviaire, automobile électrique, aéronautique, ... Pour ce type de composants, le cyclage thermique est la cause de défaillance principale. Dans ces applications, les composants semi-conducteurs de puissance et leurs assemblages subissent généralement un cyclage thermique actif, induit par les variations des régimes de pertes par conduction et commutation dans les puces. Ce cyclage entraîne une forte variation de la température au sein du composant et engendre des contraintes thermomécaniques à l'ensemble des constituants du module (surtout au niveau des interfaces et au niveau des bonding). Les coefficients de dilatation des matériaux des différentes couches de l'assemblage, visible sur la figure 1.20 et le tableau 1.7, étant très différents, entraînent alors une fatigue thermique. C'est à dire des dégradations physiques irréversibles conduisant à terme à la défaillance du composant et de la structure dans laquelle il est inséré. Dans le cas des modules de puissance, plusieurs publications ont été écrites pour décrire les conséquences et les causes du cyclage thermique [17, 146, 85]. Nous énumérerons dans le paragraphe suivant les différents mécanismes de défaillance amenant la dégradation du module IGBT.

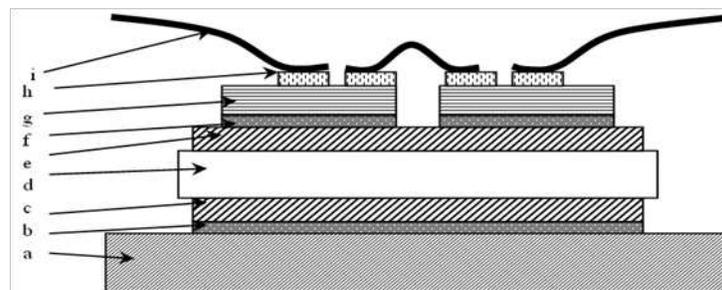


FIGURE 1.20 – Différentes couches de matériaux constituant l'assemblage.

	Couche	Matériaux	CTE (10 ⁻⁶ /°C)
i	Fil de bonding	Al	23.6
h	Métallisation	Al	23.6
g	Puce	Si	3
f	Brasure	SnAg	20
e	Substrat métallisé	Cu	17.8
d		Al ₂ O ₃ ou AlN	6.5/4
c		Cu	17.8
b		Brasure	SnAg
a	Semelle	Cu ou AlSiC	17.8/6.5-8.3

TABLE 1.7 – Principaux matériaux constituant un assemblage de puissance.

1.6.1.1 Rupture des substrats céramiques

Les matériaux les plus fragiles utilisés dans l'assemblage des modules IGBT sont : le silicium et la céramique du substrat isolant. Dans ces deux matériaux des micro-fissures peuvent apparaître sans fatigue ni déformation plastique préalables. Ces micro-fissures, soumises à de fortes contraintes thermomécaniques, peuvent croître. Lorsqu'elles dépassent une certaine longueur critique une rupture totale de la couche concernée est engendrée. Ce type de défaillance est observé souvent directement après la mise en fonction du module ou pendant le refroidissement du module en sortie de four lors de la phase de conception. Il peut également intervenir à plus long terme en fonction des chargements cycliques thermiques selon la taille initiale du défaut. Une rupture du substrat peut entraîner la mise en court circuit de la puce [33].

La figure 1.21a montre une fissuration observée sur un substrat céramique Al₂O₃ après un essai de traction horizontal, la figure 1.21b montre une fissuration similaire à la précédente mais qui est due à un défaut d'homogénéité de la soudure entre le substrat et la semelle.

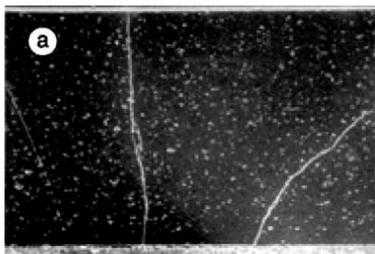
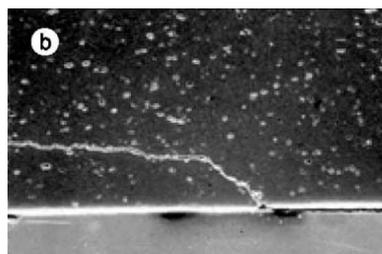

 (a) Fissuration vertical au sein de la céramique Al₂O₃.

 (b) Fissuration au sein de la céramique Al₂O₃ du à l'inhomogénéité de la soudure.

 FIGURE 1.21 – Rupture du substrat en céramique Al₂O₃. [33]

Par ailleurs, le cyclage thermique peut entraîner un phénomène d'écroûissage du cuivre du DCB avec un durcissement de cette métallisation, ce qui engendre une fissuration dans la céramique sous les métallisations (figure 1.22) qui va se propager jusqu'à la séparation de la métallisation [98, 36].

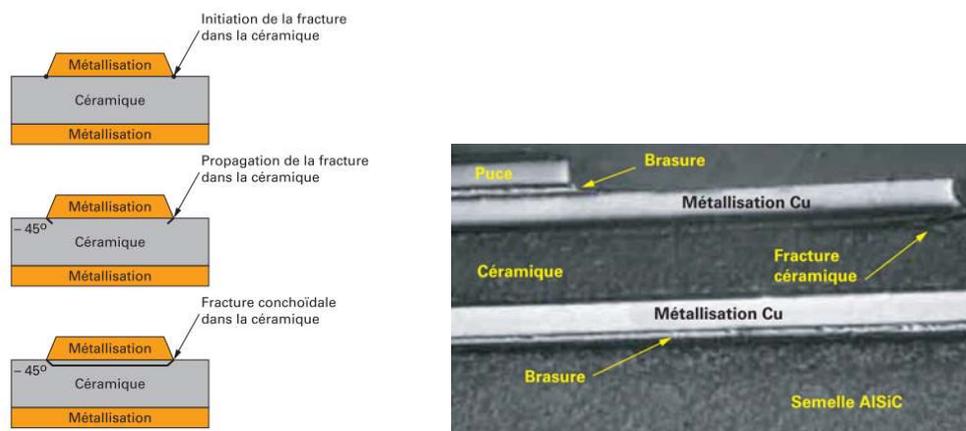


FIGURE 1.22 – Défaillance de l'intégrité des substrats céramiques. [102]

Afin d'atténuer ce mode de défaillance des études menées proposent par exemple de réduire les contraintes mécaniques dans la céramique à un seuil inférieur à sa limite de rupture. Les solutions disponibles sont [43, 121] :

- utiliser une céramique plus robuste (Si_3N_4) ;
- remplacer le cuivre des DCB par de l'aluminium (DAB) ;
- réduire l'épaisseur de la métallisation, notamment sur la face supérieure du DCB ;
- créer des trous en périphérie des métallisations (simples) afin d'obtenir un effet local de réduction de l'épaisseur de la métallisation.

Par ailleurs, il existe un autre mode de défaillance des substrats qui est lié à la fonction d'isolation de ceux ci. Ce phénomène est celui des décharges partielles qui dépend de la distribution du champ électrique et de sa fréquence. Ces phénomènes sont observés aux bord des métallisations des substrats isolants [68]. Ce phénomène peut-être accentué par la présence de défauts géométriques des métallisations.

1.6.1.2 Déformation des métallisations des puces

Durant le cyclage thermique, la fine couche de métallisation de la puce subit des cycles de compression et de traction. La différence des coefficients de dilatation thermique entre la puce en silicium et la métallisation généralement en aluminium, ainsi que la rigidité du silicium engendre des contraintes-thermomécaniques dépassant la limite élastique de la métallisation

[94]. En effet, l'aluminium a une limite élastique relativement faible par rapport à celle du silicium. Elle atteint des valeurs de l'ordre de 20 MPa pour de l'aluminium massif mais on peut s'attendre à des valeurs légèrement plus hautes pour des couches fines de l'ordre de $5\ \mu\text{m}$ en raison d'une moins bonne ductilité [45]. Ainsi, la relaxation de la contrainte due à la migration des atomes d'aluminium conduit à la recristallisation de la métallisation [34]. Lorsque celle-ci est soumise à un effort en tension les atomes se déplacent par diffusion et se concentrent à la frontière du joint de grain. Ce phénomène est accentué par le fait que la métallisation se trouve en contact direct avec la puce qui constitue la source émettrice de chaleur. Ce phénomène de " reconstruction " de la métallisation engendre une déformation de la métallisation, fragilise les connexions, réduit sa section active et entraîne une augmentation de la résistance superficielle de la métallisation jusqu'à la destruction de la puce [128, 89, 33]. Ce phénomène peut-être réduit grâce à la passivation de la métallisation qui réduit les déformations [91, 61]. La figure 1.23 montre une comparaison entre l'état initial de la métallisation et après 3.2 millions de cycle thermique entre $85^\circ - 125^\circ\text{C}$. Le résultat de cyclage sur la métallisation avec et sans une couche de passivation réalisée avec du polyamide est représenté sur la figure 1.24.

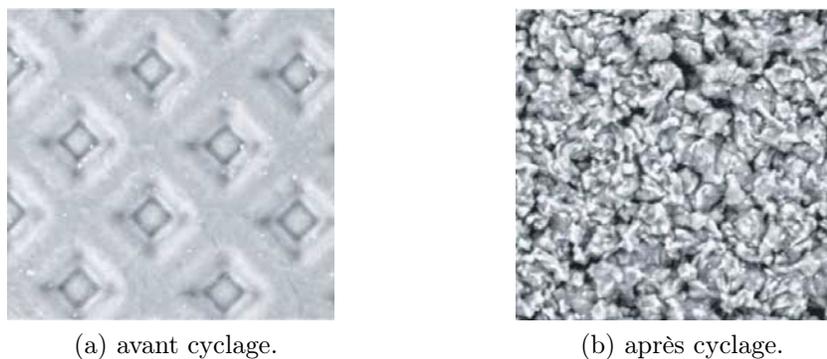


FIGURE 1.23 – (a) Métallisation d'émetteur d'IGBT avant cyclage, (b) Reconstruction de la métallisation après cyclage thermique actif. [102]

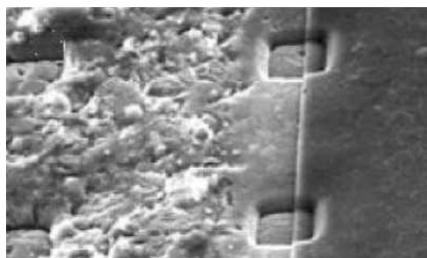


FIGURE 1.24 – Surface de la métallisation sans et avec passivation. [33]

Ce mode de défaillance est fortement corrélé avec le mode de dégradation par déconnexion des fils de bonding. C'est pour cette cause qu'il est difficile d'établir un modèle. L'unique modèle existant est alors statistique auprès des expériences effectuées sur les modules de puissance : une corrélation est faite entre le nombre de cycles avant défaillance (N_f) et l'amplitude du cyclage thermique (T_j) [63] :

$$N_f = A \Delta T_j^\alpha \exp\left(\frac{Q}{R T_m}\right) \quad (1.1)$$

Avec Q l'énergie d'activation, R la constante des gazes parfaits, T_m la température moyenne de la métallisation au cours du cyclage, A le paramètre à évaluer pour combiner les deux modes de défaillance et α le coefficient de dilatation thermique de la métallisation.

1.6.1.3 Fatigue des brasures : puce - substrat et substrat - semelle

La dégradation des brasures représente le mode de défaillance le plus courant des modules IGBT. Nous avons vu que la brasure est utilisée dans deux endroits différents : sur l'interface puce - substrat et substrat - semelle. Il existe deux types de problème de défaillance sur les brasures : les phénomènes de délaminage et de formation des trous. Dans ce paragraphe, nous nous intéressons au premier phénomène lié au vieillissement par contraintes thermiques et engendré par le cyclage thermique. La seconde issue du processus de brasage ne sera pas étudié dans cette partie.

Le phénomène de délaminage apparaît à la périphérie de la brasure et se propage ensuite vers le centre lorsque la brasure est soumise au cyclage thermique [75, 98]. La figure 1.25 illustre une photographie par microscopie acoustique de l'état des brasures substrat en AlN - semelle en cuivre d'un module de forte puissance, après 43000 cycles d'injection de puissance (les parties sombre correspondent aux zones saines et les parties plus claires aux zones dégradées).

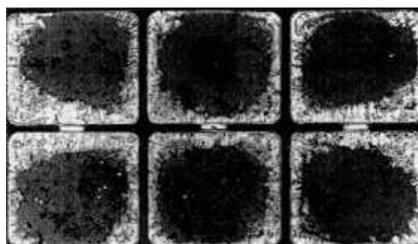


FIGURE 1.25 – Dégradation des brasures après 43000 cycles. [74]

La fatigue des brasures est essentiellement observée au niveau de la brasure substrat -

semelle car cette brasure est la plus fragile puisque la différence de température est la plus importante. De plus la surface de contact est plus élevée, ce qui a pour effet d'augmenter les contraintes thermomécaniques et en conséquence réduit la durée de vie [60, 103]. Concernant la brasure puce - substrat le phénomène de défaillance consiste à la formation de cavité ou l'élargissement de cavités existantes, à l'intérieur de la brasure. Ces cavités ont un impact sur l'augmentation de la résistance thermique de la brasure, ce qui engendre une augmentation de la température de la jonction des puces. Finalement, cela peut accélérer d'autres phénomènes de vieillissement tel que le décollement des faisceaux de bonding.

Des études ont montré que l'épaisseur de la brasure joue un rôle sur la tenue de la brasure aux cyclages thermiques. En effet, il a été démontré que plus l'épaisseur de la brasure est faible plus la brasure est fragilisée [59, 131]. En revanche, l'augmentation de l'épaisseur de la brasure conduit à l'augmentation de la résistance thermique car les matériaux utilisés pour la brasure ont une conductivité thermique faible. Donc il faut trouver un compromis entre la conductivité thermique et la tenue mécanique des brasures. D'autre part, le choix des matériaux avec des CTE proches est très important afin de diminuer les contraintes mécaniques entre ces matériaux. En effet des études ont montré que l'utilisation d'un substrat en AlSiC est plus fiable qu'un assemblage Al₂O ou AlN [114, 134]. De plus, il a été démontré que la position des puces sur le substrat est un facteur qui a un effet sur l'apparition de la défaillance dans la brasure [75]. Le remplacement des puces des coins du module retarde l'apparition de la fissure au niveau de la brasure. Effectivement lorsque les puces sont situées sur les coins du substrat, le flux de chaleur engendré atteint directement les coins des brasures. Ces derniers étant les plus sensibles.

Une loi de durée de vie de type Coffin-Manson a été élaborée pour déterminer la fiabilité des brasures [33]. Cette loi nous permet de constater qu'on peut agir sur certains paramètres tels que, la dimension de la brasure, l'amplitude du cyclage thermique et la différence entre les CTE, afin d'augmenter le nombre de cycles thermiques et finalement améliorer la fiabilité des brasures :

$$N_f = \frac{1}{2} \left(\frac{L \Delta\alpha \Delta T}{\gamma \chi} \right)^{1/c} \quad (1.2)$$

N_f : Nombre de cycles avant défaillance ;

$\Delta\alpha$: Différence de CTE ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) ;

ΔT : Amplitude du cycle thermique ($^{\circ}\text{C}$) ;

L : Longueur du joint de brasure (m) ;

χ, γ : Coefficient d'épaisseur et de ductilité de la brasure ;

c : est une constante.

1.6.1.4 Conséquences pour le fil de bonding

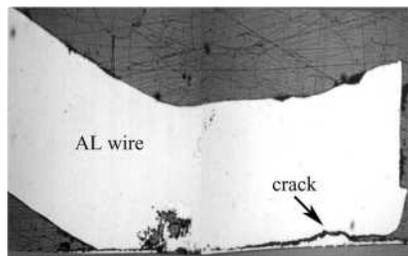
Les fils d'interconnexion sont généralement considérés comme l'un des éléments à surveiller pour déterminer la durée de vie et la fiabilité des modules de puissance. Et cela est vrai également pour les modules IGBT. Généralement on utilise des fils d'interconnexion qui ont un diamètre entre $100 - 500 \mu m$ pour conduire un courant élevé. Ces conditions de fonctionnement des fils ont conduit à la dégradation de ces derniers et induit la défaillance du module. Dans cette partie nous allons citer les deux principaux mécanismes de dégradations des fils d'interconnexion lors d'un cyclage thermique : la fissuration et le décollement des fils.

1.6.1.4.1 Levée des fils de bonding

Lorsque la puce est soumise à des variations cycliques de température, de fortes contraintes thermomécaniques s'exercent sur l'interface bonding - puce. Cela s'explique par la différence de CTE entre les fils en aluminium et la puce en silicium, bien que la puce soit généralement recouverte d'une métallisation en aluminium. En effet, des études ont montré que la tenue de l'assemblage des fils avec la métallisation est plus importante lorsque les deux matériaux sont de même nature [43]. On observe alors l'apparition de micro-fissures entre l'extrémité des fils de bonding et la métallisation à laquelle il est soudé. Comme le montre la figure 1.26a la fissure se propage le long de l'interface fil - métallisation et conduit ainsi à la défaillance des fils après 1500 cycles thermiques [56]. Un soulèvement des fils dû à la propagation des micro fissures se produit au bout d'un certain nombre de cycles thermiques (figure 1.26b). L'estimation du nombre de cycles avant la défaillance des fils peut être évalué par une loi de Coffin-Manson obtenue à partir d'une campagne d'expérimentation [115] (équation 1.3) :

$$N_f = C_1 \varepsilon_{pl}^{-C_2} \quad (1.3)$$

N_f : Nombre de cycles avant défaillance; ε_{pl} : Déformation plastique dans la zone de fatigue maximale; C_1, C_2 : Coefficient du taux de fatigue estimé expérimentalement.



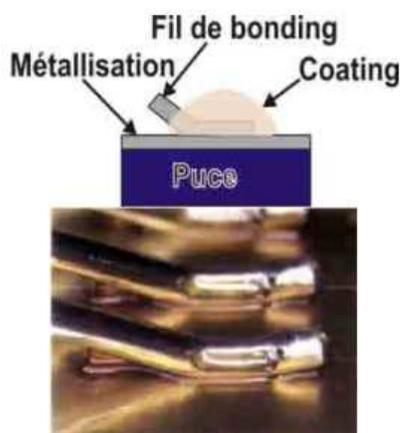
(a) Fissuration au niveau de l'interface fil-puce. [56]



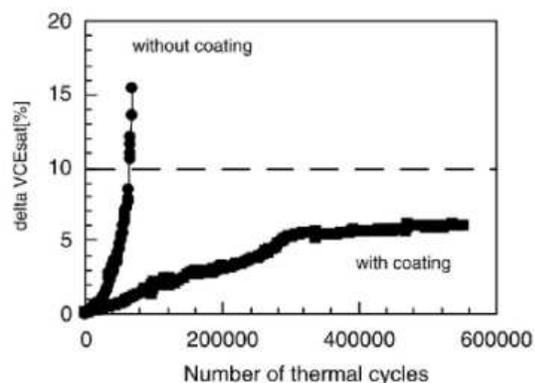
(b) Soulèvement des fils durant un cyclage thermique. [8]

FIGURE 1.26 – Défaillance des fils de bonding dû à la fatigue thermomécanique.

Pour augmenter la fiabilité des fils de bonding des solutions ont été proposées [91, 60, 61]. L'une d'elle consiste à rapporter une couche de matériau polymère après la soudure ultrasonique au niveau du pied du fil de bonding (figure 1.27a). Ce qui permet de préserver un contact physique entre le fil et la métallisation et d'éviter le décollement du fil lors de test de vieillissement en cyclages actifs (figure 1.27b). Une autre solution consiste à réduire l'écart des CTE entre l'aluminium et le silicium. Cela s'effectue par l'introduction d'une couche tampon de molybdène ($5.25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) entre le fil et la métallisation, cette couche intermédiaire a pour fonction de déterminer le niveau de contraintes à l'interface soudée. Cette opération a pour effet d'augmenter la durée de vie des fils d'un facteur de 2 à 3 fois.



(a) image de la mise en œuvre de la couche polymère. [61]



(b) Amélioration de la fiabilité. [33]

FIGURE 1.27 – Amélioration de la fiabilité des fils de bonding par dépôt d'une résine polymère.

Il a été constaté également que le décollement des fils peut être induit par la mauvaise qualité de la soudure par ultrason. En effet, la pression appliquée pour le soudage et la température de cyclage sont deux facteurs importants pour déterminer la qualité de soudage des fils. Avec une mauvaise pression de collage, il est impossible de former un contact entre le fil et la métallisation. En d'autres termes, une faible pression de collage peut entraîner une fissuration sur l'interface de contact fil métallisation [147].

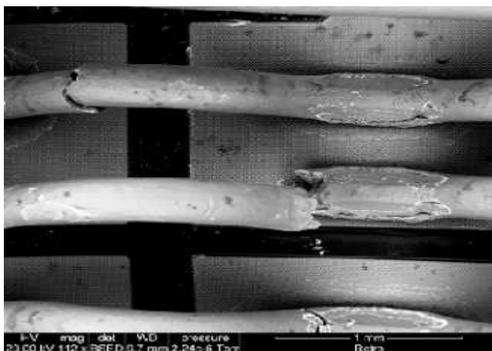
1.6.1.4.2 Fissuration des fils de bonding

D'autre part, des fissurations des fils de bonding dues aux contraintes thermomécaniques peuvent apparaître (figure 1.28). En effet, le cyclage en température a pour effet de contracter et de dilater le fil soudé aux métallisations. Celui-ci se déplace, ce qui produit une flexion au niveau de ses deux extrémités et conduit à sa fissuration (figure 1.28). D'après Schafft [125], la variation de la température de 50°C engendre un allongement de $10 \mu\text{m}$ et une augmentation

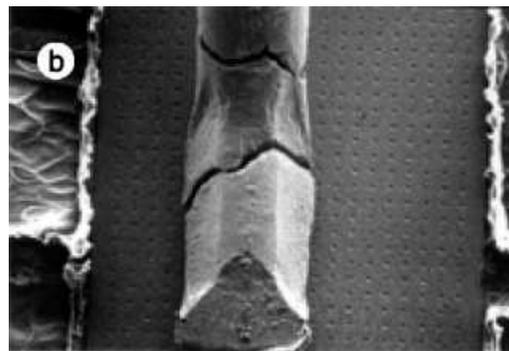
de l'angle du fil par rapport à la métallisation de 0.05° pour un fil de 1 cm de longueur. Il a également réussi à développer un modèle basé sur une loi de puissance qui permet d'évaluer le nombre de cycles avant rupture pour une déformation donnée (équation 1.4) :

$$N_f = A\varepsilon_f^n \quad (1.4)$$

où $A = 3.9 \cdot 10^{-10}$ et $n = -5.13$ sont les variables liées au matériau pour le fil d'aluminium et ε_f est la déformation du fil de bonding évaluée par éléments finis.



(a) Fissuration des fil de bonding en différents endroits. [129]



(b) Fracture des du pied du fil de bonding. [33]

FIGURE 1.28 – Images des fissuration des fils de bonding durant un cyclage en température .

L'apparition des fissurations au niveau du talon des fils peut être dû également au processus de soudage. En fait, le fil est d'abord soudé sur la métallisation par la suite le fil est tiré avec une certaine force pour obtenir la longueur du fil nécessaire pour réaliser la boucle. Ce mouvement induit des contraintes mécaniques au niveau du talon des fils ce qui engendre des micro fissurations [60]. Il est donc nécessaire d'optimiser le processus de soudage par ultrason afin de limiter l'apparition des ces micro fissures au niveau du talon des fils de bonding.

1.6.2 Autres modes de défaillance

Nous venons de citer les différentes défaillances des modules IGBT induites par un cyclage thermique. Les modes de défaillances des modules de puissance peuvent aussi être liés à des phénomènes autres que le cyclage thermique par exemple : les phénomènes chimiques, électriques et mécaniques. Dans ce paragraphe nous allons examiner ces différents phénomènes physiques qui peuvent eux aussi conduire à la dégradation des composants de puissances.

1.6.2.1 La corrosion

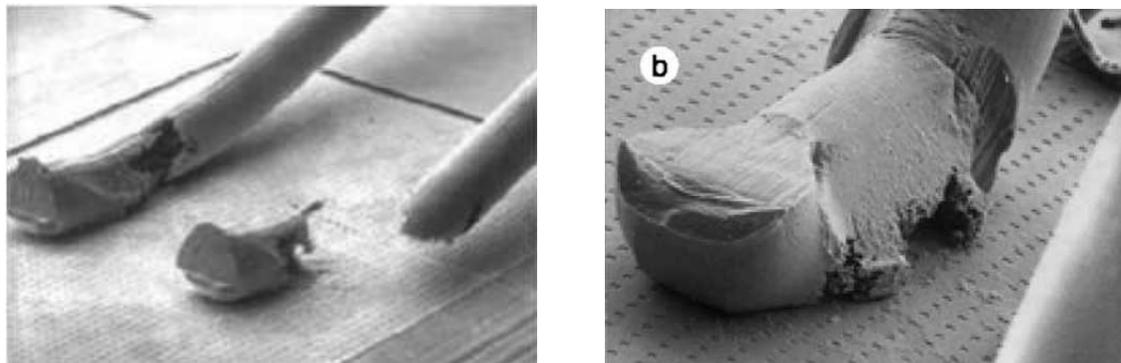
La corrosion est un phénomène qui peut toucher les différents composants métalliques de l'assemblage des modules de puissance. Les métallisations, les fils de bonding ainsi que les plots de connexion peuvent subir des réactions chimiques ou électrochimiques qui conduisent à leur dégradation. La corrosion électrochimique peut apparaître dans un environnement particulier tel que : la présence d'humidité dans le boîtier, l'apparition d'une polarisation continue ou la présence d'ions tels que Cl^- ou Na^+ agissant comme des catalyseurs dans les réactions.

L'humidité peut exister à l'intérieur du module de puissance, en effet, elle peut s'introduire par les " pins " de connexion d'un boîtier. Dans les modules IGBT la corrosion se produit essentiellement sur les fils d'interconnexion en aluminium. Quand les fils sont en contact avec de l'oxygène contenu dans l'atmosphère, une couche d' Al_2O_3 se forme [15], l'aluminium est donc naturellement recouvert d'une couche protectrice.



En contact avec de l'eau la couche d'alumine se transforme en hydroxyde de l'aluminium ($Al(OH)_3$).

La figure 1.29 a et b montre les fils d'interconnexion corrodés au cours d'un test de cyclage de plus d'un million de cycles. Ce type de corrosion a été obtenu lors d'un cyclage de faible tension ainsi que durant un test de durée de vie de haute tension. La corrosion a été observée principalement sur les zones du fil qui ont subi la déformation le plus sévère (le talon et le sommet de la boucle). La corrosion au sein des modules IGBT peut être l'origine de l'apparition de bulle de gaz au niveau du gel silicone.



(a) Rupture des fils de bonding due à la corrosion. (b) Détail de la corrosion des fils de bonding.

FIGURE 1.29 – Corrosion des fils de connexion. [94]

1.6.2.2 L'électromigration

L'électromigration est un phénomène qui apparaît lorsque la densité de courant traversant un matériau dépasse une certaine limite ($0.5 \cdot 10^6 \text{ A/cm}^2$). En fait, lorsque un courant électrique traverse un conducteur, une partie du mouvement des électrons est transféré aux atomes du conducteur ce qui engendre le déplacement des ces atomes dans le même sens du flux d'électrons [28]. L'électromigration peut se produire sur l'interface entre la métallisation et la puce en silicium où on peut observer la migration des atomes d'aluminium ou de silicium. L'aluminium de la métallisation peut migrer et créer un vide entre la métallisation et la puce silicium. Ceci a pour conséquence une augmentation de la résistance de la métallisation ou une ouverture du circuit, conduisant à la fin à la défaillance du module. La figure 1.30 montre une image obtenue avec un microscope électronique à balayage (MEB) de la dégradation d'un conducteur en aluminium dû au phénomène de l'électromigration [19]. L'échange de quantité de mouvement entre les atomes de silicium et les électrons peut provoquer la migration d'atomes dans la métallisation en aluminium. La création du vide engendre une accumulation de matière ailleurs puisque la masse de la métallisation est conservée. Ces accumulations forment des monticules qui peuvent aboutir à un court-circuit avec une métallisation adjacente ou causer une fracture sur une couche de diélectrique.

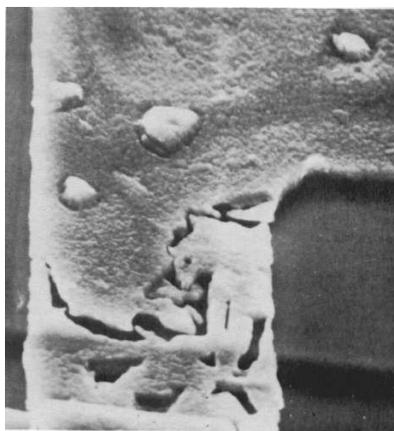


FIGURE 1.30 – Conducteur en aluminium ayant subi une électromigration. [19].

L'apparition de ce phénomène demande des densités de courant très élevées et des temps beaucoup plus longs que d'autres phénomènes de défaillance, ce qui le rend rarement observé en électronique de puissance. Malgré cela, beaucoup de travaux ont été menés durant plusieurs années sur l'électromigration [76, 19, 20]. L'électromigration peut aussi intervenir sur les fils d'interconnexion sous des courants moindres ($1.62 \cdot 10^4 \text{ A/cm}^2$) à cause d'une plus faible dissipation de l'énergie thermique [147]. Ce qui montre que la température influe sur le

mouvement d'atomes avec une énergie d'activation de l'ordre de $0.5 - 0.7 eV$. En effet, le cyclage thermique a un effet de catalyseur sur ce phénomène. C'est pour cette raison que le phénomène d'électromigration a aussi été étudié dans le cas de composants de puissance soumis au cyclage thermique [149]]. Ce phénomène peut se produire également dans les alliages utilisés dans les brasures. L'électromigration dans les brasures peut apparaître pour des densités de courant de l'ordre de $10^4 A/cm^2$ ce qui est 100 fois moins que la densité de courant nécessaire pour obtenir une électromigration dans les métallisations. Cela s'explique par la différence des points de fusion entre les deux matériaux. Des vides sont alors formés à l'intérieur de la brasure, ce qui favorise les autres modes de défaillance cités précédemment [99].

1.6.2.3 La vibration

Les forces de vibration sont rarement l'origine directe de la défaillance des fils d'interconnexion. Cependant, plusieurs composants de l'assemblage peuvent se dégrader avant que les forces de vibration soit suffisantes pour endommager les fils d'interconnexion. La fréquence minimale qui pourrait induire une résonance et donc une dégradation des fils d'interconnexion est de $10 kHz$ pour la plupart des géométries de fils en aluminium. En général, la défaillance des fils d'interconnexion due à la fatigue vibratoire se produit pendant le nettoyage par ultrasons. Par conséquent, les nettoyeurs à ultrasons qui fonctionnent à des fréquences de résonance variant de $20 - à 100 kHz$ sont recommandés [152].

1.6.2.4 Modes de défaillances liés au gel silicone

Les gels silicones sont utilisés pour encapsuler les modules IGBT. Grâce à leurs propriétés thermiques, mécaniques, et électriques les gels silicones sont utilisés pour protéger les composants et les connexions contre l'humidité, la pollution mais aussi pour éviter les décharges partielles. Cependant à haute tension le champ électrique peut devenir localement assez élevé pour induire des décharges partielles dans le gel [106]. Les décharges partielles peuvent également apparaître à des tensions beaucoup plus faibles en raison de la présence des cavités (fissurations) à proximité des bords du substrat céramique. En général ces cavités sont dues à la différence des CTE entre le gel silicone et la céramique [141].

En général, les claquages diélectriques sont généralement localisés à l'interface céramique - gel silicone. Ce phénomène est dû à une mauvaise adhérence du gel sur la céramique car l'adhérence du gel est un critère important pour limiter les décharges partielles aux interfaces [16, 98]. En plus, la présence de bulle de gaz dues à un mauvais dégazage avant polymérisation du gel silicone peut-être la cause de décharges partielles importantes dans le module IGBT

[46]. D'autres part, à basse température la dureté du gel silicone augmente considérablement ce qui induit des contraintes thermomécaniques et engendre des fissurations dans le gel.

Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre introductif en présentant les convertisseurs de puissance utilisés en traction ferroviaire, ainsi qu'un bref historique chronologique sur les différents semi-conducteurs de puissance. Nous avons présenté par la suite les modules IGBT sur lesquels porte notre étude et les différentes déclinaisons des boîtiers que l'on peut trouver dans les applications ferroviaires. Nous avons pu ensuite détailler la description des différents constituants d'un module de puissance IGBT. Dans cette partie nous nous sommes intéressés aux différentes techniques de connexion tout en focalisant notre études sur la technique de connexion *wire bonding* qui est la plus utilisée dans la plupart des modules de puissance.

Le besoin industriel dans des domaines tels que l'avionique, l'automobile et le ferroviaire est d'accroître la densité de puissance dans les modules de puissance tout en améliorant la fiabilité des systèmes d'électronique de puissance embarqués. Nous avons par conséquent énumérés les principaux mécanismes de défaillance que l'on rencontre dans les modules de puissance IGBT. Durant cette étude, nous avons pu classer ceux ci en fonction du phénomène à l'origine de la défaillance. Au cours de cette partie nous avons détaillé les différentes dégradations des composants des modules de puissance dûes au cyclage thermique. Nous avons constaté que malgré la bonne maturité de la technologie *wire bonding* et la bonne connaissance de ses modes de défaillance, elle reste l'un des maillons faibles des modules IGBT. Nous pouvons conclure que pour chaque mécanisme de défaillance, il peut exister de grandes interactions entre les différents phénomènes physiques (thermique, mécanique et électrique). Il est donc très délicat de vouloir étudier un phénomène sur un élément de module de puissance sans que les autres interviennent. Dans ce cadre, la suite de notre étude va porter sur les connaissance théoriques nécessaires à l'expression des interactions entre ces différents phénomènes physiques. Ceci afin d'étudier *in fine* l'un des mécanismes les plus importants pour le module IGBT à savoir la dégradation des fils d'interconnexion.

Chapitre 2

Les phénomènes physiques en jeu

Introduction

L'utilisation de modules de puissance dans la conversion de l'énergie est de plus en plus répandue dans différents domaines. Cela nécessite donc une meilleure compréhension des mécanismes de vieillissement sous l'effet cumulé de sollicitations électrique, thermique et mécanique. La nécessité d'utiliser un simulateur multi-physique fiable et basé sur les lois de la physique mises en jeu est donc un outil indispensable en vue de prototypage virtuel.

Nous avons vu lors du premier chapitre que les modes de défaillance des modules de puissance sont dus à des phénomènes physiques complexes. Afin de comprendre ces phénomènes nous allons aborder les différents phénomènes physiques qui existent dans un module de puissance ainsi que leurs interactions. Pour cela, nous commencerons par détailler les différentes fonctions des éléments du packaging. Par la suite nous décrirons la fonction principale d'un module de puissance à savoir la conversion de l'énergie électrique. Le passage des lois électriques aux lois volumiques de l'électromagnétisme sera également décrit dans cette partie afin de comprendre notamment les phénomènes magnétiques existant lors du fonctionnement du module.

Le couplage électrothermique est ensuite envisagé car la thermique joue un rôle très important dans les modes de dégradation des modules de puissance. Maîtriser ces phénomènes et évaluer leurs conséquences sur la durabilité des modules de puissance sont des axes de recherche indispensables pour améliorer la fiabilité des composants. Les effets thermiques induits par le passage du courant électrique et les relations entre le courant et la température seront donc étudiés. Dans cette partie, les conditions limites de convection, de conduction et de rayonnement thermique seront détaillées dans la mise en équation en régime permanent et transitoire.

D'autre part, les éléments de l'assemblage des convertisseurs de puissance sont soumis, lors de leur fonctionnement, à de fortes contraintes mécaniques liées aux contraintes thermiques. Nous allons ainsi chercher dans ce chapitre à étudier le couplage thermomécanique qui nous permet d'exprimer les contraintes mécaniques en fonction de la variation de température. Ce dernier point est particulièrement crucial vis-à-vis de la fiabilité et de la durée de vie des équipements électroniques. Enfin, nous aborderons quelques notions sur la durée de vie et la méthodologie adoptée pour son estimation. Nous décrirons donc brièvement les principales lois de durée de vie développées dans la littérature et appliquées à un exemple particulier.

2.1 Comportement électromagnétique des éléments du packaging

Dans cette partie, nous allons rappeler le fonctionnement électrique des différents éléments constituant le module de puissance. Les fils de bonding en aluminium assurent la liaison électrique des puces semi-conductrices. Ils sont parcourus par une forte densité de courant à des fréquences qui seront de plus en plus élevées avec l'avènement des composants grand "Gap". Les puces IGBT et les diodes de roue libre sont le cœur du fonctionnement électrique des modules de puissance. Grâce à leurs caractéristiques de semi-conducteur, ces composants permettent de commuter des courants et des tensions de fortes amplitudes. Le substrat assure deux rôles liés aux phénomènes électriques dans le module de puissance : le premier est de relier électriquement les différentes puces connectées en parallèles ; le second rôle est l'isolation galvanique des puces du dissipateur thermique. C'est pour cela que le substrat est composé de deux matériaux : le cuivre qui garantit la liaison électrique et la céramique qui est un bon isolant électrique. Les brasures doivent être également de bons conducteurs électriques afin d'assurer le meilleur contact électrique et la meilleure circulation du courant possibles (figure 2.1). Le gel silicone a pour but d'assurer la tenue diélectrique du module, de plus il doit renforcer l'isolation électrique entre les conducteurs et améliorer la tenue aux décharges partielles dues notamment aux défauts des métallisations des substrats types DCB. L'ensemble des éléments est fermé dans un boîtier en plastique qui les protège des champs parasites extérieurs. Le boîtier comporte également des connexions extérieures qui permettent de réaliser le branchement électrique.

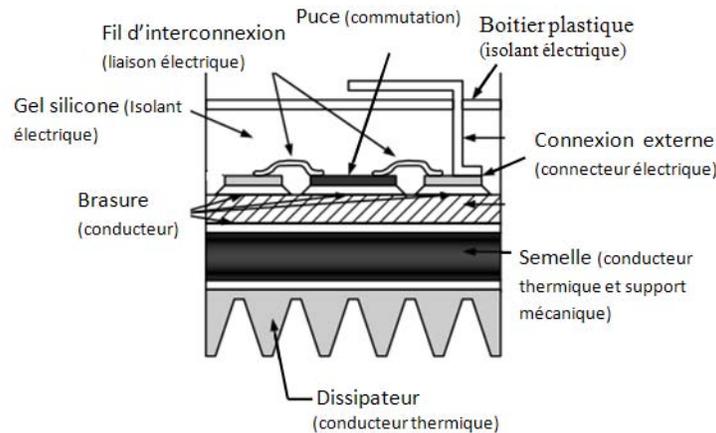


FIGURE 2.1 – Les fonctions électriques des éléments constituant le module de puissance.

2.1.1 L'électronique de puissance

Parmi les différentes définitions de l'électronique de puissance nous avons choisi celle de J-L Dalasso [37] que nous trouvons complète et précise "*l'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui utilise des dispositifs électroniques (diode, thyristor, IGBT,...) pour réaliser des matériels [...] assurant la transformation de la forme, de l'amplitude et/ou de la fréquence des ondes qui transportent l'énergie électrique*", de cette définition on comprend que l'électronique de puissance a pour fonction de modifier la forme de l'énergie électrique à l'aide de composants électroniques. Dans cette partie nous allons détailler les différentes étapes pour réaliser cette fonction.

A l'inverse de l'amplification analogique, qui utilise des résistances équivalentes pour faire varier la puissance dans un dispositif, l'électronique de puissance utilise des interrupteurs en commutation. Ces interrupteurs sont commutés régulièrement, d'un état passant vers un état bloqué. L'avantage de cette technique est que le contrôle de la puissance se fait alors théoriquement sans pertes (ou à faibles pertes).

Donc les systèmes chargés de manipuler l'énergie électrique sont des convertisseurs statiques qui permettent d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue de l'énergie entre une source et une charge. A chacune des quatre possibilités de transformation est associée un type de convertisseur :

- redresseur pour la conversion alternatif \rightarrow continu,
- hacheur pour continu \rightarrow continu,
- onduleur pour continu \rightarrow alternatif
- gradateur ou cycloconvertisseur pour alternatif \rightarrow alternatif.

La figure 2.2 résume les différentes formes de conversion réalisée en électronique de puissance. Les fonctions de base peuvent être utilisées seules ou associées entre elles pour adapter les modes de conversion aux besoins de l'utilisateur. Notre étude va porter sur la fonction onduleur de puissance.

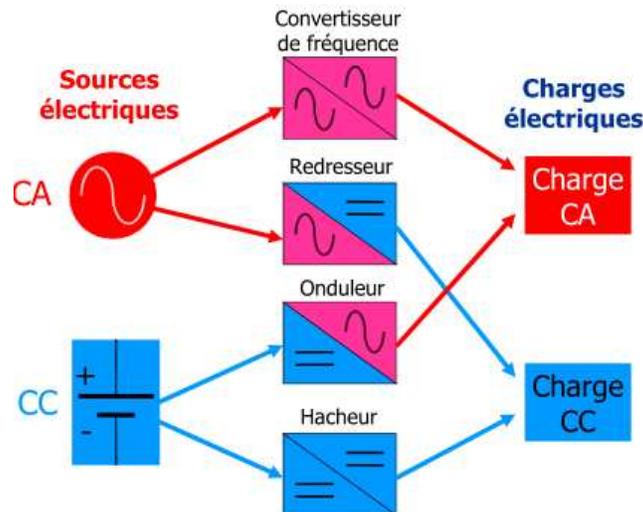


FIGURE 2.2 – Les différentes formes de conversion d'énergie en électronique de puissance. [80]

Pour le réseau ferroviaire la conversion de l'énergie est indirecte. Effectivement, à partir du réseau alternatif une association de convertisseurs mono-étages est utilisée afin de convertir l'énergie. Cette méthode a l'avantage de découpler les sous fonctions et favorise la modularité. Mais son inconvénient majeur est l'altération du rendement. La figure 2.3 illustre le système de conversion d'énergie utilisé dans le domaine du ferroviaire.

Dans ce cas, la structure fait appel à deux fonctions de base auxquelles s'ajoutent des filtres passifs pour améliorer le caractère continu ou sinusoïdal des grandeurs électriques. L'onduleur est capable de fournir le niveau de tension nécessaire à la machine tout en autorisant une variation de la fréquence d'alimentation.

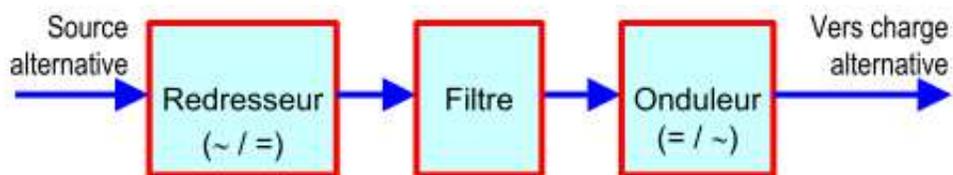


FIGURE 2.3 – Association de convertisseurs de base dans un variateur pour la traction ferroviaire.

2.1.1.1 L'onduleur de puissance

L'onduleur de puissance convertit les grandeurs d'un réseau continu en grandeurs alternatives pour une charge monophasée ou polyphasée. Cette charge, suivant les éléments qui la composent (résistance, inductance, condensateur, f.c.e.m, etc.), peut conduire à différents types d'onduleurs :

- L'onduleur assisté (ou non autonome) si la charge peut délivrer de la puissance qui sera réinjectée dans le réseau. La fréquence est donc imposée par le réseau ;
- L'onduleur à résonance si la charge est un circuit résonnant dont la structure de l'onduleur peut bénéficier ;
- L'onduleur autonome dans tous les autres cas. La fréquence est alors imposée par la commande de l'onduleur.

La figure 2.4 schématise la structure d'un onduleur triphasé utilisé dans le domaine ferroviaire. Vu le niveau de puissance mis en jeu dans le domaine de la traction ferroviaire, la conversion d'énergie doit être effectuée en recherchant le meilleur rendement.

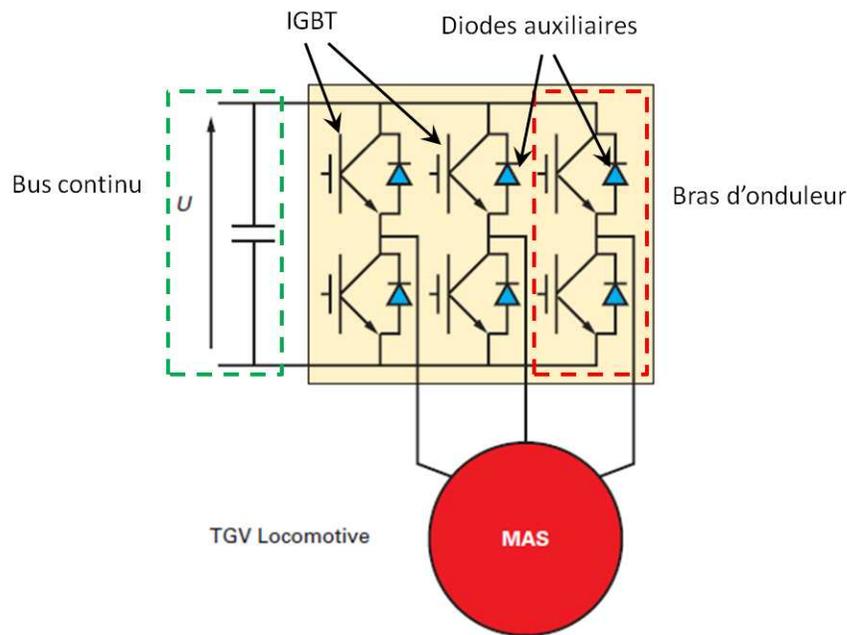


FIGURE 2.4 – Schéma d'un onduleur triphasé [39].

2.1.1.2 Caractéristiques des interrupteurs IGBT

La plupart des onduleurs utilisés pour réaliser la fonction de conversion dans le domaine ferroviaire sont à base d'IGBTs. Celui-ci est considéré comme l'interrupteur idéal grâce à sa simplicité de commande en plus de ces propriétés en terme de rendement (faibles pertes par

conduction). La figure 2.5a présente la structure d'une puce IGBT utilisée dans les modules de puissance.

L'IGBT est un transistor hybride, regroupant un transistor à effet de champ en entrée et un transistor bipolaire en sortie. Il est ainsi commandé par la tension de grille qui lui est appliquée. Le schéma équivalent simplifié de transistor IGBT est représenté par la figure 2.5b cette structure permet à l'IGBT de commuter une tension plus élevée.

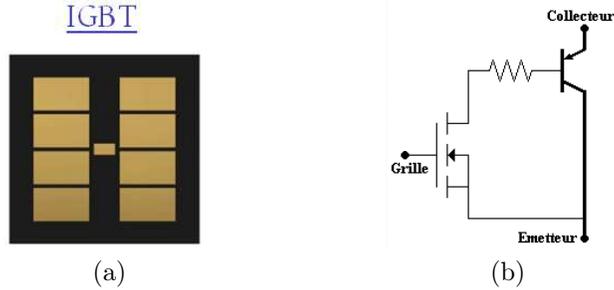


FIGURE 2.5 – Face supérieure et schéma électrique équivalent simplifié d'une puce IGBT.

Depuis son apparition en traction au début des années 1990, l'IGBT n'a cessé de se développer. D'abord utilisé pour les applications tramway et métropolitain (environnements urbains), sous 600 V et 750 V, l'IGBT s'étendra dès 1995 avec les composants 3.3 kV et en 2002 avec l'IGBT 6.5 kV – 600 A.

Chaque interrupteur est caractérisé par des propriétés qui définissent son domaine de fonctionnement. Pour l'interrupteur IGBT considéré dans notre étude ces paramètres sont résumés dans le tableau 2.1. Afin d'assurer des performances plus élevées on peut associer des IGBTs en série et en parallèle.

I_C	Courant commuté	1500 A
V_{CE}	Tension commutée	3300 V
$V_{isolation}$	Tenue en tension	6000 V
$t_{ONdelay}$	Délai minimal avant amorçage	0.6 μs
t_{ON}	Temps de montée minimal lors de l'amorçage	0.55 μs
$t_{OFFdelay}$	Délai minimal avant blocage	3 μs
t_{OFF}	Temps de descente minimal lors du blocage	0.3 μs

TABLE 2.1 – Caractéristiques de l'interrupteur considéré à température de jonction $T_j = 25^\circ C$.

A partir du courant nominal I qui traverse le module de puissance, nous pouvons connaître l'amplitude du courant qui circule dans un fil d'interconnexion. Pour cela il faut connaître le

nombre de puces IGBT connectées en parallèle ainsi que le nombre de fils d'interconnexion soudés sur chaque puce. La figure 2.6 représente le module de puissance étudié.

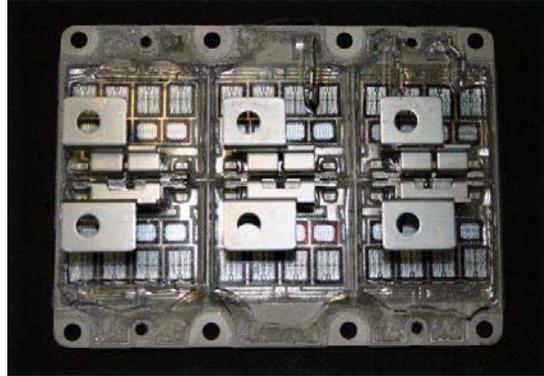


FIGURE 2.6 – Module de puissance étudié : $3.3\text{ kV} - 1500\text{ A}$.

Celui-ci correspond à un module IGBT de type triphasé $1500\text{ A} - 3.3\text{ kV}$ constitué de 24 IGBTs et de leurs diodes auxiliaires. Donc un simple calcul permet de déterminer l'amplitude de courant qui traverse un fil d'interconnexion, il suffit seulement de diviser le courant nominal sur le nombre de puces IGBT connectées en parallèle et le nombre de fils soudés sur chaque IGBT.

Dans le module de puissance, les principales sources de champ magnétique sont les fils de connexion (les éléments d'interconnexion) et les puces semi-conductrices. En effet, la variation de la tension et du courant dans le module fait que les fils de connexion et les puces semi-conductrices se comportent comme des sources de champs magnétiques. Dans ce qui suit, nous présenterons un rappel théorique sur l'évaluation du champ magnétique produit par une distribution de courant volumique.

2.1.2 Relation de passage de l'électrique vers la magnétostatique

Avant d'aborder la partie qui concerne la détermination du champ magnétique, nous allons décrire la relation qui nous permet de faire le passage entre l'intensité de courant I utilisée jusqu'à présent en électronique de puissance et le vecteur densité de courant utilisé généralement dans la description des phénomènes électromagnétiques.

La densité de courant Le vecteur densité de courant \vec{J} en $[A/m^2]$ est défini par le produit de la densité de charges volumiques ρ en $[C/m^3]$ par la vitesse moyenne de déplacement de ces charges \vec{v} en $[m/s]$ dans un champ électrique :

$$\vec{J} = \rho \vec{v} \quad (2.1)$$

Sous certaines hypothèses, la loi d'Ohm locale est finalement obtenue :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.2)$$

L'unité de la densité de courant \vec{J} est $[A/m^2]$, σ la conductivité électrique en Siemens/mètre $[S/m]$, \vec{v} vitesse de déplacement des charges en $[m/s]$ et \vec{E} le champ électrique en $[V/m]$.

L'intensité de courant On appelle intensité du courant I , la charge totale qui traverse, par unité de temps, n'importe quelle surface S constante. On peut la définir également par le flux du vecteur densité de courant qui traverse une surface S .

$$I = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (2.3)$$

Avec \vec{J} la densité de courant en $[A/m^2]$ défini par la relation 2.1, l'unité de l'intensité de courant est l'ampère $[A]$. La figure 2.7 illustre la liaison entre la densité et l'intensité de courant.

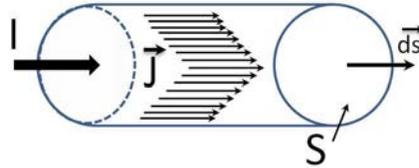


FIGURE 2.7 – Relation entre l'intensité et la densité de courant.

2.1.3 Rappel sur le calcul du champ magnétique

A partir du développement des équations de Maxwell (Annexe A), nous avons obtenu l'expression dite de Biot et Savart qui permet de calculer le champ magnétique en fonction de l'intensité du courant électrique

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int I d\vec{l} \times \frac{\vec{r}_{12}}{\|\vec{r}_{12}\|^3} \quad (2.4)$$

Avec : I : intensité de courant en A , \vec{dl} vecteur d'une longueur infinitésimale du circuit orienté dans le sens du courant, \vec{r}_{12} : vecteur distance entre le point d'observation et le point du calcul

Nous avons également déterminer l'expression de la force de Laplace qui permet de calculer la force exercée sur un conducteur émerger dans un champ magnétique :

$$\vec{dF} = I \vec{dl} \times \vec{B} \quad (2.5)$$

Pour la suite de notre étude, nous allons utiliser ces deux formules pour la détermination du champ magnétique et les forces de Laplace exercées sur les fils d'interconnexion (3.4.3.1).

2.2 Les phénomènes thermiques

Nous avons vu dans le premier chapitre que la température (la chaleur) est un problème crucial sur la durée de vie des composants de puissance.

Le comportement thermique est lié au fonctionnement électrique du module de puissance. D'une part les propriétés électriques des semi-conducteurs sont affectées par la variation de la température et, d'autre part, la température de la jonction varie en fonction de la puissance dissipée et de l'environnement. Ainsi, afin d'augmenter la fiabilité des systèmes électroniques et de bien optimiser leur conception thermique, il faut avoir une bonne estimation du comportement électrothermique des composants.

Cette partie est consacrée à la description théorique du couplage électrothermique des composants de l'électronique de puissance par l'établissement de l'équation de la chaleur. Comme nous l'avons proposé dans la partie précédente, nous allons décrire le rôle de chaque composant lors de la canalisation du flux de chaleur dissipé par les éléments actifs du module de puissance.

2.2.1 Comportement thermique du module de puissance

Dans les modules de puissance, la dissipation thermique est générée essentiellement par les puces semi-conductrices. Cette chaleur suit un chemin bien spécifique avant d'être évacuée à l'extérieur le plus rapidement possible. On ajoute à ce flux thermique la chaleur produite par les fils d'interconnexion lors du passage du courant électrique. Puisque la chaleur ne peut-être évacuée par la face supérieure car le gel silicone joue le rôle d'isolant thermique

(grâce à sa faible conductivité thermique), le flux thermique suit donc le chemin opposé en traversant le substrat qui garantit un transfert thermique convenable entre la puce, qui engendre le flux de chaleur, et le milieu environnant qui doit évacuer cette chaleur. Il est à noter que, lorsque la chaleur est évacuée, elle traverse les brasures et la semelle qui jouent aussi le rôle de conducteurs thermiques. Cette dernière est en contact avec le radiateur qui assure l'évacuation de la chaleur vers l'environnement extérieur par le biais d'un système de refroidissement (voir 1.5.5). La figure 2.8 montre le rôle thermique de chaque élément du module de puissance.

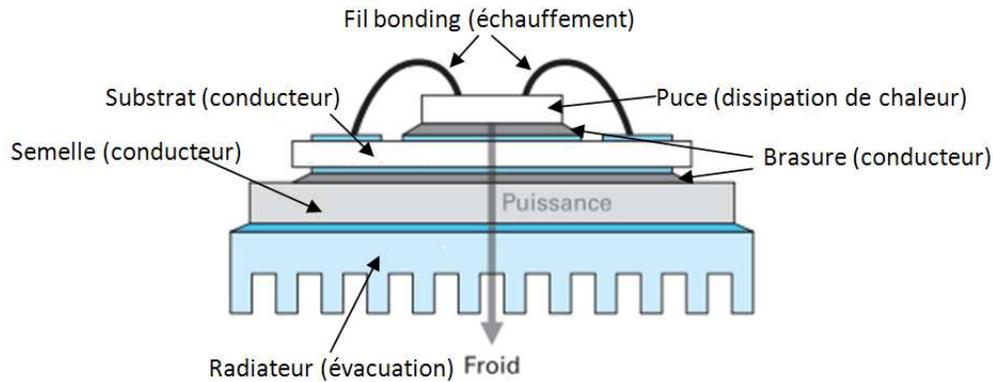


FIGURE 2.8 – Flux thermique dans un module de puissance [87].

2.2.2 Équation de la chaleur

La loi générale de la chaleur en régime transitoire ramenée à une dimension est obtenue par l'application de la loi de conservation de l'énergie pour un domaine donné, invariant par translation en y et z . Elle permet de déterminer la distribution de la température dans un système défini. Elle peut-être écrite sous la forme :

$$\rho C_p \frac{\partial T(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x} \varphi(x, t) + s(x, t) \quad (2.6)$$

Avec ρ : masse volumique en $Kg.m^{-3}$, C_p : capacité thermique en $J.m^{-2}.^{\circ}K^{-1}$.

Le terme $\frac{\delta}{\delta x} \varphi(x, t)$ de l'équation 2.6 correspond à la variation du flux. Son expression dépendra des modes de transfert de chaleur (conduction, convection ou rayonnement). Vous trouverez en ?? l'expression de l'équation de la chaleur pour chaque mode de transfert thermique.

Le terme $s(x, t)$ s'exprime en watt [W] et représente la chaleur interne produite par le système étudié. Dans le cas de notre étude sur les fils d'interconnexion, ce terme correspond à la puissance dissipée par effet Joule. Il est obtenu en effectuant le produit de tension du fil

$v(t)$ par le courant qui le traverse $i(t)$, sur une période Ts du cycle de fonctionnement. C'est ce terme qui donne le couplage entre les équations électriques et thermiques si on considère que toutes les propriétés du matériau sont indépendantes de la température.

L'équation générale de la chaleur est une équation aux dérivées partielles du deuxième ordre par rapport à l'espace et du premier ordre par rapport au temps. Elle admet en principe une infinité de solutions. Pour que le problème ait une solution unique, il est nécessaire de connaître la répartition des températures en tout point de l'espace à un temps pris pour origine (ou état initial $t = 0$), il s'agit des "conditions initiales", et les lois de variations de la température (ou de ses dérivées) sur les frontières du domaine étudié, il s'agit des "conditions aux limites" voir Annexe A.

2.2.3 Cas d'un régime stationnaire

L'équation différentielle de transfert de chaleur en régime stationnaire correspond à une forme particulière de l'équation générale, dans laquelle le champ de température ne varie pas dans le temps ($\frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = 0$). Pour le cas où il existe une source interne de chaleur uniformément distribuée ($s = cste$), cette relation devient :

$$\frac{\partial}{\partial x} \varphi(x) = s(x) \quad (2.7)$$

Cette expression donne la relation entre le flux thermique et la source de puissance interne. Le flux est obtenu selon le mécanisme de transfert thermique que nous avons développé en ???. Selon les conditions du problème étudié, la source de chaleur interne est définie. Dans le cas de notre étude, elle correspond à la chaleur dissipée par effet joule lors de la circulation du courant constant dans les fils d'interconnexion.

2.2.4 Cas d'un régime variable

Dans la pratique, on a souvent besoin de connaître la variation temporelle de la température. Dans ces circonstances, le terme de variation temporelle de l'équation de la chaleur (2.6) n'est pas nul comme en régime stationnaire. L'équation locale de la chaleur est donnée par l'équation 2.8 faisant apparaître la notion de capacité thermique :

$$\rho C_p \frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x} \varphi(x,t) + s(x,t) \quad (2.8)$$

La capacité thermique C_p a un rôle important dans les modules de puissance à courant pulsé. En effet, elle permet de stocker transitoirement les joules dissipés pour les évacuer par

la suite.

Nous pouvons souligner que l'équation différentielle 2.8 n'est utilisable que si on arrive à l'intégrer dans les conditions du problème donné, ce qui est très rarement le cas. On est le plus souvent amené à la discrétiser pour effectuer un calcul numérique. La résolution de cette équation fournit la répartition de la température en tout point au cours du temps, si on connaît l'état initial et les conditions limites.

Ce cas est intéressant pour étudier le comportement thermique des fils d'interconnexion lorsqu'ils sont parcourus par le courant alternatif. Dans ce cas de figure, les pertes par effet joule dépendent du temps, et l'expression de la puissance interne est donnée par l'équation 2.9.

$$s(x, t) = \frac{1}{T} \int_0^T R(x) i(t)^2 dt \quad (2.9)$$

avec $R(x)$ en $[\Omega]$ la résistance électrique de fil d'interconnexion, T en $[s]$ la période de commutation.

Il faut noter que l'expression de la loi de la chaleur (équation 2.8) est une forme simplifiée car on a considéré que la conductivité thermique du matériau est constante par rapport à la variation de la température et à la position (matériau homogène).

2.3 Les phénomènes mécaniques

Nous avons vu jusqu'à présent que le passage d'un courant dans les fils d'interconnexion pouvait contribuer, en particulier, à l'échauffement des fils par effet joule et à exercer des forces électromagnétiques. Ces deux phénomènes, parmi d'autres, sont à l'origine de l'apparition des contraintes mécaniques dans les fils. Pour cela, nous allons nous intéresser dans cette partie à l'incidence des effets thermiques sur les contraintes mécaniques. Nous regarderons également les contraintes mécaniques induites par des forces extérieures qui correspondent dans notre cas aux forces électromagnétiques.

L'étude du comportement mécanique des matériaux a pour but de connaître leur réponse à une sollicitation donnée. Les variables mises en jeu dans ce domaine sont :

- le tenseur des contraintes,
- le tenseur des déformations.

Nous commencerons dans cette partie par donner un aperçu général du comportement mécanique des matériaux et de définir les différents termes utilisés en mécanique.

2.3.1 Généralités

Dans cette partie on s'intéressera aux généralités sur le comportement des matériaux. Nous allons définir les différentes caractéristiques de base dans le domaine de la mécanique.

2.3.1.1 Contraintes mécaniques et déformation

Une contrainte mécanique est l'état de pression dans lequel se trouve un matériau lorsqu'on lui applique une force. Il s'agit d'une réaction distribuée de la matière, dans laquelle les atomes se réorganisent pour compenser les forces extérieures. Une contrainte est une force F divisée par une surface S , elle est donc homogène à une pression. La contrainte mécanique s'exprime dans le système international en Pascal [Pa] ou en [N/m^2].

$$\sigma = \frac{F}{S} \quad (2.10)$$

En tridimensionnel, les contraintes sont caractérisées par un tenseur défini par la formule 2.11. La représentation de l'application de ces contraintes sur un volume est donnée par la figure 2.9, le tenseur des contraintes s'exprime alors :

$$\sigma_{ij} = \begin{bmatrix} \sigma_x & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_y & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_z \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec :

$\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ contraintes normales suivant les directions x, y, z

$\sigma_{xy}, \sigma_{xz}, \sigma_{yx}, \sigma_{yz}, \sigma_{zx}, \sigma_{zy}$ contraintes tangentielles de cisaillement.

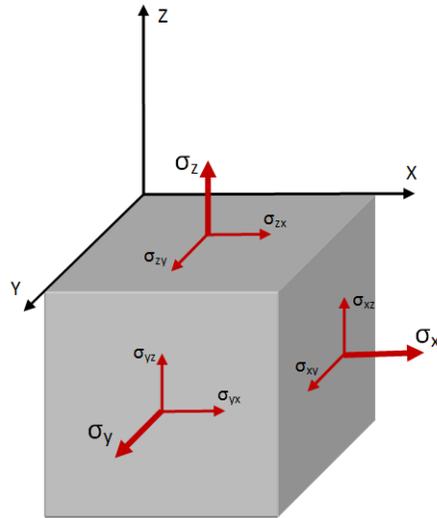


FIGURE 2.9 – Directions des contraintes.

Généralement, une contrainte mécanique est associée à une déformation. Par conséquent, on définit la déformation comme un déplacement relatif de deux points rapportés à leur distance. S’il s’agit d’une translation, c’est une déformation normale et s’il s’agit d’une variation d’angle (distorsion), c’est une déformation tangentielle. La déformation est une variable sans dimension.

Comme pour les contraintes, le tenseur de déformation est défini sous la forme :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_x & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_y & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_z \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Avec $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$: déformations normales suivant les 3 axes (x, y et z) définies d’une manière générale par le rapport entre l’allongement et la longueur initiale d’un élément :

$$\varepsilon_x = \frac{\Delta X}{X_0} \quad (2.13)$$

Avec ΔX l’allongement suivant l’axe X, et X_0 la longueur initiale.

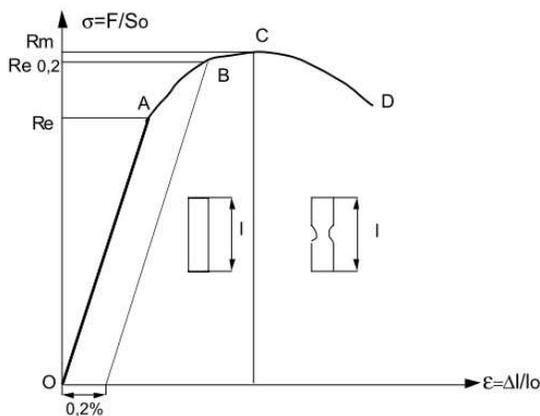
Les termes $\varepsilon_{xy}, \varepsilon_{xz}, \varepsilon_{yx}, \varepsilon_{yz}, \varepsilon_{zx}, \varepsilon_{zy}$ sont des déformations tangentielles.

En général, pour les matériaux qui possèdent des structures cristallines (par exemple l’aluminium), il existe une certaine symétrie qui nous permet d’écrire le tenseur des contraintes et de déformation sous forme vectorielle :

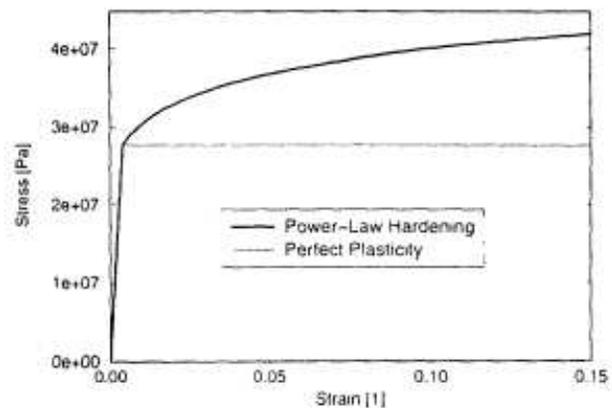
$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \sigma_{xy} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} \end{bmatrix} \quad \varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \varepsilon_{xy} \\ \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} \end{bmatrix}$$

2.3.1.2 Loi de comportement

La loi de comportement d'un matériau caractérise la réponse du matériau à une sollicitation extérieure donnée (compression, traction, cisaillement,...). Elle est généralement traduite sous forme d'une courbe qui trace l'évolution des contraintes en fonction de la déformation. L'intérêt de connaître la loi de comportement des matériaux est d'appréhender les efforts mis en jeu et ainsi d'anticiper les défauts susceptibles d'être générés lors de la mise en forme d'une pièce par exemple. La figure 2.10a donne un exemple d'une loi de comportement pour des efforts de traction où les points définis représentent des propriétés remarquables du matériaux. A titre d'exemple, la figure 2.10b montre deux courbes contraintes - déformations différentes, décrivant le comportement élasto-plastique de l'aluminium 99.99%. Celle-ci est utilisée pour la simulation par éléments finis des fils d'interconnexion [30].



(a) Exemple d'une courbe rationnelle d'un matériau.



(b) Courbes contrainte-déformation de l'aluminium (99.99%) [30].

FIGURE 2.10 – Différentes courbes contraintes-déformations des matériaux.

Cette courbe est obtenue par l'application d'un effort de traction donné sur une éprouvette de section S_0 et de longueur initiale L_0 .

Sur la figure 2.10a, la droite OA correspond à la déformation élastique réversible. La courbe AC est le domaine de déformation plastique homogène : si on supprime la force de traction, il y a un retour élastique suivant une parallèle à OA et il reste une déformation permanente. Au cours du segment CD, la force nécessaire pour déformer le matériau diminue alors que l'allongement continue d'augmenter : cette instabilité est appelée instabilité plastique. En D, il y a rupture de l'éprouvette.

R_e en MPa est la limite élastique, elle marque le début de la déformation plastique irréversible du matériau. Généralement la limite élastique est difficilement mesurable pour cela on utilise la notion de limite d'élasticité conventionnelle $R_{0,2}$ qui donne la contrainte nominale nécessaire pour une déformation de 0.2%. R_m est la résistance limite à la traction, cette valeur est utilisée pour estimer la limite d'endurance à la fatigue.

2.3.2 Couplage thermomécanique

La thermomécanique fait intervenir une variable de plus par rapport à la mécanique : la température qui induit le phénomène supplémentaire de dilatation. Effectivement dans le cas d'un comportement élastique, la déformation thermique ε_{th} d'un matériau est définie pour une variation de la température ΔT par l'équation suivante :

$$\varepsilon_{th} = \frac{\Delta L}{L_0} = \alpha \Delta T \quad (2.14)$$

Avec α coefficient de dilatation thermique linéique que l'on considère indépendant de la température.

Cette loi montre que la déformation thermique est proportionnelle à la variation de la température en considérant le coefficient de dilatation constant.

L'expression de la contrainte thermique à partir de la loi de Hook (Annexe A) et de l'équation 2.14 est ainsi obtenue :

$$\sigma_{th} = E \varepsilon_{th} \quad (2.15)$$

Dans le cas général, quand des contraintes mécaniques existent, la contrainte totale est la somme de la contribution mécanique et de la contribution thermique :

$$\sigma = E (\varepsilon + \varepsilon_{th}) \quad (2.16)$$

Avec ε : déformation due aux sollicitations mécaniques.

La loi de comportement thermomécanique permet de calculer les déformations et les contraintes en tenant compte des effets thermiques, dès lors que le champ de température est connu. Afin de déterminer les contraintes induites dans les fils d'interconnexion lors de la circulation de courant électrique, il faut déterminer le champ de température à partir de l'équation 2.6 et par la suite utiliser les expressions 2.15 et 2.14 pour calculer les contraintes et les déformations.

2.4 La fiabilité

La fiabilité est un vaste domaine contribuant à la compréhension et à la prédiction des mécanismes de dégradation et de vieillissement susceptibles de conduire le composant à la défaillance et donc de conduire le système à la panne. Nous avons vu dans le chapitre précédent que les modules de puissance subissent des contraintes thermomécaniques importantes qui conduisent à l'apparition de plusieurs modes de dégradation. Donc l'étude de la fiabilité de ces derniers permettra d'optimiser leur fonctionnement et participera à l'augmentation de leur durée de vie.

Le temps n'est pas la principale variable dont dépend la fiabilité des assemblages de puissance. Pour les composants, il est plus accommodant de prendre le nombre de cycle de fonctionnement.

L'expérience montre que pour la plupart des composants, et en particulier pour les composants électroniques, le taux de défaillance suit une courbe en "baignoire" représentée sur la figure 40.

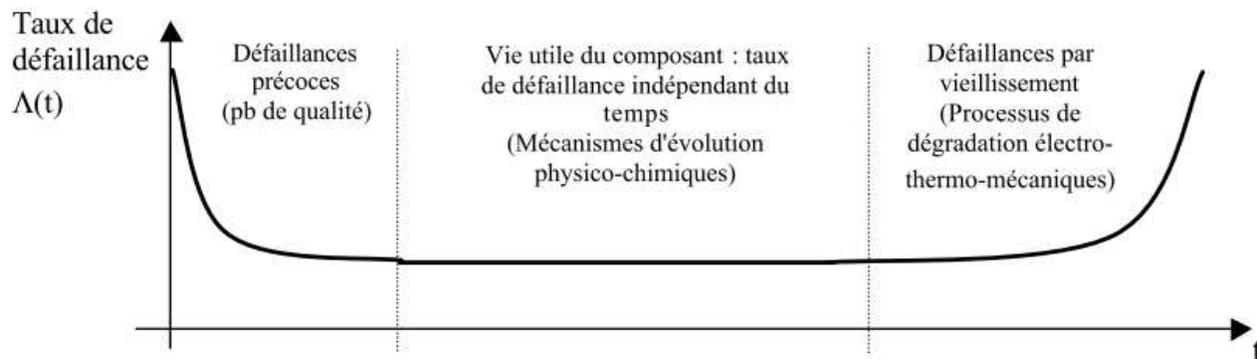


FIGURE 2.11 – Taux de défaillance en fonction du temps pour un composant électronique. [138]

Cette courbe fait apparaître trois types de défaillance distincts, selon la durée de fonctionnement :

- La première partie de cette courbe correspond aux erreurs de conceptions ou de fabrication. Le taux de défaillance est décroissant en fonction du temps de fonctionnement.
- La deuxième partie constitue la zone de vie utile des composants. Le fonctionnement à taux de défaillance constant résulte de l'apparition de mécanismes de dégradation internes et aléatoires donc indépendants du temps.
- La dernière partie représente les défaillances systématiques d'usure ou de vieillissement. Le taux de défaillance augmente avec le temps d'utilisation sous contraintes du dispositif.

Pour plus de détails sur les notions de base de la fiabilité voir Annexe A

2.4.1 Modèles numériques pour l'étude de la fiabilité

Plusieurs modèles numériques sont développés afin de donner une estimation plus rapide de la durée de vie. Néanmoins, les tests accélérés sont indispensables pour valider ces modèles. En effet, ces tests permettent, en corrélation avec les résultats de simulation numérique, de définir les paramètres des lois de durée de vie en se basant sur les résultats de la simulation numérique.

En électronique de puissance, la durée de vie est donnée par des lois empiriques calculant le nombre de cycles avant défaillance en fonction des contraintes appliquées. Ces lois sont déterminées en utilisant des logiciels de simulation numérique (Ansys, Abaqus,...).

Le modèle utilisé pour estimer la durée de vie des fils d'interconnexion se base sur les lois de Coffin-Manson qui donnent le nombre de cycle avant défaillance en fonction de la déformation

plastique [115, 17]. Ce modèle nécessite une estimation des déformations plastiques obtenues à l'aide de la simulation numérique.

Le calcul de la durée de vie des composants de puissance est obtenu à partir de l'estimation des contraintes engendrées dans le matériaux, pour cela il est important de connaître les propriétés physiques de ces matériaux et de réaliser des essais de vieillissement accélérés.

Cependant l'estimation de la durée de vie des composants par simulation numérique présente plusieurs problèmes parmi lesquels :

- connaître les lois de comportement des matériaux dans la gamme de température d'usage ;
- manque d'informations sur les conditions initiales (contraintes résiduelles) liées aux procédés de fabrication ;
- problème de maillage et de géométrie, notamment la prise en compte des points de singuliers, et la sensibilité au maillage qui accentue les contraintes dans les régions de forte singularité.

2.4.2 Essais pour caractériser la fiabilité

Les essais expérimentaux sont une étape indispensable pour l'estimation de la durée de vie des composants de puissance. Nous avons vu que ces essais interviennent pour l'identification des paramètres de la loi de comportement des matériaux afin de réaliser le modèle numérique qui permet de déterminer les déformations plastiques.

Ces différents tests sont résumés dans le tableau 2.2, la plupart sont définis suivant une norme internationale.

Type de tests	Norme	Condition du teste	
Vibration	IEC60068-2-6	F=55 →500Hz Acceleration =10g	6 heures
Choc mécanique	IEC60068-2-27	20g/20msec/demi sinus	30 chocs/
Humidité	IEC60749-5	T _j =85°C RH=85% V _{ce} =80V V _{ge} =0	1000 heures
Cyclage en puissance	CENELEC	ΔT _j = 50°C période du cycle = 2-5sec	1M cycles

TABLE 2.2 – Différents tests pour caractérisé la fiabilité des modules de puissance en traction ferroviaire.

2.4.3 Test mécaniques

Les modules de puissance sont soumis à une vibration définie selon la norme internationale IEC60068-2-6. Cette méthode d'essai est essentiellement basée sur l'utilisation d'un

générateur de vibration qui produit un signal proche de celui qui résulte du transport. Généralement une excitation sinusoïdale est utilisée. La fréquence de ce sinus varie plus ou moins rapidement selon une loi qui peut être linéaire, exponentielle ou hyperbolique [44].

D'autre part l'essai de choc mécanique constitue une méthode qui convient bien à la détermination de l'amplitude des composants à supporter des conditions à la fois de choc répétitif et non répétitif, il convient aussi aux essais de robustesse des composants du module de puissance pour l'assurance de la qualité. Il existe également des essais de chocs thermiques selon la norme IEC60068-2-14 qui consistent à appliquer un cycle de température entre -40 et 125°C avec un temps de passage de la température basse vers la température élevée de 30 s. Plus de détails sur les différents profils de température utilisés pour prévoir la durée de vie des composants de puissance sont donnés dans la partie suivante.

2.4.4 Cyclage en température

Il existe plusieurs types de cycles thermiques appliquer sur les fils d'interconnexion afin d'étudier la fiabilité. Ces tests sont répartis en deux catégories : le cyclage actif et passif relativement au fait que les fils sont activés électriquement au non.

Pour ce qui est du cyclage passif, le composant est soumis à des variations de température d'une amplitude prédéfinie. Ces dernières sont répétées à une fréquence qui dépend de la réponse du composant aux paliers de température qui lui sont imposés. L'amplitude de variation de la température correspond à la température extérieure (figure 2.12a), elle dépend de l'environnement (pays, région), du domaine (aéronautique, ferroviaire, automobile) et de l'emplacement du module dans le système. Il existe plusieurs normes qui préconisent des températures hautes et basses telles que : $-40/125^{\circ}\text{C}$, $-50/150^{\circ}\text{C}$, $-40/200^{\circ}\text{C}$...etc. De cette manière il est possible d'obtenir en quelques jours un vieillissement qui correspond à plusieurs années de fonctionnement en mode normal. L'étude de l'influence de cyclage passif sur la fiabilité du module de puissance a été l'objet de beaucoup de travaux [11, 6, 149]. Il faut cependant rester prudent lors d'interprétation des résultats des tests de cyclage thermique passifs accélérés car certains composants tels que les fils d'interconnexion ne subissent pas en réalité le profil de température imposé, puisque l'échauffement des fils d'interconnexion est induit par le passage de courant dans ces derniers. Les mécanismes de défaillance des fils d'interconnexion obtenus avec le cyclage passif peuvent alors différer des modes de défaillances que l'on obtiendra dans des conditions de fonctionnement normales.

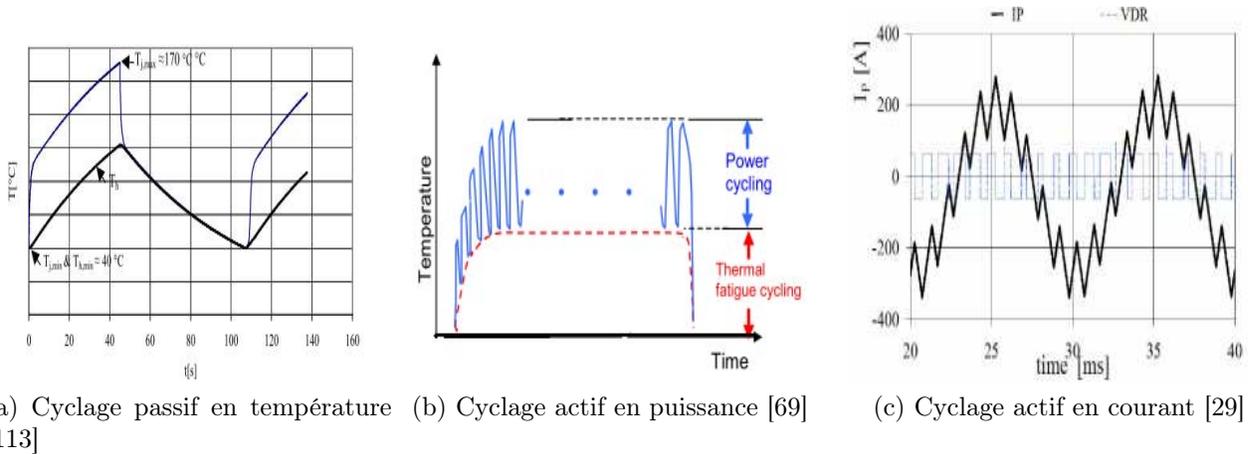


FIGURE 2.12 – Différents profils de cycles utilisés pour les fils de bonding.

Le principe de cyclage actif consiste à faire fonctionner les composants dans des conditions de dissipation de puissance. L'idée est d'obtenir par un auto-échauffement des composants une valeur prédéfinie de ΔT de l'écart de température induit par la dissipation de puissance sur chaque composant du module de puissance. On peut le diviser en deux parties selon la contrainte appliquée : cyclage actif en température (figure 2.12b) et cyclage en puissance (figure 2.12c). En effet, la plupart des études dans ce domaine préfèrent appliquer directement sur la puce une variation de température selon un profil donné [113, 31, 15] en raison de la simplicité et de la facilité d'introduction en simulation. D'autre part, il existe certains modèles qui utilisent un profil de puissance électrique [60], de courant [117, 77, 30] ou de tension [17]. Ceci permet d'obtenir le profil de température réel. Certes cette méthode est plus compliquée mais elle est plus réaliste. Dans notre étude nous avons opté pour cette dernière méthode, à savoir l'utilisation d'un profil de courant continu et alternatif pour l'excitation de notre modèle.

2.5 Conclusion

Nous avons vu, à travers ce chapitre, qu'une étude d'un comportement électromécanique des fils de bonding passe par une approche complexe et globale. Cette étude nécessite de préciser des hypothèses de simplification ainsi que la mise en place d'équations pour observer le comportement électromécanique des fils de bonding. Nous avons, en premier lieu, détaillé le principe de fonctionnement d'un onduleur de puissance. Nous avons pu voir que les phénomènes thermiques sont pris en compte par l'intermédiaire des équations de transfert de chaleur en régime permanent et transitoire. Ces phénomènes thermiques sont considérés

comme l'origine de la défaillance des fils. Nous avons également proposé quelques notions qui nous ont servi à comprendre le comportement mécanique des matériaux. L'effet thermomécanique a été développé afin de déterminer les contraintes mécaniques induites par un champ de température. Enfin nous avons complété notre étude par des considérations de fiabilité pour les modules de puissance. Ainsi, nous avons pu envisager le calcul de la durée de vie d'un module de puissance. Ce chapitre nous a donné une base théorique à la définition des modèles numériques que nous développerons dans le chapitre suivant. Ainsi nous pourrons établir des modèles analytiques et numériques et réaliser des simulations électro-thermomécaniques en vue de l'étude de la fiabilité des modules de puissance.

Chapitre 3

Modélisation des phénomènes physiques

3.1 Introduction

Nous avons vu lors du chapitre précédent que l'étude du comportement électro-thermo-mécanique des modules de puissance consiste à tenir compte des couplages entre les différents phénomènes. Nous présenterons, dans ce chapitre, les différents outils de simulation que nous avons utilisés pour réaliser cette étude. Nous tâcherons de mettre en évidence les spécificités de chacun tout en mettant en évidence les avantages et inconvénients de leurs applications pour l'étude des comportements électriques, thermiques ou mécaniques.

Nous commencerons ce chapitre par un rapide état de l'art des différentes méthodes de calcul numérique. Le choix de la méthode dépend de la nature du problème à résoudre.

L'objectif de ce chapitre est de montrer comment développer un ou des modèles numériques ou analytiques qui permettront de réaliser une simulation électro-thermomécanique d'un fil de bonding lors de la circulation d'un courant constant puis alternatif. Nous avons principalement travaillé sur les aspects électriques, magnétiques et thermiques. Nous avons eu à cœur à chaque fois que cela a été possible de comparer un modèle analytique volontairement simplifié avec les résultats obtenus avec les modèles numériques. Pour tenir compte des phénomènes magnétiques, nous présenterons deux modèles. Le premier est un modèle analytique qui consiste à déterminer le champ et les forces de Laplace exercées sur le fil en se basant sur les équations du Chapitre 2. Le second est un modèle éléments finis 3D qui permet d'évaluer la répartition du champ magnétique autour du fil de bonding. Nous comparerons enfin les résultats obtenus des deux modèles. Dans le même esprit, afin d'éviter les temps de calcul élevés, nous développerons un modèle analytique 1D qui consistera à déterminer le champ de température. Ce modèle se base sur la résolution de l'équation de transfert thermique en régime permanent et variable du courant électrique.

Enfin, un schéma global sera donné pour expliquer les différentes interactions utilisées entre chaque outil de simulation afin de tenir compte des phénomènes physiques dans la simulation électro-thermomécanique.

3.2 Méthodes de résolution par éléments finis

Il existe plusieurs méthodes permettant de réaliser la modélisation numérique. On distingue par exemple la méthode des éléments finis, la méthode des différences finies, la méthode des volumes finis, les méthodes spectrales, etc. En revanche, la modélisation par éléments finis reste la plus employée dans l'industrie et dans divers domaines. Sa première application industrielle date de 1956 lorsqu'un groupe de chercheurs de Boeing a utilisé cette méthode pour calculer la voilure d'un avion. Par la suite, elle s'est propagée dans tous les domaines notamment pour la résolution de problèmes d'élasticité et de résistance de matériaux. Après ce premier succès pratique et depuis l'apparition des ordinateurs, cette méthode n'a cessé de se développer et de s'améliorer pour des calculs plus rapides et plus précis et sur des problèmes de plus en plus complexes. La méthode des éléments finis est maintenant reconnue comme l'une des principales méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles (*EDP*) dans des géométries quelconques, que ce soit en dimension une, deux ou trois. On trouve même des méthodes d'éléments finis en dimension 4, soit en espace-temps.

La méthode des éléments finis est une méthode d'approximation particulière d'une fonction inconnue $F(M, t)$ sur un domaine continu Ω , par l'utilisation de fonctions d'interpolation connues $f_i(M, t)$ sur un ensemble de sous-domaines Ω_i (souvent de formes triangulaires ou tétraédriques) compatibles entre eux, et représentant au mieux le milieu d'origine (figure 3.1). Les champs $f_i(M, t)$, définis sur chaque sous domaine sont des champs choisis parmi une famille arbitraire de champs (généralement polynomiaux). La famille de champs globaux $F(M, t)$, obtenue par juxtaposition des champs locaux est appelée espace des fonctions d'interpolation du domaine Ω .

Le champ dans chaque sous domaine Ω_i est déterminé par un nombre fini de valeurs du champ en des points choisis arbitrairement dans le sous domaine et appelés nœuds. Le champ local est une interpolation entre les valeurs aux nœuds. Le sous domaine muni de son interpolation est appelé élément.

Chercher une solution par éléments finis consiste donc à déterminer quel champ local on attribue à chaque sous domaine pour que le champ global $F(M, t)$ obtenu par juxtaposition de ces champs locaux soit proche de la solution du problème. Parmi les contraintes imposées à la solution approchée cherchée, il y a souvent au moins une continuité simple à la frontière

entre les sous domaines.

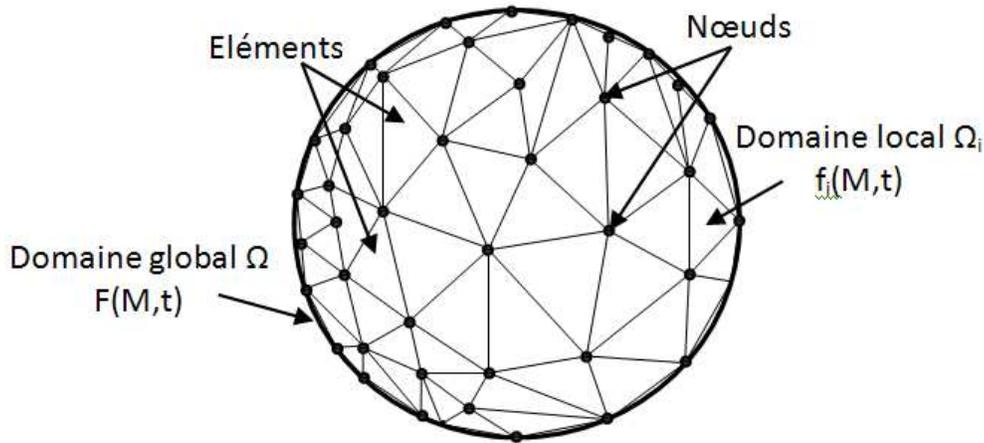


FIGURE 3.1 – Exemple d'un domaine divisé en élément finis.

La quantité de la solution approchée dépend de la division en sous domaines (nombre et dimension des éléments), du choix de la famille de champs locaux dans chaque sous domaine, et des conditions de continuité qu'on impose aux frontières des sous domaines. Une fois ces choix faits, il reste à rechercher une combinaison de champs locaux qui satisfait approximativement les équations.

Cette méthode présente l'avantage de s'adapter mieux et sans grand effort d'une part, aux frontières de formes irrégulières et d'autre part, aux problèmes où les conditions limites font intervenir une dérivée.

On peut représenter la MEF comme étant au confluent de trois disciplines. La modélisation des problèmes physiques, l'analyse numérique et l'informatique appliquée. La méthode des éléments finis invoque ces trois disciplines avec la préoccupation commune de pouvoir faire une approximation du problème par un nombre fini de paramètres représentant les grandeurs à calculer.

Les applications sont tout aussi nombreuses et variées. La méthode des éléments finis est utilisée en mécanique, thermique, électromagnétisme, et bien évidemment dans d'autres disciplines telles que la physique et la chimie. La méthode des éléments finis a été largement développée dans le domaine de la mécanique pour analyser des problèmes de matériaux et de structures. Elle a ensuite été utilisée en électricité pour résoudre des problèmes non homogènes et de géométrie complexe. Elle a également été intégrée en électromagnétisme pour résoudre les équations de Maxwell. En thermique, la MEF est utilisée généralement pour déterminer le champ de température ou la densité de flux dans les structures par la résolution de l'équation de transfert de chaleur. Cette méthode de calcul est employée par

deux outils de simulation que nous avons utilisé dans notre étude (Maxwell et Abaqus).

3.3 Outils de simulation disponibles

Cette partie consistera à présenter tous les outils de simulation employés dans notre étude. Une présentation générale des principes et des stratégies de calcul de chaque logiciel sera donnée. Nous évoquerons également l'objectif et l'intérêt d'utiliser ces logiciels plutôt que d'autres.

3.3.1 ABAQUS

Abaqus est généralement utilisé pour réaliser des simulations en mécanique ou en thermo-mécanique. Il est également utilisé en électrique (piézoélectrique) et pour réaliser des simulations couplées. Abaqus est connu et répandu, en particulier pour ses traitements performants de problèmes non-linéaires. Effectivement c'est un code de calcul par éléments finis utilisé pour simuler des problèmes très variés : dynamiques, statiques, linéaires et non linéaires.

Le logiciel se présente comme un ensemble de modules qu'il est possible d'acquérir séparément. Nous distinguons les modules pré-processeur, solveur, postprocesseur, et d'autres modules complémentaires permettant la résolution de problèmes spécifiques.

- Pré-processeur : il s'agit d'un environnement possédant les fonctions permettant de créer la géométrie, de définir les propriétés des matériaux, d'appliquer le chargement et les conditions aux limites, de choisir les sorties et de réaliser le maillage. En sortie, un fichier ".inp" contenant toutes les données du problème est créé.
- Les solveurs : cette étape permet de réaliser le calcul éléments finis en utilisant différentes méthodes (par exemple la méthode de Newton-Raphson). Les résultats de calcul sont sauvegardés dans un fichier ".odb" qui sera par la suite envoyé pour la visualisation et l'affichage. Il est composé de deux modules essentiels : Standard et Explicite. Le module standard utilise un schémas d'intégration implicite, permettant tout type d'analyse excepté les analyses dynamiques non linéaires nécessitant un schéma d'intégration explicite. Le module explicite permet de traiter des problèmes dynamiques non-linéaire, transitoires. Il peut gérer des problèmes de contact, mais aussi des applications quasi-statiques impliquant un comportement discontinu non-linéaire.
- Postprocesseur : il permet d'afficher les résultats de calcul sous forme de courbes fonction d'une variable ou du temps. Il peut fournir également des animations en 3D ou en 2D.

L'ensemble de ces modules sont facilement accessibles à partir d'une interface graphique CAE. La figure 3.2 donne une présentation des différents modules de l'interface ABAQUS/CAE.

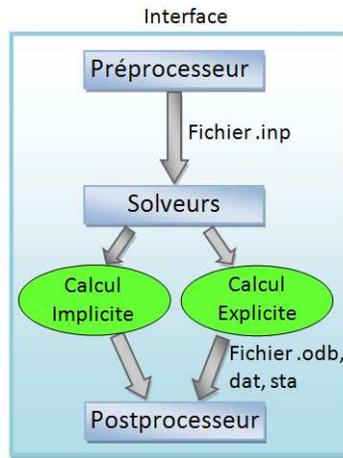


FIGURE 3.2 – Synoptique de mise en place d'un calcul sous Abaqus.

Nous avons donc utilisé le code de calcul élément finis Abaqus [1] pour réaliser la simulation 3D électro-thermomécanique. Ce logiciel facilite la résolution des problèmes multiphysiques. Notre stratégie est de partir d'une modélisation électrothermique et de la faire suivre par une modélisation thermomécanique permettant ainsi une modélisation couplée « Électro-thermomécanique ».

3.3.2 Maxwell

En plus d'ABAQUS nous avons utilisé un autre outil de calcul par éléments finis. Ce dernier nous permettra de modéliser le comportement électromagnétique des fils de connexion. Maxwell [4] est un logiciel de pointe dans le domaine de la simulation électromagnétique. Cet outil est généralement utilisé pour la conception et l'analyse des structures 3D/2D tels que les moteurs, les actionneurs, les transformateurs, et autres appareils électriques et électromécaniques employés dans les systèmes de l'automobile, de l'aéronautique, du militaire, etc.

Basé sur la méthode des éléments finis (MEF), Maxwell comprend un solveur qui permet de résoudre des problèmes électromagnétiques de basses fréquences ou des problèmes électromécaniques. Il est donc employé pour réaliser des modèles en, électrostatique, magnéto-statique et en conduction électrique à courant continu. Il offre également la possibilité de calculer certains paramètres tels que, la force, le couple, la capacité, l'inductance, la résistance et l'impédance. Cet outil propose la réalisation automatique du maillage en utilisant

la technique volumétrique. Il suffit, pour cela, de spécifier la géométrie, les matériaux et les paramètres de sorties. Dans les dernières versions, l'un des points forts de ce logiciel est la possibilité de le lier à ANSYS pour la réalisation d'une modélisation complexe en combinant des simulations électromagnétiques à des simulations thermomécaniques.

Dans notre étude, nous avons utilisé Maxwell pour déterminer la distribution du champ magnétique et les forces exercées sur le fil de bonding. Le modèle développé sur Maxwell nous permettra, d'une part, d'évaluer l'amplitude et la répartition du champ magnétique généré par le courant continu et, d'autre part, de vérifier les résultats obtenus à partir du modèle analytique magnétostatique réalisé sous Scilab en comparant les résultats.

3.3.3 SCILAB

Scilab est un logiciel de calcul numérique développé par l'Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique (INRIA) en 1990 et distribué gratuitement sur presque tout type d'ordinateurs (PC Windows, Linux, Unix, MacIntosh). Il possède son propre langage de programmation (très proche de celui de Matlab), de nombreuses fonctions préprogrammées, et des possibilités étendues de visualisation graphique. Il est très simple, très convivial et s'impose de plus en plus comme un outil incontournable dans l'enseignement, la recherche et le développement. Il permet de réaliser des simulations numériques basées sur des algorithmes d'analyse numérique.

Scilab présente plusieurs fonctionnalités dont un grand nombre d'algorithmes préprogrammés (dans son propre langage ainsi que des bibliothèques de procédures écrites en Fortran et en C). Enfin depuis la version 2.7 Scilab propose un éditeur intégré permettant d'écrire les scripts sans sortir de l'environnement. Une des particularités de Scilab qui sera largement exploitée dans ce module est la simplicité de sa syntaxe pour tout ce qui concerne le calcul matriciel. Les opérations élémentaires sur les matrices, comme l'addition, la transposition ou la multiplication sont effectuées immédiatement. D'autres avantages moins spécifiques à l'analyse numérique sont appréciables au niveau de la conception des programmes. Scilab permet à l'utilisateur de créer ses propres fonctions et ses bibliothèques très facilement. Les fonctions sont traitées comme des objets et à ce titre peuvent être passées en argument d'autres fonctions. Notons enfin l'interface possible avec des sous programmes Fortran ou C.

Nous avons utilisé Scilab pour deux approches. La première consiste à étudier le comportement électromagnétique des fils. En effet, nous avons réalisé un modèle analytique qui nous permet de déterminer les forces et la répartition du champ magnétique généré par les fils de bonding lors de la circulation de courant électrique. Ce modèle est basé sur les formules du champs magnétique et des forces de Laplace développées dans le chapitre précédent et

implémentées sous forme d'algorithme sous Scilab.

L'autre approche consiste à développer un algorithme qui nous a permis d'étudier le comportement thermique du fil de bonding. Cet algorithme se base sur la résolution de l'équation de chaleur en régime permanent et variable. En régime permanent le courant électrique est considéré constant, l'équation de transfert thermique se simplifie ce qui permet de trouver une solution analytique pour déterminer la répartition de température. Pour un courant alternatif, nous obtenons une équation de chaleur qui tient compte de la variation temporelle de la température. Afin de trouver une solution à cette équation, nous avons donc utilisé la méthode des différences finies. Cette méthode nous a permis d'obtenir la répartition temporelle de la température dans les fils. L'intérêt de ce modèle est de diminuer le temps de calcul par rapport au modèle numérique développé sous Abaqus.

3.3.4 PSIM

PSIM est un logiciel de simulation adapté pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance, il est distribué par POWERSYS [2].

Il comprend une bibliothèque assez importante de matériels et de composants du génie électrique (semi-conducteurs, transformateurs, moteurs, capteurs, sources de tension ou de courant, etc). La modélisation des composants est à la fois simplifiée mais aussi assez proche de la réalité ce qui rend le logiciel utilisable pour la plupart des circuits. Il a de plus l'énorme avantage d'être assez simple d'utilisation. De plus, d'après le fabricant, ce logiciel semble être l'un des plus rapides et des plus puissants simulateurs en électrotechnique disponible sur le marché. Il existe une version de démonstration qui ne diffère de la version complète que par le nombre d'éléments disponibles sur le schéma et le nombre de points sur les graphes de visualisation.

Toutes ces qualités, en plus de sa disponibilité au laboratoire, expliquent notre choix quand à l'utilisation de ce logiciel pour la réalisation de nos simulations électriques.

L'un des inconvénients majeur de cet outil est sa défaillance dans la simulation des circuits magnétiques. En effet, PSIM ne contient pas des éléments magnétiques et n'est pas conçu pour déterminer les variables électromagnétiques.

La version de base du logiciel PSIM intègre [118] :

- un éditeur graphique avec sa bibliothèque,
- un simulateur avec lequel il est possible de paramétrer le temps de simulation,
- une interface de visualisation sur laquelle s'affichent les courbes et grâce à laquelle on peut faire des opérations arithmétiques : mesures des valeurs instantanées, moyennes, efficaces ou même tracer des spectres de décomposition en série de Fourier (FFT).

L'objectif, avec l'utilisation de ce logiciel, est de déterminer le profil réel du courant qui circule dans un fil de bonding isolé. Pour cela, nous avons réalisé dans un premier temps un circuit complet d'un onduleur triphasé connecté à un moteur électrique. Ce circuit nous permet d'obtenir le profil du courant dans une phase. Par la suite, nous avons réalisé un circuit électrique en utilisant des composants semi-conducteurs et des charges inductives, ce qui nous permet d'obtenir le même profil de courant mais circulant dans un seul fil de bonding. Nous avons également réalisé un circuit de commande pour générer la commande des semi-conducteurs. Après validation du circuit nous avons déduit de ces simulations, une carte électronique qui nous a permis de reproduire le même profil de courant lors des essais expérimentaux.

3.4 Les différents modèles accessibles

3.4.1 Modèles développés sous Abaqus

Nous allons présenter dans cette partie le modèle éléments finis développé sous Abaqus qui nous permet de réaliser l'analyse électro-thermomécanique. Afin de réaliser cette analyse une démarche de modélisation a été choisie. La figure 3.3 présente une schématisation de la réalisation de cette démarche.

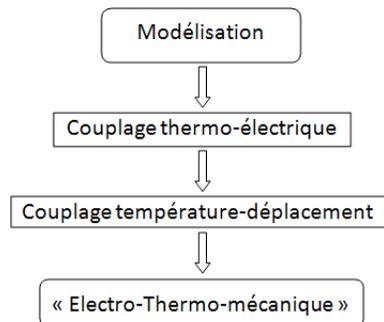


FIGURE 3.3 – Modélisation "électro-thermomécanique".

L'objectif de notre travail, en premier lieu, était de vérifier la faisabilité de la modélisation au niveau de la réalisation et de la convergence. La simulation physique permettra de suivre l'évolution temporelle des paramètres physiques au niveau des fils de bonding : température, flux thermique, contraintes, déformations, etc. Le suivi de l'évolution de ces paramètres constituera une étape importante dans la compréhension du comportement électro-thermomécanique des fils d'interconnexion.

Le modèle réalisé sous Abaqus se base sur un prototype réel conçu pour les essais expérimentaux. Le modèle est constitué de deux plaques en cuivre ($3 \times 27 \times 0.3$ et $11 \times 32 \times 0.3$ mm) qui jouent le rôle de piste de courant. Sur ces plaques nous avons soudé deux fils de bonding ayant un diamètre de $500 \mu\text{m}$ ou $300 \mu\text{m}$ et une longueur d'environ 17 mm . Les deux plaques sont en contact sur la face supérieure d'une plaque en céramique ($30 \times 27 \times 1$ mm). La face inférieure de cette dernière est couverte par une autre plaque en cuivre de dimension $25 \times 28 \times 0.3$ mm. La configuration géométrique de l'assemblage est présentée sur la figure 3.4.

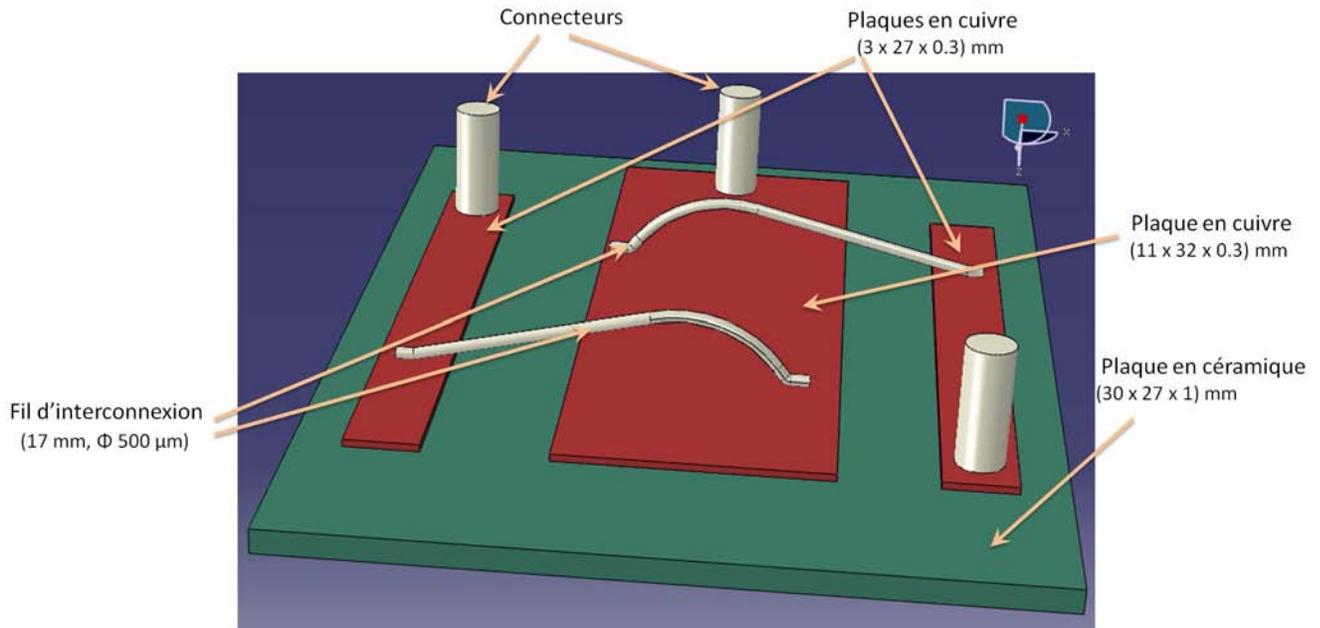


FIGURE 3.4 – Vue en perspective du modèle numérique réalisée sous Abaqus.

Nous avons affecté pour chaque élément du modèle son matériau correspondant. Trois matériaux ont été utilisés : l'aluminium 99.99 %, le cuivre et la céramique, les propriétés électriques, thermiques et mécaniques sont issues de la littérature et sont résumées dans le tableau 3.1.

Pour étudier le comportement thermomécanique nous avons utilisé dans un premier temps un modèle élastique linéaire sur l'ensemble des éléments de l'assemblage. Par la suite nous adaptons la loi de comportement de chaque élément selon le niveau des contraintes obtenus.

La convection naturelle dans l'analyse électrothermique est prise en compte par le biais de la définition des coefficients d'échanges thermiques sur les différentes surfaces du modèle numérique. Ces coefficients sont introduits comme conditions aux limites. Le modèle 3D est mis sous une température initiale de 23°C correspondant à la température ambiante de l'air

lors de la réalisation des essais expérimentaux.

Matériaux	Aluminium	Cuivre	Céramique
Conductivité thermique λ ($W m^{-1} \text{ } ^\circ K^{-1}$)	237	401	180
Conductivité électrique σ ($S m^{-1}$)	$3.69 \cdot 10^{+7}$	$5.96 \cdot 10^{+7}$	10^{-14}
Densité volumique ρ ($Kg m^3$)	2700	8900	3260
Chaleur spécifique C_p ($J Kg \text{ } ^\circ K^{-1}$)	897	380	740
Module de Young E (MPa)	$6.6 \cdot 10^{+4}$	110000	310000
Coefficient de Poisson ν	0.35	0.343	0.24
Coefficient de dilatation thermique α (@ $23^\circ C$)	$2.3 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$4.5 \cdot 10^{-6}$

TABLE 3.1 – Propriétés électriques, thermiques et mécaniques des différents matériaux. [139, 3]

Afin de réaliser l’assemblage des différents éléments du modèle nous avons utilisé un contact direct de type ”Tie”. Il modélise un contact parfait entre les différentes surfaces. Pour réaliser le maillage nous utilisons des éléments 3D tétraèdre – 4 nœuds avec un seul point d’intégration.

Afin d’étudier le comportement mécanique des fils en régime alternatif, nous avons introduit le profil de courant sous forme d’un fichier nommé ”ampl_courant” et qui donne l’amplitude du courant en fonction du temps. Ce fichier est lui-même issu d’une simulation électrique PSIM. Le pas de calcul a été fixé par rapport à la période de commutation du courant qui est de $1 ms$. En effet, nous avons choisi un pas de calcul de l’ordre de $0.5 ms$ pour qu’Abaqus tienne compte du profil de courant utilisé. Ce qui a limité le temps de la simulation à quelques secondes car au delà de ces valeurs la taille des fichier générés est tellement importante que le logiciel n’arrive pas à les gérer. La conséquence est une non-convergence de l’algorithme. A titre indicatif, pour un temps de simulation de $4 s$ la durée du calcul est de 10 heures.

Nous nous intéresserons dans ce modèle à relever la répartition des contraintes équivalentes de Von Mises sur le fil de bonding. La formule utilisée pour obtenir les contraintes de Von-Mises est donnée par l’équation 3.1. C’est à partir de cette valeur de contrainte qu’on peut connaître l’état de comportement du matériau.

$$\sigma_{VM} = \frac{1}{2} [(\sigma_{11} - \sigma_{22})^2 + (\sigma_{22} - \sigma_{33})^2 + (\sigma_{33} - \sigma_{11})^2] + 3(\sigma_{12}^2 + \sigma_{23}^2 + \sigma_{31}^2) \quad (3.1)$$

Avec σ_{ij} éléments de tenseur contrainte

Pour remédier au problème de temps de calcul nous avons développé un modèle analytique unidimensionnel qui permet de déterminer la répartition de la température en régime variable, ce modèle sera détaillé dans la partie 3.4.3.2 de ce chapitre.

3.4.1.1 Conditions aux limites pour l'analyse électrothermique

Afin de tenir compte des phénomènes de convection naturelle nous avons défini des coefficients d'échanges thermiques. Ces derniers dépendent de la géométrie et de la température. L'équation 3.2 [50] donne la formule utilisée pour obtenir les valeurs numériques de ces coefficients.

$$h_c = 1.32 \left(\frac{\Delta T}{A} \right)^{0.25} \quad (3.2)$$

Avec h_c : coefficient de convection naturelle en [$W m^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}$], A : paramètre caractéristique de la géométrie en [m] dans notre cas il correspond au diamètre des fils ou à la largeur des plaques en cuivre.

Nous avons introduit dans Abaqus les valeurs de coefficients de convection sous forme d'un tableau en fonction de la variation de la température.

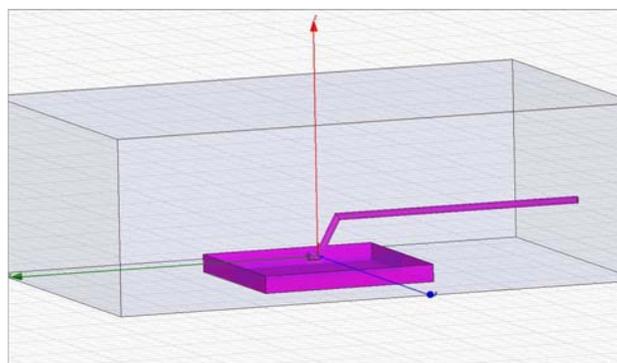
Nous avons effectué également une vérification de la valeur de ces coefficients par l'intermédiaire d'un outil de simulation de mécanique des fluides FLUENT. Nous avons limité la vérification aux valeurs du coefficient de convection du fil de bonding.

Nous avons donc réalisé un modèle axisymétrique pour gagner en temps de calcul, il s'agit d'un cylindre.

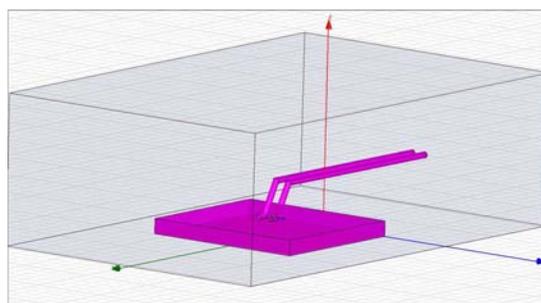
Un simple calcul du coefficient de rayonnement (Voir les détails du calcul en 4.6) montre que dans ces conditions nous pouvons négliger le rayonnement thermique devant le phénomène de convection.

3.4.2 Modèle développé sous Maxwell

Nous avons également utilisé l'outil Maxwell, de simulation éléments finis en électromagnétisme afin d'étudier le comportement magnétique des fils de connexion. Pour cela, nous avons réalisé un modèle magnétostatique 3D du fil soudé sur la métallisation en aluminium. La figure 3.5a présente une image du modèle développé sous Maxwell.



(a)



(b)

FIGURE 3.5 – Modèle magnétostatique développé sous Maxwell.

Rappelons que l’objectif de ce modèle est de déterminer la répartition du champ magnétique sur le fil de bonding lors de la circulation d’un courant électrique constant. Les résultats issus de ce modèle seront utilisés pour la vérification de ceux obtenus par le modèle analytique développé sous Scilab. Effectivement, le modèle utilisé présente la même géométrie que celle utilisée pour établir le modèle analytique magnétostatique. Une intensité de courant électrique de 10 A est utilisée à l’entrée du fil et sera récupérée sur la surface inférieure de la métallisation. L’ensemble du modèle est mis sous un cube qui définit les limites du domaine de calcul et permet d’appliquer les conditions aux limites de comportement du flux magnétique. Nous avons également réalisé un autre modèle qui tient compte des deux fils en parallèles comme le montre la figure 3.5b. Les deux fils sont éloignés d’une distance de 1 mm et sont traversés d’une intensité de courant de 10 A sur chacun des fils.

3.4.3 Modèle analytique développé sous Scilab

Dans ce paragraphe, nous allons donner des détails sur les deux modèles développés sous Scilab : le modèle magnétique qui permet de déterminer le champ magnétique et les forces de Laplace exercées sur le fil, ainsi que le modèle thermique qui consiste à résoudre l’équation

de transfert thermique en régime permanent et variable. Ainsi nous serons à même de tracer l'évolution unidimensionnelle de la température.

3.4.3.1 Modèle analytique magnétostatique

Ce modèle analytique permet de déterminer les forces de Laplace exercées sur le fil et induites par le champ magnétique. Pour simplifier notre étude, nous avons remplacé le profil du fil par une forme simplifiée. En effet, nous avons remplacé les coudes par des angles **sailants** ce qui nous ramène à considérer le fil comme un croisement de deux segments, un horizontal et l'autre incliné avec un angle α comme présenté sur la figure 3.6. Nous avons également utilisé un plan de symétrie qui divise le fil en deux parties et qui nous permet de faire le calcul sur une seule partie du fil. Pour le cas d'un fil de rayon R nous adaptons les hypothèses suivantes :

- le courant dans le fil peut être représenté par une ligne du courant situé dans l'axe du fil ;
- le courant transversal est négligeable vis à vis du courant axial dans le fil.

Ces hypothèses sont justifiées par le fait que nous considérons la longueur du fil comme très grande devant son diamètre.

En conséquence, nous avons donc séparé cette étude en deux parties : une première qui consiste à déterminer la répartition du champ magnétique induit entre les deux segments, ce que nous avons nommé par le champ propre du fil, et une seconde étude, qui traite le champ magnétique créé par un fil sur un fil adjacent et que nous avons appelé champ "d'interaction".

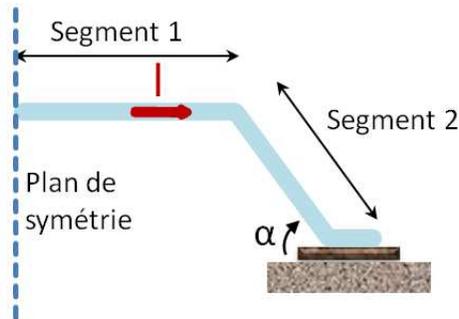


FIGURE 3.6 – Schéma du fil de bonding utilisé pour le modèle magnétique.

Dans les sections qui suivent nous allons exposer le calcul effectué pour déterminer les forces de Laplace exercées sur le fil. Avant cela, nous allons tout d'abord déterminer le champ magnétique induit par le passage du courant électrique. Nous avons expliqué précédemment que le calcul va se porter sur deux types de champ magnétique, ce qui ramène à diviser cette

mise en équation en deux parties.

3.4.3.1.1 Cas d'un seul fil

Calcul du champ propre Le calcul du champ propre du fil consiste à déterminer la contribution au champ magnétique total de chaque segments du fil sur un point de l'autre segment. On s'intéresse particulièrement à la zone au voisinage des coudes d'inclinaison car c'est à ce niveau que les champs sont importants. Nous validerons ce choix par la suite. Considérons le schéma de la figure 3.7 où nous présentons les deux segments du fil AB et AC faisant un angle α et parcourus par une intensité de courant constante I .

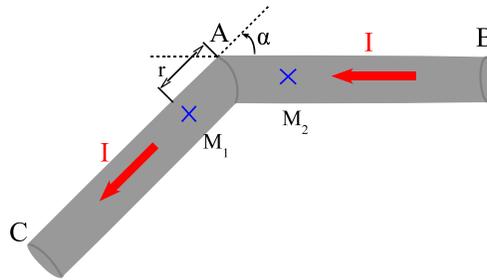


FIGURE 3.7 – Schéma des deux segments du fil d'interconnexion.

M_1 et M_2 deux points au voisinage du coude qui représentent les deux endroits où nous allons déterminer le champ magnétique induit par chaque segment.

Soit un élément de longueur $d\vec{l}$ de centre P sur le segment AB parcouru par le courant I . Nous utilisons l'équation de Biot et Savart (équation 7 chapitre2) pour calculer le champ magnétique produit par cet élément de longueur en M_1 , où nous avons défini un repère cylindrique $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_z)$. La figure 3.8 présente les différentes variables utilisées lors du calcul du champ magnétique.

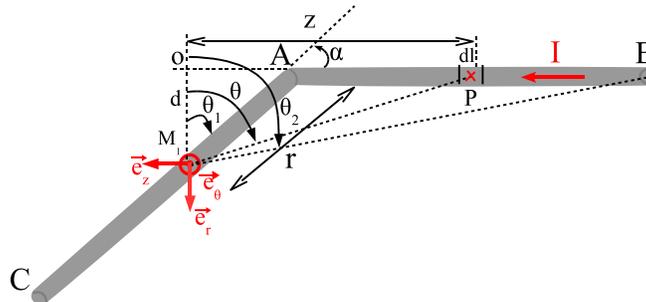


FIGURE 3.8 – Représentation des variables utiles au calcul du champ magnétique.

Avec :

r : distance d'éloignement du point M_1 du coude d'inclinaison,

$z = PO$: distance entre le centre de l'élément de longueur et la verticale OM_1 du point M_1 ,

$\theta, \theta_1, \theta_2$ angles qui caractérisent le segment AB .

Le champ magnétique élémentaire $\overrightarrow{dB_1}$ produit par l'élément de longueur \overrightarrow{dl} du segment AB est donné par la formule 3.3 :

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \overrightarrow{dl} \times \frac{\overrightarrow{PM_1}}{\|\overrightarrow{PM_1}\|^3} \quad (3.3)$$

L'expression du vecteur $\overrightarrow{PM_1}$ dans le repère choisi s'écrit sous la forme :

$$\overrightarrow{PM_1} = PO \overrightarrow{e_z} + OM \overrightarrow{e_r} = z \overrightarrow{e_z} + d \overrightarrow{e_r}$$

Le calcul du module de $\overrightarrow{PM_1}$ donne $\|\overrightarrow{PM_1}\| = \sqrt{z^2 + d^2}$

D'autre part, l'expression de l'élément de longueur dl dans le même repère donne :

$$\overrightarrow{dl} = dz \overrightarrow{e_z}$$

D'où l'expression du champ élémentaire qui devient après calcul du produit vectoriel :

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{d}{(d^2 + z^2)^{3/2}} dz \overrightarrow{e_\theta} \quad (3.4)$$

L'équation 3.4 donne l'expression du champ magnétique au point (M_1), induit par un élément de longueur dl du segment AB en fonction des caractéristiques géométriques du fil. Afin de calculer le champ global généré par le segment AB nous devons intégrer cette expression sur toute la longueur du segment. Nous effectuons alors le changement de variable suivant :

$$\tan \theta = \frac{z}{d} \quad \Rightarrow \quad dz = \frac{d}{\cos^2(\theta)} d\theta$$

et

$$\|\overrightarrow{PM_1}\| = d \sqrt{1 + \frac{z^2}{d^2}} = \frac{d}{\cos(\theta)}$$

Avec $\theta = \widehat{PM_1O}$.

L'expression du champ magnétique élémentaire en intégrant le changement de variable

s'écrit donc :

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{\cos(\theta) d\theta}{d} \vec{e}_\theta \quad (3.5)$$

Donc le champ magnétique total créé par le segment AB en M_1 est calculé à partir de l'intégrale de la formule 3.5 pour θ variant entre θ_1 et θ_2 , ce qui donne :

$$\overrightarrow{B_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi d} I \int_{\theta_1}^{\theta_2} \cos(\theta) d\theta \vec{e}_\theta \quad (3.6)$$

Avec $\theta_1 = \widehat{OM_1A}$ et $\theta_2 = \widehat{OM_1B}$.

Enfin, l'équation 3.6 donne le champ total obtenu après intégration de la formule 3.6, nous remarquons que le champ est normal au plan (M_1, AB) et dirigé vers l'avant.

$$\overrightarrow{B_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi d} I (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \vec{e}_\theta \quad (3.7)$$

Dans le cas particulier où le point de M_1 est très proche du coude d'inclinaison et que le segment AB est considéré comme infini alors $\theta_1 = (\frac{\pi}{2} - \alpha)$ et $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$.

En conséquence, l'expression du champ total devient :

$$\overrightarrow{B_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi d} I (1 - \cos(\alpha)) \vec{e}_\theta \quad (3.8)$$

De plus, nous savons que $d = r \sin(\alpha)$ et si on remplace d par son expression dans l'équation 3.8 on obtient :

$$\overrightarrow{B_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi r} I \tan(\frac{\alpha}{2}) \vec{e}_\theta \quad (3.9)$$

La formule 3.9 donne l'expression du champ magnétique total en M_1 . Cette expression est intéressante car elle donne le champ magnétique en fonction de deux paramètres intéressants qui caractérisent la géométrie du fil. Ces paramètres sont la distance d'éloignement du point M_1 du coude " r " et l'angle d'inclinaison du fil " α ". Ces deux paramètres nous serviront à optimiser la géométrie vis-a-vis du champ magnétique. Dans le chapitre suivant nous allons réaliser une étude pour évaluer le champ magnétique induit au voisinage du coude en fonction de ces deux paramètres.

Réciproquement le segment AC crée un champ magnétique $\overrightarrow{B_2}$ en M_2 de même intensité qu'au point M_1 , et orienté suivant l'axe \vec{e}_θ du repère cylindrique défini sur le point M_2 comme le montre la figure 3.9. L'expression analytique de ce champ est la même que celle donnée par l'équation 3.9, des détails sur le calcul du champ B_1 et B_2 sont donnés en(Annexe B)

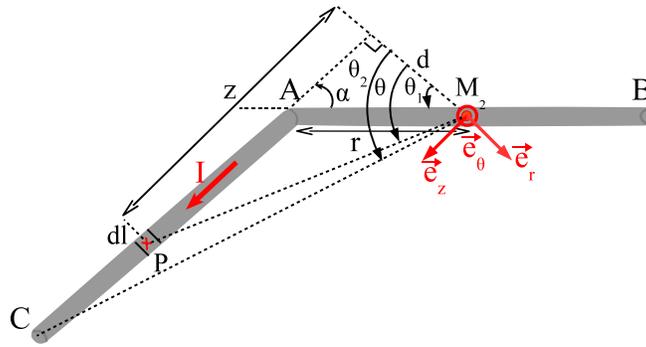


FIGURE 3.9 – Représentation schématique pour le calcul du champ \vec{B}_2 .

La formule du champ magnétique montre que le champ est proportionnel à l'intensité de courant électrique I , à l'angle d'inclinaison " α " et inversement proportionnel à la distance d'éloignement du coude " r ". La figure 3.10 donne la répartition du champ magnétique en fonction de la distance d'éloignement pour un courant et un angle donné.

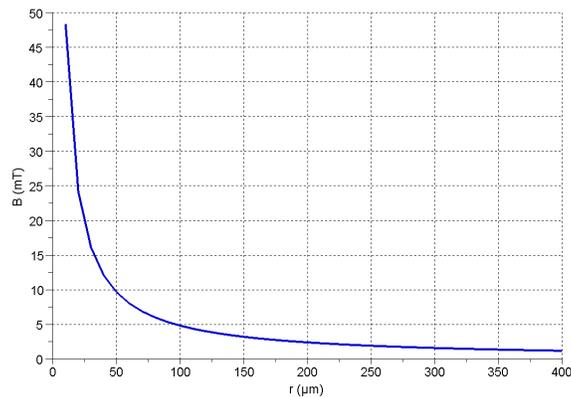


FIGURE 3.10 – Répartition du champ magnétique en fonction de " r " pour $I = 10A$ et $\alpha = 51.6^\circ$.

Nous constatons que le champ est plus élevé au voisinage du coude lorsque " r " est faible, ce qui justifie l'intérêt de l'étude autour de cette zone. Ce résultat a été confirmé par la simulation 3D sous Maxwell.

Calcul des forces propres

Maintenant que nous avons déterminé le champ magnétique induit par la circulation du courant, nous allons calculer les forces de Laplace exercées sur les deux segments de fil.

Les forces propres du fil sont les forces qui sont induites par le champ magnétique propre. Donc, à partir de l'expression du champ magnétique issu de l'équation 3.9 et en appliquant la formule de Laplace (13), la force propre élémentaire exercée sur le deuxième segment du fil s'écrit sous la forme :

$$\vec{df}_1 = I \vec{dl} \times \vec{B}_1 \quad (3.10)$$

Par conséquent, un élément de longueur dl du segment AC , parcouru par l'intensité du courant I et placé dans le champ magnétique B_1 produit par le segment AB , est soumis à la force de Laplace :

$$\vec{df}_1 = I (B_1 dr \vec{e}_z - B_1 dz \vec{e}_r) = \frac{\mu_0}{4\pi r} I^2 (\tan(\frac{\alpha}{2}) (\sin(\alpha) \vec{e}_z - \sin(\frac{\pi}{2} - \alpha) \vec{e}_r)) dl \quad (3.11)$$

La force élémentaire agissant sur une unité de longueur d'un segment de fil est donné par :

$$\frac{\vec{df}_1}{dl} = \frac{\mu_0}{4\pi r} I^2 (\tan(\frac{\alpha}{2}) (\sin(\alpha) \vec{e}_z - \sin(\frac{\pi}{2} - \alpha) \vec{e}_r)) \quad (3.12)$$

Cette force est normale au plan $(O, \vec{e}_\theta, \vec{e}_z)$ comme présenté sur la figure 3.11. L'équation 3.12 montre que la force \vec{df}_1 se décompose en deux forces élémentaires : \vec{df}_z orientée suivant \vec{e}_z et \vec{df}_r dirigée suivant l'axe \vec{e}_r . Comme l'expression du champ magnétique, la force élémentaire propre est proportionnelle au carré du courant, à l'angle d'inclinaison et inversement proportionnelle à la distance "r".

Réciproquement le segment AC exerce une force élémentaire \vec{df}_2 sur le segment AB. L'orientation des deux forces élémentaires est présentée sur la figure 3.11.

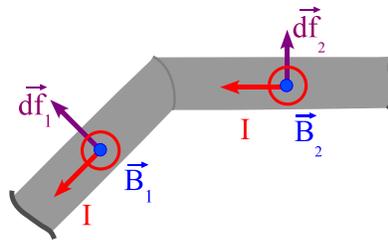


FIGURE 3.11 – Présentation des forces élémentaires propres.

L'expression de la force élémentaire \vec{df}_2 par unité de longueur est donnée par l'équation 3.13 . Il faut noter que les expressions des forces sont données par rapport à un repère

cylindrique tournant ($\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_z$).

$$\frac{d\vec{f}_2}{dl} = I (-B_2 dr \vec{e}_z - B_2 dz \vec{e}_r) = -\frac{\mu_0}{4\pi r} I^2 (\tan(\frac{\alpha}{2}) (\sin(\frac{\pi}{2} - \alpha) \vec{e}_r + \sin(\alpha) \vec{e}_z)) \quad (3.13)$$

3.4.3.1.2 Cas de deux fils parallèles Dans un module IGBT les fils d'interconnexion sont connectés en parallèle et parcourus par la même intensité de courant. La distance entre les fils est faible ce qui est susceptible d'engendrer des forces d'interaction entre ces fils. Nous allons nous intéresser dans cette partie à déterminer l'expression de ces forces. Comme pour les forces propres nous allons commencer par le calcul du champ magnétique généré par deux segments de fils parallèles.

Calcul du champ Considérons deux segments mis en parallèles, de longueur L et éloignés d'une distance "a". Ces deux segments sont traversés dans la même direction et par la même intensité de courant. Nous choisissons un repère cylindrique fixé sur l'extrémité du fil comme le montre la figure 3.12.

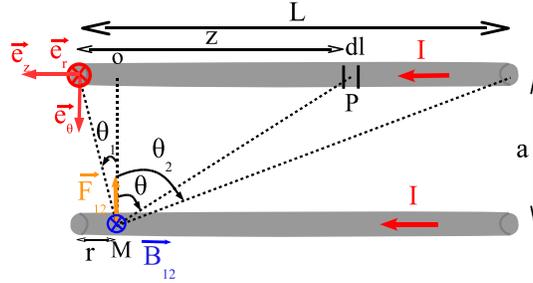


FIGURE 3.12 – Force et champ magnétique exercés entre deux segments parallèles.

L'application de la loi de Biot et Savart sur un élément de longueur dl permet d'obtenir l'expression du champ magnétique sur un point M du segment adjacent :

$$\vec{B}_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi a} I (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \vec{e}_\theta \quad (3.14)$$

Avec B_{12} champ magnétique créée par le segment 1 sur le segment 2, θ_1 et θ_2 deux angles qui caractérisent la géométrie des segments, il dépendent des dimensions des segments. Ils sont obtenus à partir des expressions suivantes :

$$\theta_2 = \arctan\left(\frac{L-r}{a}\right) \quad (3.15)$$

$$\theta_1 = \arctan\left(\frac{r}{a}\right) \quad (3.16)$$

Avec L : longueur du segment, r : distance d'éloignement du coude et a : distance entre les deux segments.

Réciproquement, l'expression du champ magnétique \vec{B}_{21} créée par le segment 2 sur le segment 1 est la même que celle donnée par l'équation 3.14. Remarquons que l'expression du champ magnétique pour les deux segments parallèles est une solution de l'équation 3.6, sauf que dans ce cas elle s'exprime en $1/a$ au lieu de $1/r$. Vous trouverez plus de détails sur le calcul du champ magnétique obtenu pour deux fils en parallèles en ??.

Calcul de la force En appliquant la loi de Laplace sur les deux segments en parallèles, nous pouvons exprimer la force de Laplace par unité de longueur entre deux segments :

$$\frac{d\vec{f}_{12}}{dl} = \frac{-\mu_0}{4\pi a} I^2 (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \vec{e}_\theta \quad (3.17)$$

\vec{df}_{12} représente la force par unité de longueur exercée par le segment 1 sur le segment 2, la force \vec{df}_{21} a la même amplitude mais orientée dans le sens inverse. Nous remarquons également que les forces d'interactions sont proportionnelles au courant et inversement proportionnelles à la distance entre les segments. En conséquence augmenter la distance entre les fils permet de minimiser les forces d'interactions.

La figure 3.13 présente la répartition de cette force en fonction de la distance d'éloignement du coude "r". Nous remarquons bien que cette force est minimale sur l'extrémité du segment et augmente jusqu'à atteindre son maximum d'amplitude au centre du fil.

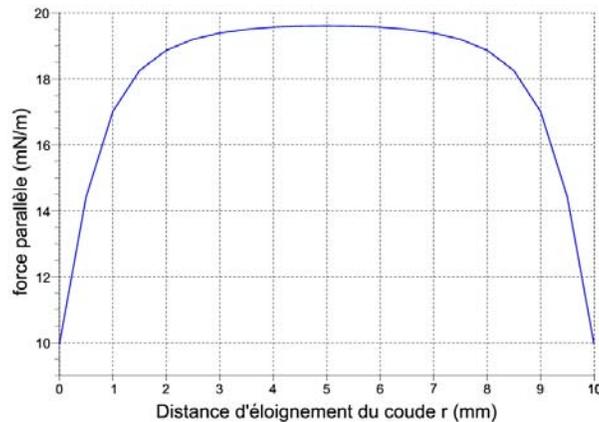


FIGURE 3.13 – Répartition de la force parallèle en fonction de la distance inter-fil "a".

Cette répartition de la force parallèle sera introduite par la suite dans le modèle éléments finis 3D développé sous Abaqus afin de déterminer les contraintes mécaniques générées par ces forces.

3.4.3.1.3 Bilan des forces La figure 3.14 présente l'orientation des forces exercées sur le fil de connexion à savoir les forces propres et les forces d'interactions entre deux fils parallèles.

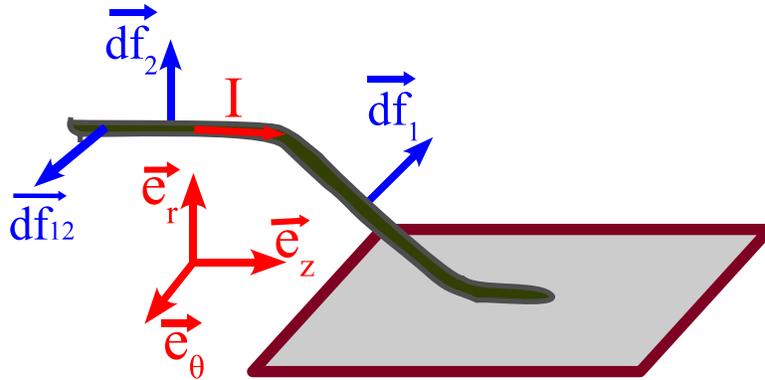


FIGURE 3.14 – Bilan sur les forces exercées sur un fil d'interconnexion.

L'orientation des forces propres montre que les fils de bonding sont soumis à des forces qui ont tendance à soulever le fil. En effet, lors de la circulation du courant électrique les forces exercées sur le fil ont tendance à augmenter la surface de la boucle, donc, à augmenter le flux magnétique qui traverse cette section. De plus, à partir de l'expression obtenue de cette force nous constatons que l'amplitude de cette dernière est maximale au niveau du coude et diminue au fur et à mesure qu'on s'éloigne du coude. Les forces entre deux fils quant à elles, montrent que les fils auront tendance à se rapprocher.

Nous avons à présent déterminé les différentes forces exercées sur les fils d'interconnexion. Nous faisons remarquer que nous avons gardé l'expression des forces par unité de longueur. Effectivement, afin de déterminer les contraintes mécaniques dues aux forces magnétiques sous Abaqus, nous devons introduire les forces par unité de volume. Pour cela, il suffira de diviser les forces que nous avons calculées par unité de longueur par la section du fil.

3.4.3.2 Modèle analytique thermique

Nous avons également étudié le comportement thermique des fils lors de la circulation du courant électrique. En effet, nous avons déterminé l'équation de la chaleur correspondant au cas de l'échauffement par effet joule en régime permanent et variable. Dans cette partie nous allons développer le modèle utilisé pour déterminer la température induite par la circulation du courant électrique. Ce paragraphe est divisé en deux parties : une qui traitera le régime permanent et l'autre qui abordera le régime transitoire.

Nous supposons que, pour les deux modèles thermiques, le fil est thermiquement mince, donc la température est considérée uniforme dans la section du conducteur c'est à dire que

$\frac{dT}{dR}$ et $\frac{d^2T}{d^2R}$ sont nul (R : rayon du fil).

3.4.3.2.1 Situation en régime permanent

En régime permanent les paramètres sont considérés indépendants du temps. Dans ce cas, l'équation de transfert de chaleur unidimensionnelle devient :

$$\lambda \frac{d^2T}{dx^2} + Pi - \frac{hp}{S} (T - Ta) = 0 \quad (3.18)$$

Cette équation caractérise le transfert de la chaleur lorsque le courant circulant dans les fils de bonding est constant. La puissance volumique dissipée sous forme d'énergie thermique peut se calculer sous la forme :

$$Pi = \frac{IV}{v} = \frac{R}{v} I^2 = \rho_e \left(\frac{I}{S} \right)^2 \quad (3.19)$$

Pi puissance volumique interne dissipée sous forme de chaleur thermique [$W.m^{-3}$]

I courant électrique en [A]

V tension au bornes du fil [V]

R résistance électrique du fil [Ω]

v volume du fil [m^3]

En remplaçant l'expression de la puissance dissipée dans l'équation de chaleur nous obtenons :

$$\lambda \frac{d^2T}{dx^2} + \rho_e \left(\frac{I}{S} \right)^2 - \frac{hp}{S} (T - Ta) = 0 \quad (3.20)$$

Cette équation est de type

$$\ddot{T} - aT + b = 0$$

Avec $a = \frac{hp}{\lambda S}$ et $b = \frac{\rho_e I^2}{\lambda S^2} + \frac{hp}{\lambda S} Ta$

La solution de cette équation est de forme :

$$T(x) = A e^{(r_1 x)} + B e^{(r_2 x)} + \frac{b}{a} \quad (3.21)$$

Avec $r_1 = \sqrt{a}$ et $r_2 = -\sqrt{a}$

Le calcul de A et B se fait à partir des conditions limites, dans notre cas nous imposons

deux valeurs de température aux extrémités du fil telles que :

$$\begin{aligned} x = 0 & \quad T(0) = T_1 \\ x = L & \quad T(L) = T_2 \end{aligned}$$

Ce qui donne pour A et B les deux expressions suivantes :

$$A = \frac{T_2 - T_1 \exp(r_2 L) - \frac{b}{a}(1 - \exp(r_2 L))}{\exp(r_1 L) - \exp(r_2 L)} \quad (3.22)$$

$$B = \frac{T_2 - T_1 \exp(r_1 L) - \frac{b}{a}(1 - \exp(r_1 L))}{\exp(r_2 L) - \exp(r_1 L)} \quad (3.23)$$

La solution trouvée montre que la répartition de la température dans le fil a une forme exponentielle.

3.4.3.2 Situation en régime transitoire

Nous venons de considérer les phénomènes stationnaires qui sont certainement les plus simples en raison de la non-intervention du facteur temps, ce qui permet de réduire le nombre des variables. De plus, dans le cas unidimensionnel, nous sommes ramenés à résoudre une simple équation différentielle au lieu d'une équation à dérivées partielles. Nous allons donc, dans cette partie, déterminer l'équation de transfert de la chaleur en régime variable, c'est à dire que nous tiendrons compte de la variation temporelle des variables.

Le calcul de l'épaisseur de peau (équation 3.24) pour une fréquence d'utilisation de 1 kHz donne une valeur de 2.62 mm , Cette valeur est largement supérieure au diamètre du fil ($500 \mu\text{m}$), ce qui montre que le courant électrique est homogène dans la section du conducteur.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_e}{\pi \mu_0 \mu_r f}} = \sqrt{\frac{2.70 \cdot 10^{-8}}{4 \pi^2 \cdot 10^{-7} \cdot 1000}} = 2.62 \text{ mm} \quad (3.24)$$

Pour simplifier les calculs, nous remplaçons la géométrie du fil par une barre cylindrique comme la montre la figure 3.15.

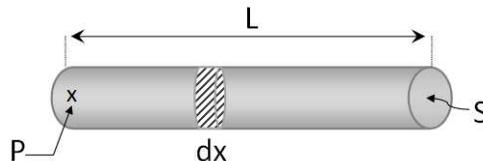


FIGURE 3.15 – Schéma utilisé pour le modèle thermique.

Avec

S , p , L sont respectivement la section, le périmètre et la longueur du fil.

dx : une longueur élémentaire du fil.

Lors de la circulation d'une intensité de courant variable I dans le fil, l'élément de longueur dx génère une puissance interne par unité de volume P_i qui vaut :

$$P_i(t) = \frac{\rho_e dx}{S (S dx)} I(t)^2 = \rho_e \left(\frac{I(t)}{S} \right)^2 \quad [W/m^3] \quad (3.25)$$

Avec ρ_e résistivité électrique du matériau en $\Omega .m^{-1}$.

Nous remarquons que la puissance interne est proportionnelle au carré de l'intensité de courant. Cette puissance est dissipée par effet joule et évacuée vers l'extérieur sous forme de chaleur, elle est considérée homogène dans le conducteur. Nous considérons également que la résistivité est constante.

Le bilan énergétique d'une tranche $[x, x + dx]$ du conducteur s'écrit :

chaleur emmagasinée par conduction + effet joule - perte latérale = $\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t}$

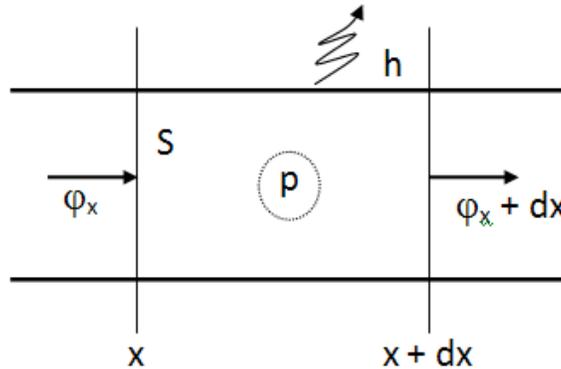


FIGURE 3.16 – Variation du flux thermique dans une tranche du conducteur.

Soit :

$$S(\varphi_x - \varphi_{x+dx}) + P_i S dx - h p dx (T(x, t) - T_a) = \rho C_p S dx \frac{\partial T(x, t)}{\partial t}$$

Avec

$\varphi_x, \varphi_{x+dx}$: variation du flux thermique entre x et $x + dx$

P_i : puissance interne dissipée par effet joule en $[W.m^{-3}]$

ρ : densité volumique en $[Kg .m^{-3}]$

C_p : chaleur massique en $[J.Kg^{-1} . ^\circ C^{-1}]$

h : coefficient d'échange thermique avec l'extérieur en $[W.m^{-2}.^{\circ}K^{-1}]$.

T_a : température ambiante en $[^{\circ}C]$.

En introduisant l'expression de la densité du flux en fonction de la température on obtient :

$$S \left(-\lambda \left(\frac{\partial T(x, t)}{\partial x} \right)_x + \lambda \left(\frac{\partial T(x, t)}{\partial x} \right)_{x+dx} \right) + P_i S dx - h p dx (T(x, t) - T_a) = \rho C_p S dx \frac{\partial T(x, t)}{\partial t}$$

En divisant par le volume élémentaire $S dx$ et, si nous remplaçons P_i par l'expression donnée par l'équation 3.25, nous obtenons l'équation de la chaleur suivante :

$$\lambda \left(\frac{\partial^2 T(x, t)}{\partial x^2} \right) + \rho_e \left(\frac{I(t)}{S} \right)^2 - \frac{h p}{S} (T(x, t) - T_a) = \rho C_p \frac{\partial T(x, t)}{\partial t} \quad (3.26)$$

Cette équation 3.26 est une équation différentielle du deuxième ordre avec second membre. Le terme $\lambda \left(\frac{\partial^2 T(x, t)}{\partial x^2} \right)$ correspond à la variation du flux par conduction, $\rho_e \left(\frac{I}{S} \right)^2$ est la puissance interne générée par le courant électrique (dont la valeur dépend du temps), $\frac{h p}{S} (T(x, t) - T_a)$ correspond à l'évacuation de la chaleur par convection et le terme $\rho C_p \frac{\partial T(x, t)}{\partial t}$ est l'élévation de la température du fil en fonction du temps.

La résolution de cette équation nous permet d'obtenir l'expression de la température dans le conducteur. Il n'existe pas de solution analytique pour cette équation, c'est pour cela que nous allons utiliser la méthode des différences finies pour résoudre cette équation.

On peut écrire cette équation sous la forme de :

$$\ddot{T}_x + a (T - T_a) = b \dot{T}_t - c I(t)^2 \quad (3.27)$$

Avec

\ddot{T}_x : dérivée seconde partielle par rapport à x ;

\dot{T}_t : dérivée partielle par rapport au temps t ;

$a = \frac{h p}{\lambda S}$, $b = \frac{\rho C_p}{\lambda}$, et $c = \frac{\rho_e}{\lambda S^2}$

Dans notre cas nous considérons que le conducteur à l'état initial est à $23^{\circ}C$ ($T(t=0) = 23^{\circ}C$). Nous imposons deux températures T_1 et T_2 sur chaque extrémité du fil telles que :

$$\begin{aligned} \forall t \quad x = 0 \quad T(0, t) &= T_1 \\ \forall t \quad x = L \quad T(L, t) &= T_2 \end{aligned}$$

L'ensemble se retrouve dans un milieu à température ambiante de $23^{\circ}C$.

La discrétisation de la température par rapport à l'espace et au temps donne :

$$\frac{\partial T(x,t)}{\partial x^2} = \frac{T(x+dx,t) - 2T(x,t) + T(x-dx,t)}{dx^2}$$

$$\frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = \frac{T(x,t) - T(x,t) + T(x,t-dt)}{dt}$$

En introduisant ces deux expressions dans l'équation 3.27 nous permet d'exprimer la température à l'instant t en fonction de la température à l'instant $t - dt$:

$$T(x,t) = \frac{\frac{a}{dt} T(x,t-dt) + \frac{1}{dt} [T(x+dx,t) + T(x-dx,t)] + c I(t) + b T a}{\frac{2}{dt} + \frac{a}{dt} + b} \quad (3.28)$$

Nous avons donc implémenté cette équation dans un algorithme qui nous permet de déterminer la variation de la température dans le temps et dans l'espace. Pour obtenir une solution qui converge, il faut choisir les bonnes valeurs du pas de temps dt et d'espace dx .

3.4.4 Circuit électrique simulé sous PSIM

Afin d'obtenir le profil réel du courant qui circule dans un seul fil de bonding, nous avons réalisé une simulation d'un onduleur de tension monophasé qui alimente une charge inductive (correspond à une phase d'un moteur asynchrone). La figure 3.17 donne le schéma du circuit utilisé, il est composé de 4 transistors liés à leurs commande, d'une charge résistive et inductive et d'une alimentation en tension .

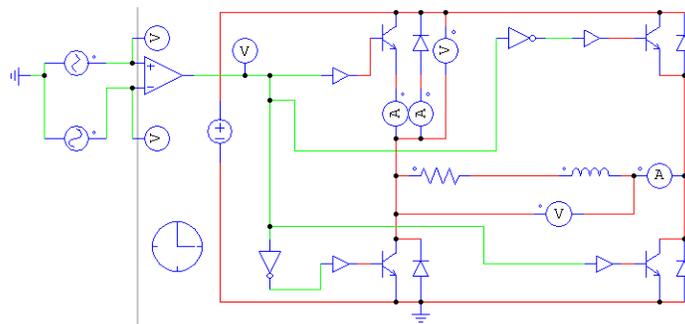


FIGURE 3.17 – Circuit d'un onduleur monophasé sous PSIM.

A partir de ce circuit nous avons obtenu le profil réel qui circule dans un seul transistor, celui ci est représenté sur la figure 3.18.

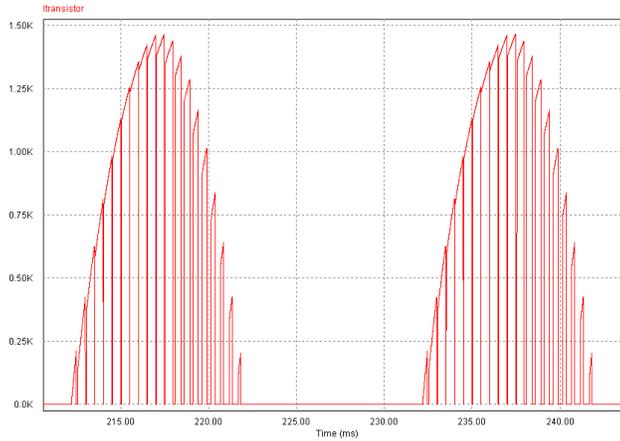


FIGURE 3.18 – Profil de courant circulant dans un seul transistor.

Le profil récupéré correspond à une demi sinusoïde d’une amplitude de 1500 A hachée à une fréquence de 1 kHz . Les ordres de commande sont obtenus par Modulation de Largeur d’Impulsion à partir d’une référence sinusoïdale à 50 Hz . Les temps morts et l’implantation numérique éventuelle ne sont pas pris en compte. Afin d’obtenir l’amplitude du courant qui circule dans un seul fil de bonding, nous avons divisé l’amplitude du courant total par le nombre d’IGBTs connectés en parallèle et le nombre de fils. Dans notre cas le nombre d’IGBTs est de 18 et sur chaque IGBT y a 9 fils connectés en parallèles. Ce qui nous donne une amplitude de courant de l’ordre de 10 A .

Donc, pour avoir le même profil que celui de la figure 3.18 avec une amplitude de courant de 10 A , nous avons réalisé le circuit représenté par la figure 3.19. Nous allons nous baser sur ce circuit pour concevoir une carte électronique qui nous permettra d’obtenir le profil de courant souhaité pour effectuer des essais expérimentaux.

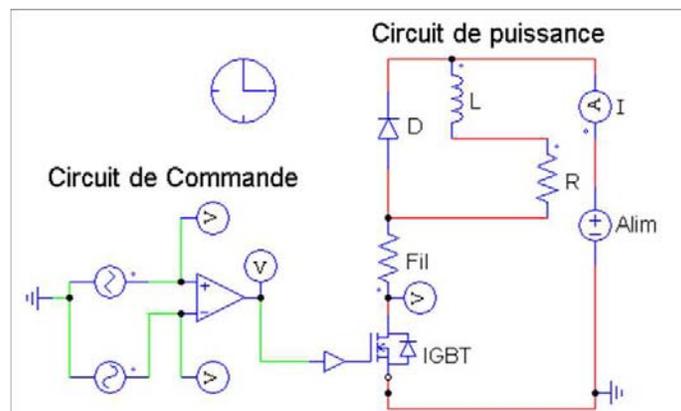


FIGURE 3.19 – Schéma du circuit utilisé pour obtenir le profil du courant réel dans les fils de bonding.

Ce circuit est composé de deux parties :

- une partie de puissance : c’est la partie où circule le courant électrique, elle est composée d’une alimentation en tension, d’une charge inductive, d’un IGBT connecté en série avec une résistance qui correspond à la résistance du fil de bonding et d’une diode de roue libre qui fait circuler le courant lorsque l’IGBT est bloqué ;
- une partie de commande : elle permet de générer les signaux de commande de l’IGBT. Elle sera remplacée par une carte DSPACE durant les essais expérimentaux.

3.5 Interactions entre les différents logiciels

Rappelons que l’objectif principal de cette étude est de pouvoir déterminer plusieurs modèles et/ou logiciels afin de pouvoir réaliser une simulation électro-thermomécanique, ici appliquée aux fils de bonding. Ainsi nous souhaitons obtenir la répartition des contraintes mécaniques sur les fils de bonding parcourus par un courant électrique en réalisant cette simulation multiphysique. A notre connaissance, il n’existe pas de logiciel capable de réaliser une simulation aussi complexe et précise et qui permet de tenir compte des différents phénomènes physiques étudiés. Nous avons donc opté pour la réalisation d’un ensemble de modèles qui permet de traiter des phénomènes séparément (électrique, électromagnétique, thermique, mécanique) et par la suite de les interconnecter afin de réaliser des simulations plus complexes et complètes.

La figure 3.20 donne un schéma global des interaction que nous avons exploitées entre les différents logiciels de simulation.



FIGURE 3.20 – Interaction entre les différents logiciels utilisés.

Dans un premier temps, un modèle analytique a été réalisé sous Scilab pour déterminer le champ et les forces de Laplace exercées sur le fil de bonding. Les résultats obtenus par ce modèle ont été comparés à ceux obtenus par un modèle éléments finis développé sous Maxwell. Ce dernier permet d'obtenir la répartition tridimensionnelle du champ magnétique ainsi que de vérifier le modèle analytique. Nous avons également utilisé les expressions des forces de Laplace insérées dans l'environnement Abaqus pour déterminer la répartition des contraintes mécaniques.

D'autre part, nous avons développé un modèle éléments finis sous Abaqus qui permet d'effectuer une simulation électro-thermomécanique. L'intérêt de cette simulation est de déterminer la répartition 3D de la température et des contraintes mécaniques induites par un courant constant. En revanche, nous avons constaté que le temps de calcul peut-être très élevé. C'est pour cela que nous avons réalisé un algorithme sous Scilab qui permet de tracer la répartition unidimensionnelle de la température en régime permanent. Cet algorithme se base sur l'équation de transfert thermique et les conditions limites imposées. Il s'agit d'un modèle simplifié unidimensionnel et qui ne dépend pas complètement de la géométrie du fil, notamment de l'angle d'inclinaison α , ni même du substrat de maintien des fils ou de la puce.

Afin d'étudier le comportement mécanique des fils en régime variable, nous avons utilisé PSIM pour réaliser un circuit électrique qui nous permet de récupérer le profil réel du courant qui circule dans un seul fil. Par la suite, nous avons introduit ce profil dans le modèle électro-thermomécanique développé sous Abaqus. Nous avons également utilisé ce profil de courant dans un algorithme sous Scilab qui donne la répartition de la température en régime variable.

Par l'intermédiaire de l'interaction des différents logiciels nous avons pu réaliser une étude complexe du comportement électro-thermomécanique des fils.

3.6 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre un modèle numérique éléments finis 3D développé sous Abaqus. Ce modèle va nous permettre de réaliser des simulations d'une part électro-thermomécaniques et d'autre part électromécaniques. L'objectif de ce modèle est de déterminer les contraintes mécaniques induites par la circulation du courant ainsi que celles dues aux forces magnétiques exercées sur le fil de bonding.

Afin de calculer ces forces magnétiques, un modèle analytique a été proposé. Grâce aux équations développées dans le chapitre 2 nous avons pu exprimer le champ magnétique et les forces en fonction des grandeurs géométriques du fil et de l'intensité du courant. Nous avons également réalisé un modèle élément finis 3D pour vérifier les résultats obtenus par le modèle

analytique.

Dans notre étude nous avons également opté pour le développement d'un modèle analytique thermique unidimensionnel afin d'éviter les problèmes liés au temps de calcul. Ce modèle permet de prendre en compte l'état du courant en mode continu et variable. En effet, en régime permanent, une solution analytique a été proposée pour déterminer la répartition de la température. La variation du courant rend l'équation de la chaleur plus complexe ce qui a nécessité l'utilisation d'une méthode numérique (intégration par différences finies) pour la résolution de cette équation.

Pour finir ce troisième chapitre, nous avons présenté les différentes combinaisons que nous avons réalisées afin de modéliser le comportement électro-thermomécanique des fils de bonding. La démarche que nous avons suivie consiste à récupérer une variable à partir d'un modèle que nous avons développé et de l'introduire dans le modèle 3D pour déterminer les contraintes mécaniques.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter tous les résultats de simulation obtenus à partir des différents modèles réalisés dans ce chapitre. Ces résultats seront par la suite confrontés à des résultats expérimentaux issus des mesures.

Chapitre 4

Présentation des résultats et discussions

4.1 Introduction

Après avoir présentés les différents modèles, les avoir développés dans le chapitre (3), nous allons maintenant exposer et analyser les résultats de simulation issus de ces modèles et les comparer aux résultats obtenus expérimentalement.

Les objectifs de ce chapitre sont de présenter les contributions de chaque modèle sur les résultats issus de la sollicitation multiphysique. Mais aussi de présenter la démarche de sollicitation électro-thermomécanique, tant sur le plan des outils de simulation utilisés que des mesures expérimentales effectuées. Effectivement, afin de valider les modèles numériques, des essais expérimentaux sont décrits. La première partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation du prototype utilisé pour réaliser les mesures. Nous verrons aussi lors de cette partie les différentes techniques de mesure employées durant cette étude. En effet, nous présenterons la technique de la thermographie infra-rouge, utilisée pour la détermination de l'échauffement du fil. Des détails seront donnés sur le principe de la méthode de mesure par stéréo-corrélation, employée pour la mesure du déplacement. Un banc de test en régime dynamique sera également présenté. Il nous permettra de reproduire et d'appliquer le profil de courant réel qui circule dans le fil.

La présentation des résultats obtenus après sollicitation électro-thermomécanique du fil de bonding est divisée en deux parties : ceux obtenus pour un régime permanent et ceux obtenus pour un régime alternatif.

En régime permanent, le courant électrique qui traverse le fil de bonding est constant. Dans cette partie nous exposerons les résultats de simulation obtenus par le modèle numérique 3D développé sous Abaqus. Ce modèle nous permettra de déterminer le champ de température et les contraintes équivalentes de Von Mises exercées sur le fil. La répartition

de la température obtenue par ce modèle sera par la suite comparée à celle obtenue à partir du modèle thermique analytique simplifié. Ce dernier est développé sous Scilab. Pour étudier le comportement électromagnétique du fil, nous déterminerons la répartition du champ magnétique ainsi que les forces de Laplace exercées sur le fil à partir du modèle analytique magnétostatique. Pour valider ces résultats, une comparaison sera faite avec les résultats obtenus par la simulation éléments finis du modèle développé sous Maxwell. Par la suite, on soumettra le fil à ces forces de Laplace afin de déterminer numériquement les contraintes mécaniques. Les différents résultats seront confrontés aux mesures expérimentales avec pour but de valider les modèles.

En régime alternatif, nous déterminerons les contraintes mécaniques dues à l'échauffement thermique lors de la circulation du profil de courant réel dans le fil de bonding. En effet, des résultats de répartition de la température et des contraintes obtenues par la simulation électro-thermomécanique 3D seront présentés. Étant donné la fréquence de commutation du courant, le temps de calcul devient important pour la simulation électro-thermomécanique en 3D. Pour contourner ce problème, nous mettrons en oeuvre un modèle numérique thermique 1D pour déterminer le champ de température. Enfin, une comparaison avec les résultats du modèle 3D sera faite. La validation de ces modèles s'effectue par une comparaison entre les résultats obtenus après simulation et ceux issus de l'expérimental.

Rappelons que l'un des objectifs de ce chapitre est d'analyser le comportement des fils de bonding par simulation et sollicitation multiphysique. Cette étude permettra de suivre les tendances de l'évolution du comportement électro-thermomécanique des fils de bonding avec l'application de la contrainte électrique et de mettre en avant l'influence des paramètres géométriques et électriques. Nous pourrions également conclure quant aux interactions logicielles utilisées pour réaliser ces simulations multiphysiques.

4.2 Présentation de la maquette expérimentale

4.2.1 Présentation de la maquette

Nous avons réalisé des prototypes de test afin d'effectuer des essais de mesure de température et de déplacement en régimes permanent et variable.

Les prototypes utilisés sont formés d'un substrat métallisé en cuivre sur lequel nous avons soudé des fils de bonding en aluminium avec une pureté de 99.99 %. Les fils sont soudés par ultrason avec une machine paramétrée pour les applications visées dans notre étude. Nous avons réalisé deux familles de platines : la première comporte un seul fil de bonding tandis que la seconde contient deux fils en parallèles.

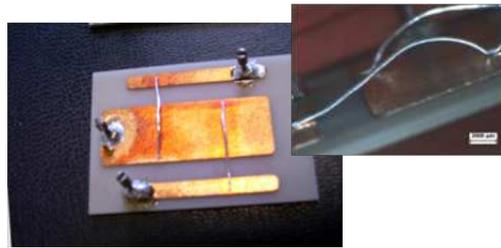
Pour chaque famille, nous avons conçu d'autres prototypes qui intègrent une diode en silicium. Ces derniers sont destinés à étudier le comportement du fil dans un environnement plus réel, c'est à dire lorsqu'ils sont liés à une puce semi-conductrice.

Deux types de bonding ont été utilisés : les premiers sont utilisés dans les prototypes sans puce avec un diamètre de $500\ \mu\text{m}$ et une longueur de $17\ \text{mm}$. En revanche, les éprouvettes qui contiennent les puces comportent des fils de $300\ \mu\text{m}$ de diamètre et de longueur $11\ \text{mm}$.

L'intérêt d'une telle structure est l'isolation du fil de son environnement réel, ce qui nous permettra de focaliser notre étude sur le fil de connexion. On s'intéressera plus précisément aux coudes d'inclinaison car c'est à ces endroits que les modes de défaillances sont localisés. Les différents prototypes ont été réalisés sur la plateforme PRIMES de Tarbes. La figure 4.1 présente les dimensions des différentes platines expérimentales utilisées dans notre étude.



(a) Platine avec la diode contenant un et deux fils.



(b) Platine avec un seul fil de bonding.



(c) Platine sans puce avec un et deux fils en parallèles, préparée pour une mesure de déplacement.

FIGURE 4.1 – Différents prototypes utilisés.

4.2.2 Maquette en régime alternatif

Afin de produire le courant électrique réel qui circule dans les fils de bonding, nous avons conçu une carte électronique. Le profil réel de courant est obtenu dans un premier temps à partir d'une simulation numérique réalisée sous PSIM (3.4.4). La composition de cette carte est basée sur le schéma électrique de la figure 3.19 du 3. Cette carte nous permettra d'effectuer les essais expérimentaux en régime alternatif.

La carte est composée principalement : d'une puce IGBT qui permet d'obtenir la commutation du courant, d'une diode de roue libre, d'un capteur de courant et de plusieurs

connecteurs pour relier l'alimentation électrique, d'une charge inductive ainsi que du prototype qui contient le fil de bonding. Les différents éléments constituant cette carte sont représentés sur la figure 4.2. Nous avons également utilisé un radiateur pour l'évacuation de la chaleur thermique dissipée par la puce IGBT. Celui-ci est associé à un ventilateur qui se déclenche lorsque la température de la puce est élevée.

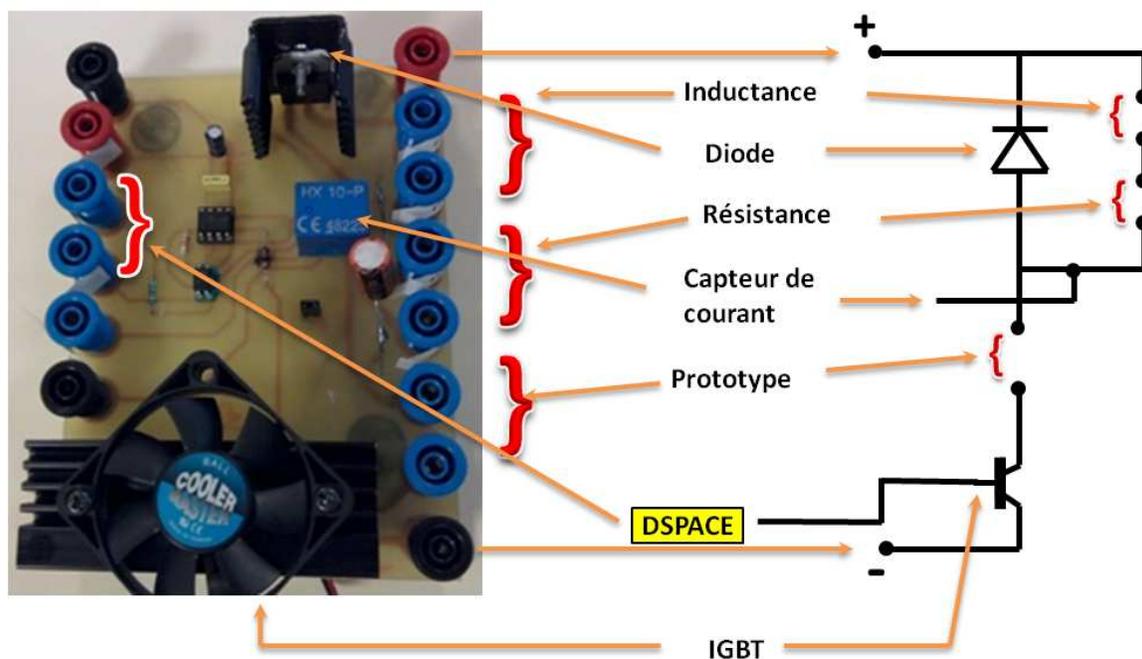


FIGURE 4.2 – Carte électronique conçue pour les essais expérimentaux.

Nous avons donc inséré cette carte dans un montage électrique incluant une charge. Cette dernière est constituée d'une inductance montée en série avec une résistance, dont les valeurs ont été choisies afin d'obtenir le profil de courant désiré. Le fil de connexion ainsi qu'une alimentation à courant continu réglable sont également reliés à cette carte.

Pour générer le signal de commande nous avons utilisé une carte d'interface dSPACE liée à un ordinateur. Ce système de commande et d'acquisition temps réel nous permet de faire varier la fréquence de commutation ainsi que la valeur du rapport cyclique. L'ensemble des éléments du banc de test est illustré par la figure 4.3.

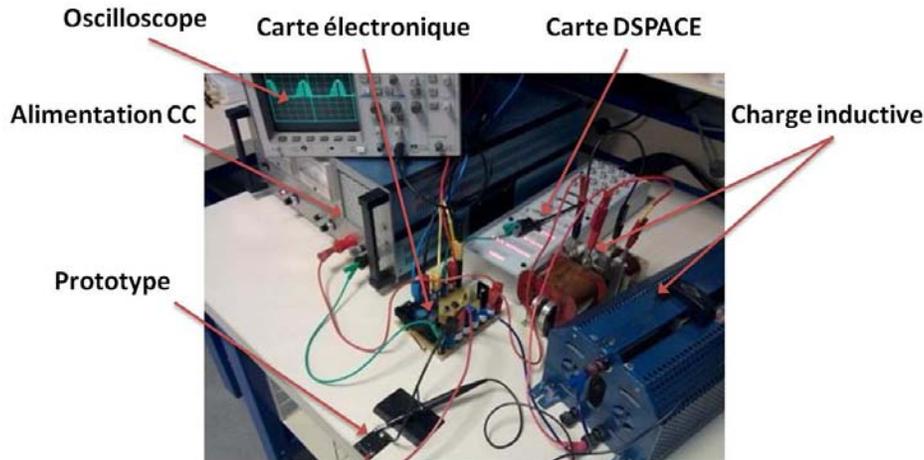


FIGURE 4.3 – Banc de test utilisé en régime alternatif.

4.2.3 Appareillages de mesure

4.2.3.1 Mesure de température

Afin de mesurer la chaleur dissipée par effet joule lors de la circulation du courant électrique dans les fils, nous avons utilisé la technique de la thermographie infrarouge. Cette technique sans contact et non destructive est simple à mettre en œuvre, rapide et disponible au laboratoire. Elle nous permet de visualiser la répartition de la température sur la surface des fils en temps réel malgré les faibles dimensions des fils.

L'évolution de la température dans le fil est mesurée à l'aide d'une caméra infrarouge Flir Jade III rétrofittée Titanium, de sensibilité thermique 20 mK à $30 \text{ }^\circ\text{C}$. Les films infrarouges sont enregistrés à une fréquence de 25 Hz .

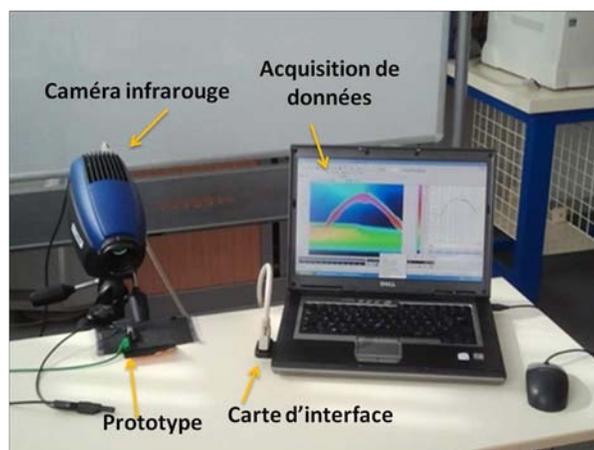


FIGURE 4.4 – Mesure de la température avec la thermographie infrarouge.

L'analyse et la lecture des données se feront grâce à une interface graphique installée sur un ordinateur. Afin d'augmenter l'émissivité des différentes surfaces, nous avons ajouté une peinture de couleur noire sur tous les éléments constituant le prototype. Plusieurs travaux [65, 101, 17, 151] utilisent cette technique pour déterminer la température des fils de bonding. Par traitement d'image, nous pourrions extraire de cette carte de répartition, les valeurs de température en différents points du prototype.

4.2.3.2 Mesure du déplacement

Afin de déterminer le champ de déplacement dû à la circulation du courant électrique dans les fils, nous avons utilisé la technique de la stéréo-corrélation. Cette technique sans contact permet d'obtenir le champ du déplacement en 3D en combinant la corrélation d'images et l'utilisation de la stéréoscopie avec deux caméras [52]. La stéréo-corrélation est une technique performante en terme de résolution (résolution spatiale), de facilité de mise en œuvre notamment en terme de préparation de surface, et de possibilité d'utilisation à différentes échelles.

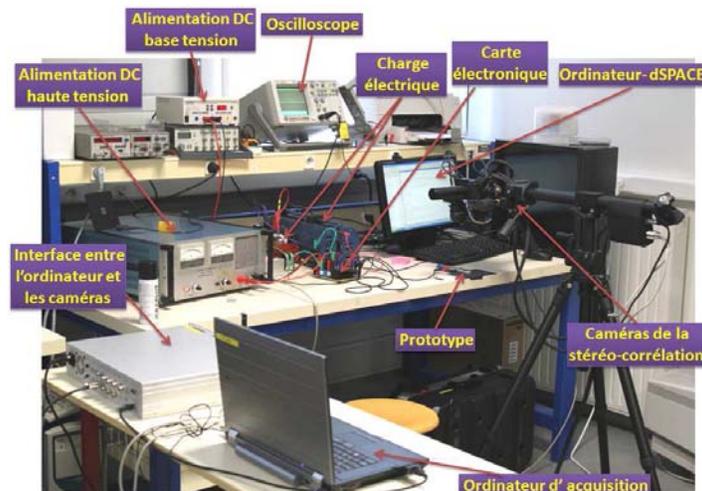


FIGURE 4.5 – Mesure du déplacement avec la stéréo-corrélation.

Cette technique nécessite le codage de la surface observée. Cela repose sur deux hypothèses majeures. La première hypothèse suppose que l'on conserve le niveau de gris de l'image initiale à l'image déformée, c'est pour cela qu'il faut que la répartition de ce niveau de gris soit suffisamment pertinent dans l'image et à l'échelle d'un sous-domaine. La seconde hypothèse repose alors sur la nécessité qu'il y ait des contrastes dans l'image et que la répartition de ces contrastes soit unique dans un voisinage autour de la position du sous-domaine homologue à trouver.

Nous avons donc appliqué une peinture à l'aide d'une bombe aérosol sur la surface de l'éprouvette afin de faciliter le codage de la surface. Cette forme de texture s'appelle "le mouchetis "(voire figure 4.6).



(a) Mouchetis appliqué sur l'éprouvette sans diode.



(b) Mouchetis appliqué sur l'éprouvette avec diode.

FIGURE 4.6 – Mouchetis appliqué sur la surface de l'éprouvette.

Le logiciel d'acquisition ARAMIS [5] est disponible pour la visualisation et le traitement des données, ce logiciel nécessite une étape de calibrage utilisant 13 prises de vue.

4.3 Résultats en régime permanent

En régime permanent nous avons utilisé une intensité de courant constante de l'ordre de 10 A que nous avons calculée à partir de la valeur nominale du courant total commuté par le module de puissance et ramené à un seul fil (3.4.4). Nous allons présenter dans cette partie tous les résultats de simulation et les essais expérimentaux réalisés sur les fils de bonding en régime permanent.

4.3.1 Simulation 3D électro-thermomécanique

4.3.1.1 Détermination de la température

A partir du modèle numérique 3D développé sous Abaqus et présenté dans le chapitre précédent (3.4.1), nous avons obtenu la distribution de la température sur le fil de bonding. Une densité de courant de $50.95 \cdot 10^{+2} A/cm^2$ a été utilisée, cette valeur reste inférieure à la limite de fonctionnement de l'aluminium qui est de l'ordre de 30 à 35 k A/cm².

La figure 4.7 représente le résultat de simulation (4.7a) et expérimental (4.7b) de la répartition du champ de température sur le fil de connexion.

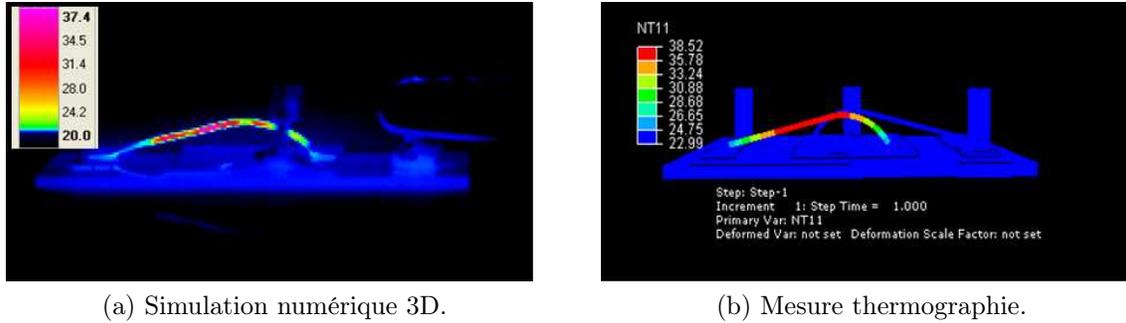


FIGURE 4.7 – Résultats de simulation et expérimentaux de l'échauffement du fil de bonding.

Nous remarquons que pour une intensité de courant de 10 A nous obtenons une élévation de température de 15 °C. En observant l'échauffement, le maximum de température est localisé au centre du fil. Cette répartition est due au fait que la chaleur est mieux dissipée sur l'extrémité du fil. A ce niveau, le transfert de chaleur s'effectue par conduction entre le fil, le cuivre et la céramique, sachant que la céramique possède une bonne conductivité thermique associée à une large surface d'échange. Par ailleurs, la chaleur est moins dissipée sur les zones du fil éloignées du contact, où des coefficients de convection naturelle sont appliqués. Une comparaison de l'amplitude de température entre le résultat de simulation et celui obtenu par la mesure atteste de la bonne conformité entre les deux résultats (Figure 4.8) : il n'y a pas de différence significative. Ainsi, dans ce contexte de test et en régime permanent, l'échauffement du fil n'est pas homogène.

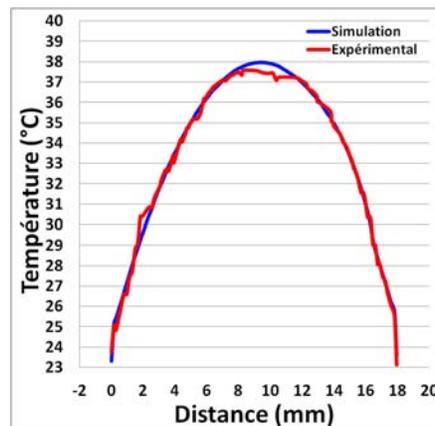
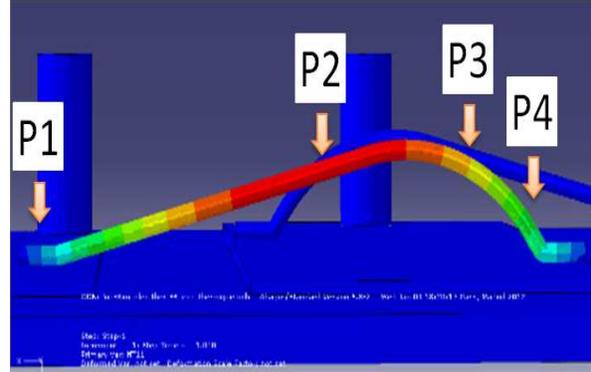
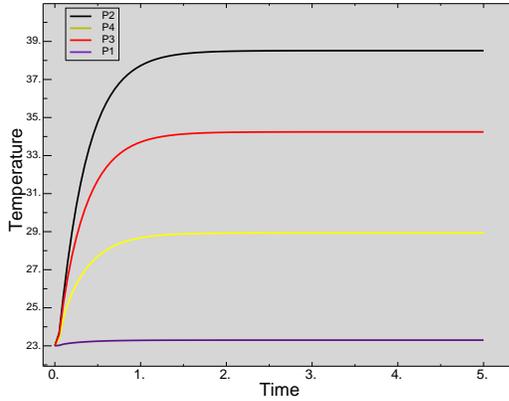


FIGURE 4.8 – Superposition des résultats expérimentaux et de simulation.

Nous concluons de ce premier résultat que nous pouvons faire confiance au modèle numérique que nous avons développé sous Abaqus. Ceci signifie que nous avons bien choisi les conditions limites et les valeurs des coefficients de transfert de chaleur.

Nous avons également relevé l'évolution temporelle de la température sur différents points du fil que nous avons représenté sur la figure 4.9b. Le résultat obtenu est représenté sur la figure 4.9.



(a) Répartition de la température sur des points du fil.

(b) Les points de prélèvement de température sur le fil.

FIGURE 4.9 – Evolution temporelle de la température dans le fil.

Au vu des résultats obtenus en simulation, nous constatons que la température maximale est observée sur le point P_2 situé au centre du fil. Au fur et à mesure que l'on s'éloigne du centre, la température du fil baisse jusqu'à atteindre la température initiale sur les extrémités du fil (point P_1). Les courbes de variation temporelle de la température montrent que le régime permanent est atteint au bout d'une seconde de simulation.

Pour connaître l'évolution de la température en fonction de la variation de l'intensité de courant nous avons déterminé les valeurs de la température pour différentes valeurs de courant. Le tableau 4.1 présente les résultats obtenus.

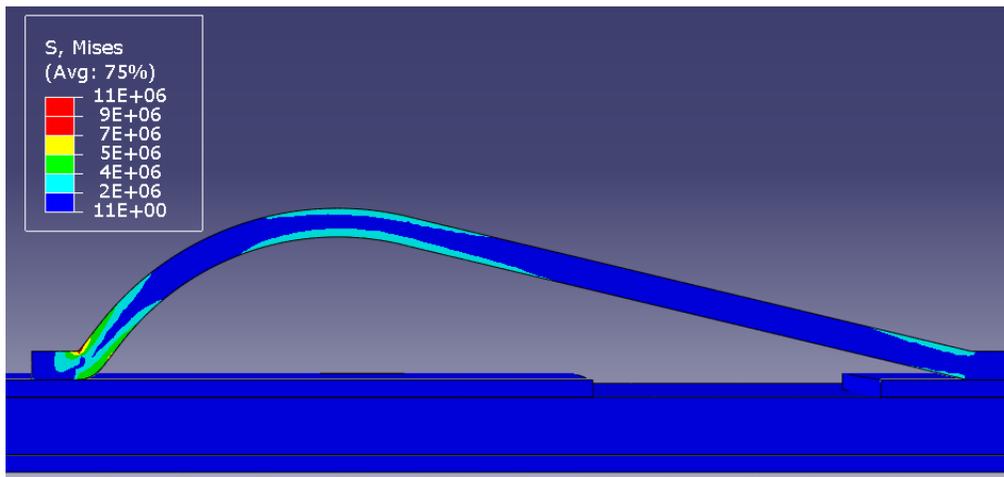
Intensité de courant dans le fil (A)	Température (°C)
5	28
10	40
15	77
20	118
25	208

TABLE 4.1 – Variation de la température en fonction de l'intensité de courant.

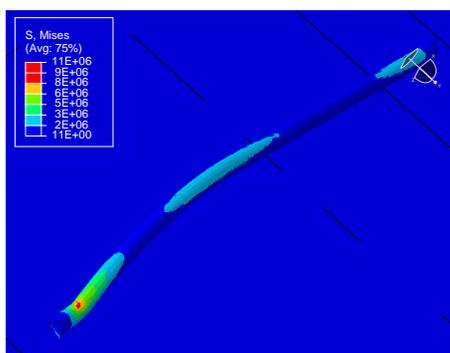
On peut constater que plus le courant augmente plus la température du fil s'accroît, ce qui a pour effet de le dilater et donc d'intensifier les contraintes mécaniques exercées. En effet, d'après l'équation de chaleur 3.20, l'augmentation du courant induit une augmentation de la puissance interne à évacuer par effet Joule ($R I^2$), ce qui fait augmenter la variation de température et par conséquent la dilatation suivant l'équation (eq 2.14).

4.3.1.2 Détermination des contraintes mécaniques

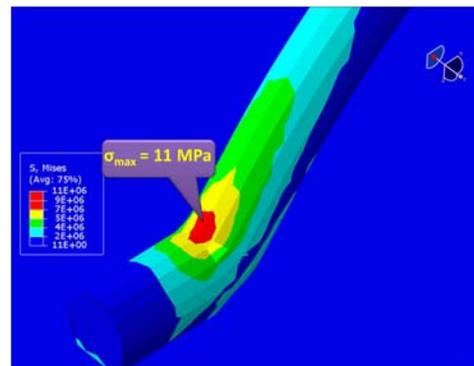
En partant du constat que notre modèle numérique donne des résultats cohérents après résolution électrothermique, nous obtenons numériquement la répartition du champ des contraintes mécaniques sur le fil de bonding par l'analyse thermomécanique. La figure 4.10 montre les valeurs de la contrainte équivalente de Von Mises obtenues sur le fil de bonding.



(a) Répartition des contraintes mécaniques équivalentes de Von Mises, image en coupe.



(b) Image en 3 D de la répartition des contraintes mécanique.



(c) Zoom sur la zone de concentration des contraintes.

FIGURE 4.10 – Cartographie de la répartition de contraintes équivalente de Von-Mises en (MPa) dans le fil de bonding.

Le résultat montre qu'un échauffement du fil tel qu'observé expérimentalement maximise la contrainte au niveau du coude inférieur du fil de connexion 4.10c.

Cette constatation nous permet de mieux appréhender l'occurrence du mode de défaillance à cet endroit pour les fils de connexions. L'amplitude de la contrainte maximale est de l'ordre de 11 MPa alors même que les contraintes résiduelles dues à la mise en œuvre du fil ont été négligées. Cette valeur est proche de la limite d'élasticité considérée par certains auteurs [122, 67].

Nous avons mené une étude pour déterminer l'évolution des contraintes mécaniques en fonction de la variation de l'intensité de courant. Le courant I qui traverse le fil varie entre 2 et 16 A. Au-delà de ces valeurs, l'amplitude des contraintes dépasse la limite d'élasticité ce qui fait que la loi de comportement utilisée ne sera plus adaptée. La figure 4.11 montre que les contraintes mécanique augmentent en fonction du carré de l'intensité. Cette tendance laisse présager qu'une valeur de densité de courant trop élevée va entraîner que les fils subiront un champ de contraintes très important par rapport au fonctionnement nominal.

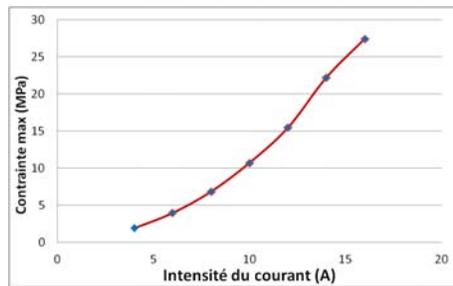


FIGURE 4.11 – Évolution de la contrainte maximale en fonction de l'intensité du courant.

L'angle d'inclinaison est un paramètre géométrique du fil. Il est intéressant de se questionner sur l'impact de ce paramètre par rapport à l'amplitude des contraintes mécaniques. La figure 4.12 donne l'évolution des contraintes mécaniques en fonction de la variation de l'angle d'inclinaison α pour une intensité de courant fixe de 10 A.

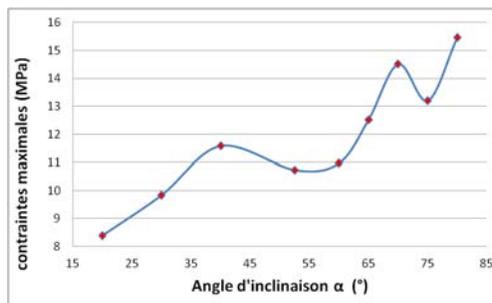


FIGURE 4.12 – Évolution des contraintes maximales en fonction de l'angle d'inclinaison.

Nous pouvons voir sur la figure 4.12 que plus l'angle d'inclinaison est important plus le champ de contrainte augmente. Nous remarquons également un minimum de contrainte autour des valeurs $\alpha = 50^\circ$ et $\alpha = 75^\circ$. Cette tendance s'accroît lorsqu'on combine une variation de l'amplitude du courant avec différents angles d'inclinaison, figure 4.13.

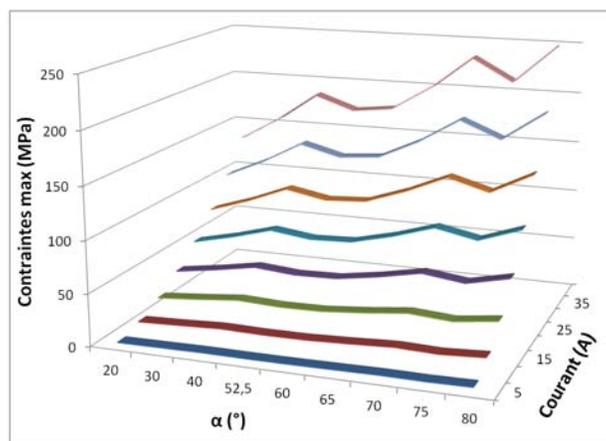
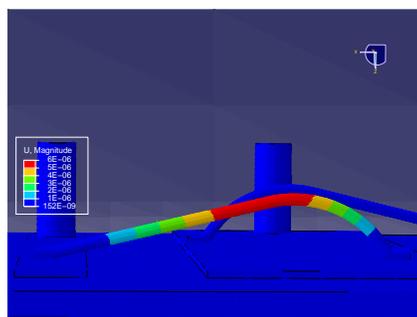


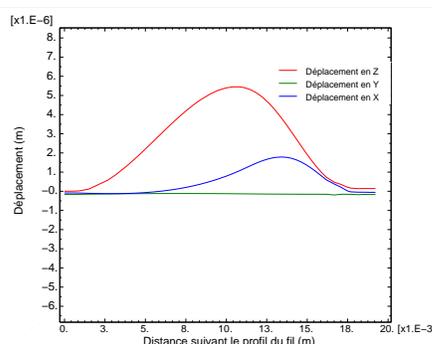
FIGURE 4.13 – Contraintes maximale en fonction de l'angle α et le courant I

4.3.1.3 Déplacements et déformations

La figure 4.14 donne le déplacement du fil (obtenu à partir de la simulation numérique sous Abaqus) suivant les trois directions du référentiel. Le résultat montre que les déplacements significatifs sont observés sur l'axe Z . L'amplitude maximale du déplacement est observée dans la même zone que l'échauffement maximal. Cela signifie que ces déplacements sont engendrés par la dilatation du fil dû à l'échauffement du fil. Concernant les autres directions, le déplacement enregistré peut être considéré comme négligeable.



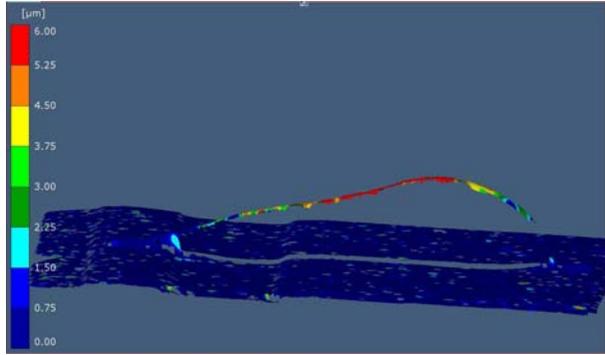
(a) Image 3D du champ de déplacement obtenu par simulation.



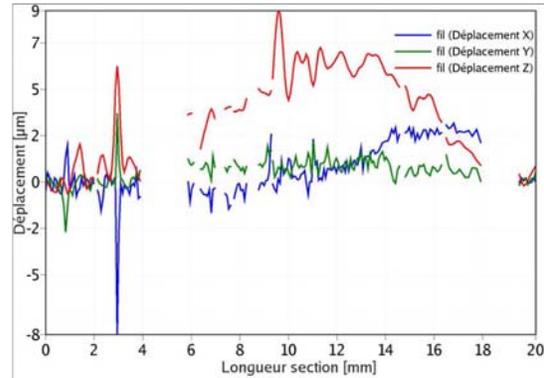
(b) Évolution du déplacement dans le fil obtenu par simulation

FIGURE 4.14 – Champ de déplacement obtenu à partir du modèle numérique.

Afin de vérifier le résultat obtenu nous avons effectué des mesures du déplacement en utilisant la technique de la stéréo-corrélation. La figure 4.15a présente une image 3D de la répartition du champ de déplacement sur le prototype, et la figure 4.15b trace la courbe de la répartition du déplacement sur le fil.



(a) Image 3D du champ de déplacement de l'éprouvette en régime permanent.



(b) Répartition du déplacement sur le fil de bonding.

FIGURE 4.15 – Mesure du champ de déplacement avec la stéréo-corrélation.

Le résultat montre la bonne cohérence avec ce que nous avons obtenu en simulation. Cela nous permet, une fois de plus, de valider notre modèle numérique. Les valeurs de déplacement suivant l'axe X et Y sont faibles et peuvent être assimilés à des perturbations extérieures. Nous ne pouvons donc pas conclure sur les résultats obtenus. Nous sommes alors dans la zone de précision de la méthode de mesure $\epsilon = \pm 1 \mu m$. Par contre, les valeurs du déplacement obtenues sur l'axe Z sont significatives ce qui nous permet, dans ce cas là, de conclure sur le déplacement vertical des fils de bonding.

On peut donc se baser sur ce résultat pour expliquer le mode de défaillance par décollement des fils. En effet, l'échauffement thermique du fil peut être à l'origine du décollement de ce dernier. Cependant la source de ce mode de défaillance pourrait être la simple dilatation thermique du fil qui induit des forces de flambement, et qui engendre *in fine* le soulèvement des fils de bonding.

Afin de connaître l'influence de l'intensité de courant sur le champ de déplacement, nous avons réalisé des essais de mesure de déplacement en fonction de la variation de l'amplitude de courants. Le tableau 4.2 donne le résultat obtenu de ces essais.

Courant (A)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
5	0.75	0.35	2
10	3	1.25	6
15	6.5	3	14
20	13	6	28
25	30	23	67.5

TABLE 4.2 – Déplacement en fonction de la variation de l’amplitude du courant DC pour un fil.

Les résultats montrent que le déplacement du fil s’accroît avec l’augmentation de l’amplitude du courant électrique. Cela peut s’expliquer par l’augmentation de la température du fil lorsque le courant augmente, comme nous avons pu le montrer par une précédente étude (4.3.1.3). Nous remarquons également qu’au delà de 15 A les déplacements sur l’axe X et Y dépassent la tranche de perturbation ($3 \mu m$) et deviennent de plus en plus importants.

Pour étudier l’interaction potentielle entre plusieurs fils, nous avons soumis deux fils parallèles à une amplitude de courant de 20 A . Nous étudierons leur éventuel déplacement. Pour ce faire, nous avons soudé sur les mêmes métallisations un autre fil parallèle au premier (4.1c). Nous avons effectué des mesures de déplacement en fonction de la variation de l’amplitude de courant.

Courant par fil(A)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
2.5	0	1	2
5	0.75	1.5	3
7.5	1	2	4.5
10	3	3.75	7
12.5	4.5	6	13

TABLE 4.3 – Variation du déplacement en fonction du courant pour deux fils en parallèles.

Le tableau 4.3 montre que lorsqu’on soude un second fil, les déplacements suivant l’axe Y augmentent en comparaison avec les résultats du tableau 4.2. Les déplacements suivant les deux autres directions sont les mêmes que ceux que nous avons obtenus dans le cas d’un seul fil. Cela pourrait s’expliquer par l’existence de forces magnétiques d’étirement exercées sur les fils lorsque le courant les traverse. Ce résultat nous permet d’avancer l’éventualité que la présence de plusieurs fils engendre d’autres phénomènes, notamment des phénomènes magnétiques, qui se rajoutent aux phénomènes thermiques et qui ont pour conséquence l’augmentation des contraintes exercées sur les fils. Ce qui montre que l’étude de comportement des fils de bonding nous oblige à tenir compte de la complexité des phénomènes qui interviennent dans cette étude.

4.3.2 Simulation 1D électrothermique

Dans cette partie nous allons présenter les résultats obtenus à partir de la modélisation numérique 1D électrothermique. En effet, la résolution de l'équation de transfert thermique en régime permanent donne accès à la répartition de la température. La figure 4.16 donne l'évolution de la température dans le fil de bonding.

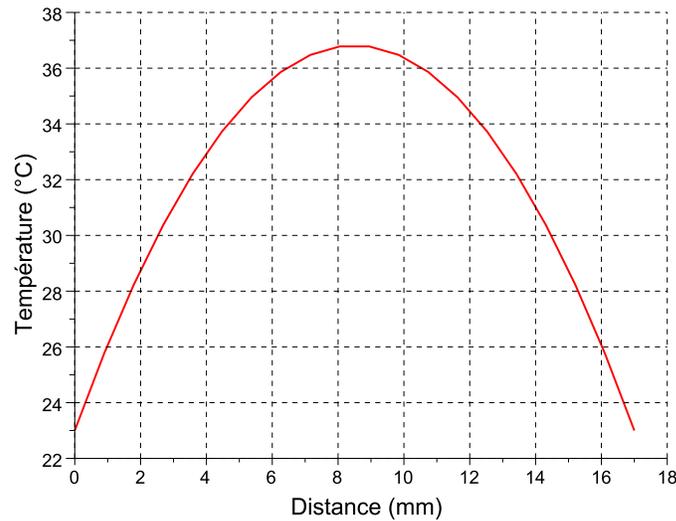


FIGURE 4.16 – Répartition de la température obtenue par la simulation 1D.

La figure 4.16 montre que nous avons obtenu la même tendance de variation de la température dans le fil qu'en simulation 3D et en expérimental. Cela nous permettra de valider ce modèle et de l'utiliser pour déterminer la répartition d'une variable en fonction d'un paramètre particulier. Par contre, il faut signaler que l'amplitude de la température obtenue par la solution numérique 1D est légèrement inférieure à celle obtenue par la simulation et l'expérimental. Cela peut s'expliquer par le fait que le modèle unidimensionnel ne tient pas compte de la géométrie du fil. En effet, dans le modèle 3D, nous avons précisé la géométrie exacte du fil et nous avons défini les différents coefficients de convection sur les surfaces correspondantes. De plus, le modèle 3D comporte le substrat qui influe sur la répartition de la température dans le fil.

Nous avons également tracé la répartition du déplacement dans le fil. Le résultat est représenté par la figure 4.17.

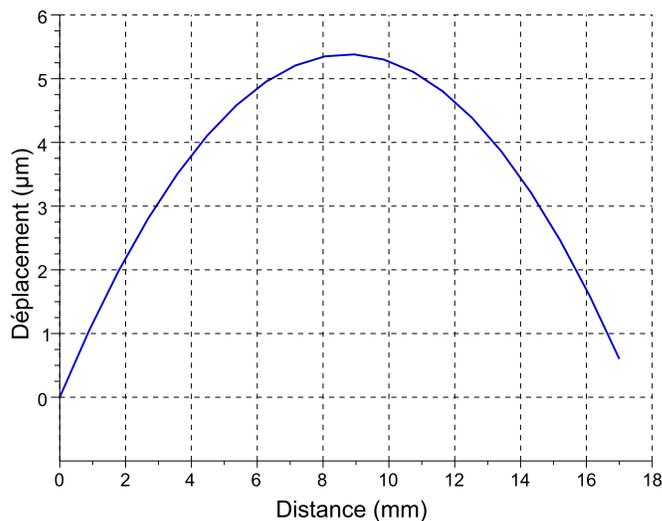


FIGURE 4.17 – Déplacement du fil obtenu par la simulation 2D.

Cette courbe est calculée à partir de la formule 4.1 qui exprime la dilatation en fonction de la variation de la température comme suit :

$$\Delta L = L_0 \alpha \Delta T \quad (4.1)$$

Avec

ΔL : la variation de longueur du fil en mètre [m],

L_0 : Longueur initiale du fil en mètre [m],

α : Coefficient de dilatation thermique en [K^{-1}],

$\Delta T = T - T_0$: la variation de température en degré Celsius [$^{\circ}C$].

Nous pouvons noter que nous n'avons pas tracé les résultats obtenus concernant les contraintes mécaniques car ils ne sont pas cohérents avec les résultats 3D et cela, du fait du modèle utilisé. En effet, celui-ci ne tient pas compte des conditions d'encastrement aux limites et de la géométrie du fil. Ce qui suppose d'améliorer ce modèle pour une meilleure précision des résultats.

4.3.3 Simulation 2D et 3D électromagnétique

Nous allons présenter ici les résultats obtenus avec la simulation des phénomènes électromagnétiques. Nous commencerons notre étude par une exploitation des résultats donnés par le modèle analytique qui nous permet de déterminer la répartition du champ et des forces

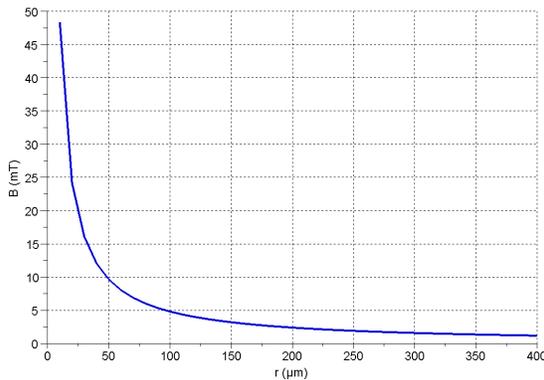
de Laplace. Par la suite nous effectuerons une simple comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la simulation électromagnétique 3D. Enfin, nous introduirons les amplitudes des forces de Laplace obtenues analytiquement dans le modèle numérique développé sous Abaqus pour déterminer les contraintes mécaniques d'origine magnétique. Une comparaison sera faite entre les contraintes mécaniques induites par l'échauffement et celles générées par les phénomènes magnétiques.

4.3.3.1 Répartition du champ et des forces électromagnétiques

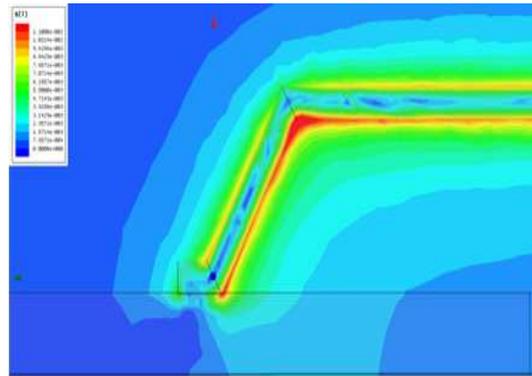
Partant du modèle analytique développé dans le chapitre précédent (3.4.3), nous pouvons calculer l'amplitude du champ magnétique propre induit par un seul segment. Une simple application numérique pour $I = 10 \text{ A}$, $r = 100 \mu\text{m}$, $\alpha = 51.5^\circ$ sur l'équation 3.9 permet de se faire une idée de la valeur du champ en un point :

$$B = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 10}{4\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \tan(25.8) = 4.83 \cdot 10^{-3} \text{ T} \quad (4.2)$$

La figure 4.18a donne l'évolution du champ magnétique induit par le segment 1 en fonction de la distance d'éloignement du coude "r" pour un courant et un angle donné. On constate avec cette courbe que le champ diminue pour une augmentation de r, cela signifie que l'amplitude du champ est plus importante au voisinage du coude et, au fur à mesure qu'on s'éloigne du coude, l'amplitude de ce champ diminue. Cela est confirmé par le résultat de la répartition 2D du champ magnétique obtenu en simulation numérique à partir du modèle 3D développé sous Maxwell (figure 4.18b).



(a) Évolution du champ magnétique en fonction de la distance d'éloignement du coude "r".



(b) Image dans le plan de la répartition du champ magnétique obtenu par la simulation 3D.

FIGURE 4.18 – Résultats de détermination du champ magnétique par le calcul analytique et la simulation numérique.

La concordance entre les résultats analytique et numérique nous permet de valider les deux modèles. Sur cette base, nous pouvons ensuite déterminer les forces de Laplace.

Nous avons donc déterminé l'amplitude des forces élémentaires propres par éléments de longueur, exercées sur le segment 2. Ces valeurs sont obtenus à partir de l'équation 3.13 du chapitre précédent. Le calcul de la force élémentaire $\overrightarrow{df_2}$ pour le même point donne :

$$\frac{\overrightarrow{df_2}}{dl} = B I = 4.83 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 48.3 \text{ mN/m} \quad (4.3)$$

Compte tenu du fait que les longueurs des segments de fils que nous considérons sont de l'ordre du millimètre, le calcul de la force propre pour une longueur de 10 mm donne une amplitude de l'ordre de 0.5 mN. Cette valeur particulière est obtenue en considérant que l'amplitude du champ est constante sur toute la longueur du fil. On peut considérer que cette valeur est négligeable sachant que la force minimum nécessaire pour arracher un fil de bonding de diamètre de 500 μm est estimée à 2 N selon la norme MIL-STD 883H de février 2010.

La figure 4.19 donne l'évolution de la force élémentaire exercée sur le segment 2 ($\overrightarrow{df_2}$) en fonction de la distance d'éloignement du coude supérieur pour différents angles d'inclinaison. Les valeurs numériques de l'amplitude des forces sont calculées à partir de l'équation 3.13.

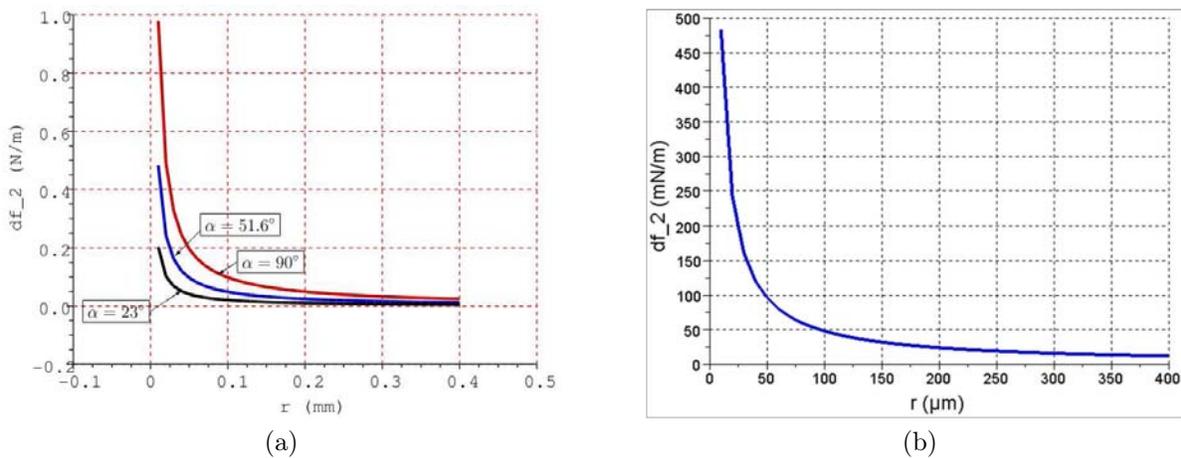


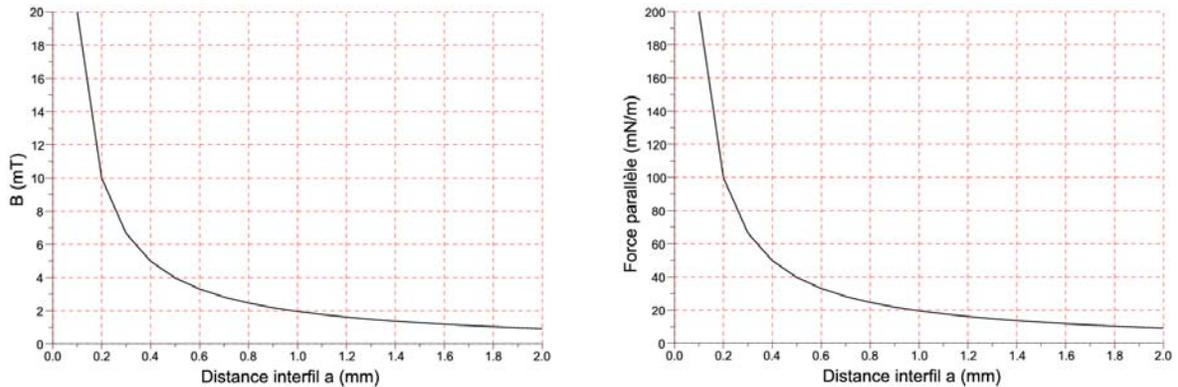
FIGURE 4.19 – Évolution de la force élémentaire $\overrightarrow{df_2}$ en fonction de r et α .

Nous constatons avec ces courbes que la force de Laplace est inversement proportionnelle à " r ". Cela signifie que l'amplitude des forces est plus importante au voisinage du coude et, au fur à mesure qu'on s'éloigne du coude, l'amplitude de cette force diminue. Nous remarquons également que plus l'angle d'inclinaison est important, plus l'amplitude des forces est élevée. Donc cette étude montre que les forces de Laplace dues à la circulation du courant

électrique dans le fil sont concentrées au niveau du coude et que leur amplitude augmente avec l'augmentation de l'angle d'inclinaison.

Suite à l'expression du champ magnétique, nous avons également déterminé les forces de Laplace exercées entre deux fils parallèles (3.4.3.1.2). Nous avons calculé l'amplitude de ces forces en appliquant les valeurs numériques suivantes : $I = 10 A$, $a = 1 mm$ sur l'équation 3.17 du chapitre 3. Les deux angles θ_1 et θ_2 sont calculés à partir des expressions 3.15 et 3.16 avec $L = 10 mm$, $r = 5 mm$. L'amplitude de la force élémentaire par élément de longueur donne une valeur de l'ordre de $19.6 mN/m$. Le résultat montre que la force parallèle est faible devant la force propre du fil que nous avons déterminée précédemment. Cela est dû essentiellement au fait que la distance entre les deux fils "a" est plus importante par rapport à la distance d'éloignement du coude "r".

La figure 4.20 donne l'évolution du champ magnétique et la force entre deux fils en parallèle en fonction de la distance "a".



(a) Évolution du champ magnétique en fonction "a". (b) Variation de la force parallèle en fonction de "a".

FIGURE 4.20 – Champ et force parallèles en fonction de la distance inter fil "a".

La courbe montre que le champ et la force sont inversement proportionnels à la distance entre les fils. En effet, plus les fils sont éloignés entre eux plus le champ et la force sont faibles. Cela peut engendrer une répartition non homogène du champ magnétique dans le cas de plusieurs fils en parallèles. Ainsi, les fils qui se trouvent au centre sont soumis à un champ magnétique plus élevé par rapport aux fils qui sont aux extrémités (conformément au principe de superposition des champs). Dans ce cas de figure, on peut supposer que dans le cas des modules de puissances, les fils de bonding au centre sont soumis à des forces de Laplace plus élevées par rapport aux fils des extrémités.

4.3.3.2 Détermination des contraintes électromagnétiques

Ayant calculé les amplitudes des forces électromagnétiques exercées sur le fil, nous allons pouvoir déterminer les contraintes mécaniques générées par ces forces. Pour cela nous introduirons la répartition des forces sur le fil dans le modèle éléments finis développé sur Abaqus sous forme de force volumique (N/m^3). Afin d'obtenir les valeurs des forces volumiques, il suffit de diviser les amplitudes que nous avons obtenues précédemment par la section du fil. Nous supposons que la section du fil est négligeable devant la longueur, ce qui nous permet de considérer une distribution linéaire de courant. ($dV = S dl$ donc $J dV = J S dl = I dl$). La figure 4.21 donne la répartition des forces propres (figure 4.21a) et des forces parallèles (figure 4.21b) exercées sur le fil.

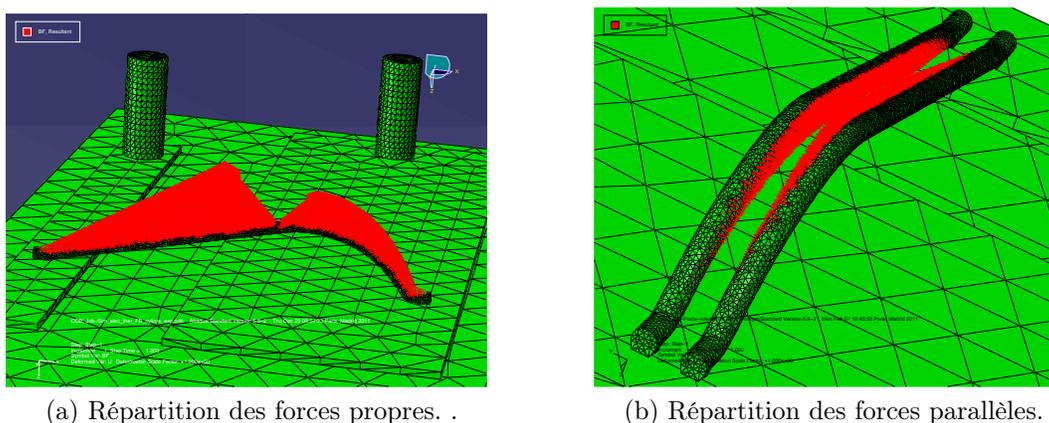


FIGURE 4.21 – Répartition des forces propres et parallèles exercées sur le fil.

La figure 4.22 donne les contraintes générées par les forces propres du fil. Nous constatons que ces forces génèrent une concentration des contraintes au niveau du coude. L'amplitude de ces contraintes est de l'ordre de quelques 2.8 kPa . D'autre part, les forces parallèles génèrent des contraintes de l'ordre de 16 kPa et sont concentrées au niveau du pied du coude (figure 4.23). Ces résultats montrent que les forces parallèles induisent des contraintes plus élevées que celles générées par les forces propres. Ce qui est bien conforme aux calculs des amplitudes des forces effectués précédemment. Ceci peut s'expliquer par le fait que la répartition des forces n'est pas la même. En effet, la courbe 4.19 nous montre bien que la force propre est élevée au voisinage du coude et diminue de plus en plus qu'on s'éloigne du coude jusqu'à l'annulation au delà de 0.5 mm . Tandis que la force parallèle est minimale au voisinage du coude et augmente au fur et à mesure qu'on s'éloigne du coude jusqu'à atteindre une valeur maximale au centre du segment (voir courbes 3.13).

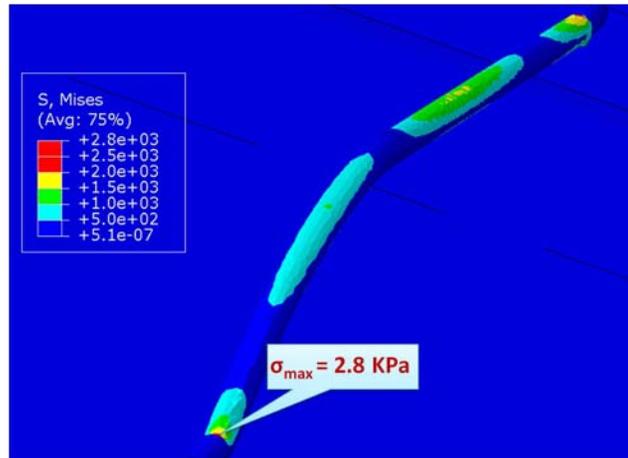
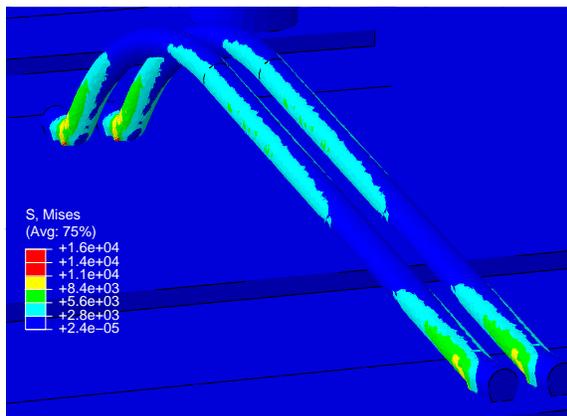
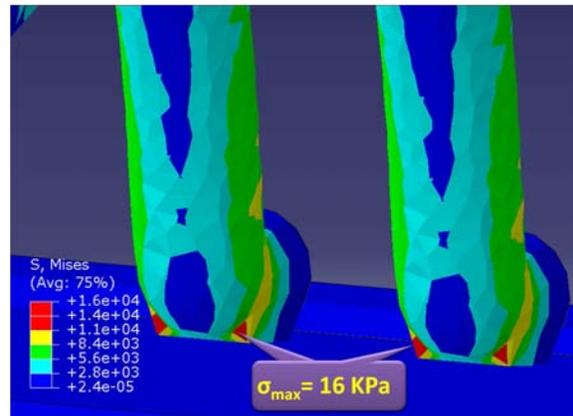


FIGURE 4.22 – Répartition des contraintes dues aux forces de Laplace propres.



(a) Répartition des contraintes de Von Mises dues aux forces d'interaction.



(b) Zoom sur la zone de concentration des contraintes mécaniques.

FIGURE 4.23 – Répartition des contraintes dues aux forces d'interaction..

La figure 4.24 donne la répartition des contraintes équivalentes de Von Mises obtenues à partir des forces électromagnétiques totales.

Ces résultats montrent que les contraintes dues aux forces électromagnétiques sont de l'ordre de 16 kPa , donc faibles par rapport aux contraintes électrothermiques. Nous en concluons que relativement aux contraintes mécaniques, dans un module de puissance, les phénomènes magnétiques ont une faible contribution devant les phénomènes thermiques.

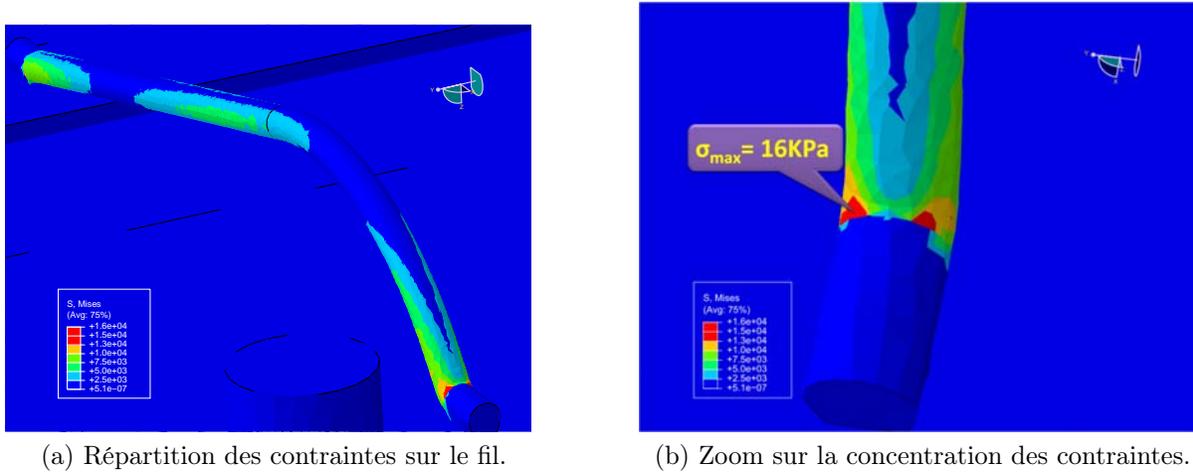


FIGURE 4.24 – Contraintes mécaniques dues aux forces électromagnétiques totales.

4.3.4 Analyse des résultats

Lors de cette première partie, nous avons présenté les différents résultats : numérique, analytique et expérimentaux, lorsque le fil est traversé par un courant continu.

Nous avons pu ainsi valider les différents modèles numériques par les résultats expérimentaux. En effet, les résultats de mesure de la température et du déplacement effectués respectivement avec la caméra infrarouge et la stéréo-corrélation étaient en concordance avec ceux obtenus en simulation. Cette bonne corrélation a permis de se baser sur la modélisation numérique pour réaliser des simulations que nous ne pouvions pas obtenir, ou difficilement, de manière expérimentale. Nous avons donc, par ce moyen, déterminé la répartition des contraintes équivalentes de Von Mises sur le fil.

Le modèle élément fini que nous avons réalisé sous Abaqus a donné des résultats cohérents avec les résultats expérimentaux, notamment en ce qui concerne la répartition de la température où nous avons obtenu une très bonne corrélation en simulation et en mesure. Les résultats montrent que le fil de bonding subit un delta maximal de température de l'ordre de $15\text{ }^{\circ}\text{C}$, en son centre et lorsqu'il est traversé par une intensité de courant de 10 A . Nous avons montré par des essais expérimentaux que cette variation de température augmente avec l'intensité de courant qui traverse le fil. Cette variation de température crée une dilatation du fil. Celle-ci a pour effet d'exercer une force de compression sur les deux extrémités du fil ce qui génère un phénomène de flambement. Ce dernier crée des contraintes mécaniques concentrées au niveau du coude du fil. Grâce à la simulation numérique, nous avons pu déterminer l'amplitude de ces contraintes. La valeur maximale des contraintes est de l'ordre de 11 MPa , elle frôle la limite d'élasticité de l'aluminium 99.99% utilisé dans notre étude. Le

comportement de l'aluminium reste tout de même linéaire dans notre plage de simulation.

Tout ceci a supposé que, dans notre cas, nous ne tenions pas compte des contraintes résiduelles du fil créées lors de la procédure de soudage. Dans le cas contraire nous aurions dû réaliser un modèle numérique qui simule le procédé de soudage et qui aurait permis de calculer la répartition des contraintes initiales sur le fil. Prendre en compte les contraintes résiduelles qui sont estimées à 50 MPa [85] conduit à dépasser le comportement linéaire de l'aluminium et à considérer un comportement élasto-plastique entraînant à son tour des déformations permanentes.

Par ailleurs, le fil, dans son environnement réel, est entouré par différents composants. La puce semi-conductrice en est l'un des principaux. Elle est en contact direct avec le fil de bonding et est considérée comme l'organe principal de la fonction de commutation du module de puissance. Donc, afin de se rapprocher de l'environnement réel du fil, nous avons intégré une diode dans notre prototype et nous avons effectué une série de mesures de température et de déplacement.

La figure 4.25 donne une image de la répartition de la température sur le fil et la diode pour une circulation de courant de 10 A en régime permanent.

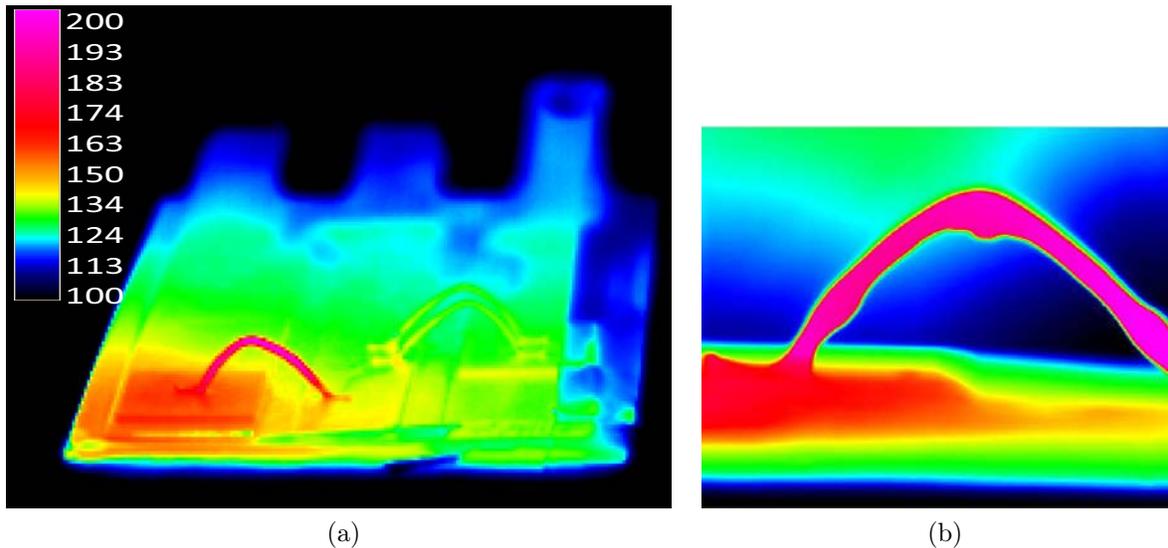


FIGURE 4.25 – Répartition de la température sur le fil de bonding et la puce semi-conductrice.

Nous constatons qu'en intégrant la diode pour une intensité de courant de 10 A , la variation de température est très importante par rapport à celle obtenue avec le fil seul. La mesure nous donne une température maximale de $200 \text{ }^\circ\text{C}$ que nous observons toujours au centre du fil. Nous remarquons également l'existence d'une différence de température entre la puce et le point le plus chaud du fil, cette différence est estimée à environ $15 \text{ }^\circ\text{C}$, ce que nous

avons pu observer dans l’hypothèse d’absence de puce. Cela montre que, lors du passage du courant électrique dans le fil, le centre du fil se chauffe davantage que la puce semi-conductrice. Or, les résultats de mesure de la variation de température en fonction de l’intensité de courant montrent à nouveau que plus cette dernière augmente plus la température du fil s’accroît. Mais celle de la diode augmente également. On a pu ainsi observer qu’au delà de 15 A le fil fond. Précisons tout de même que le refroidissement du système n’était certainement optimal. Cependant nous retenons que l’échauffement du fil engendre des dilatations plus importantes, ce qui crée des contraintes mécaniques élevées sur le fil. Cette différence de dilatation a été confirmée par les résultats de mesure de déplacement que nous présentons sur la figure 4.26. En effet, le déplacement observé sur le fil est de l’ordre de 14 μm tandis que la puce se déplace verticalement de 7 μm .

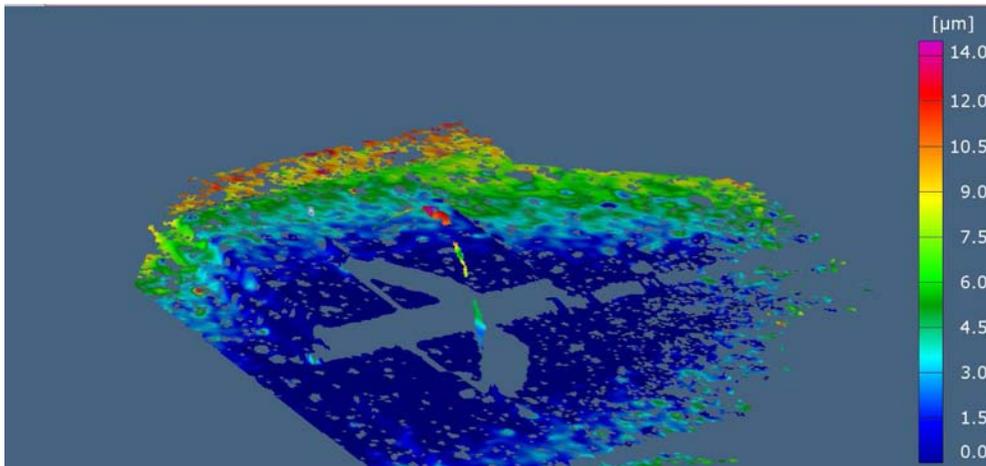


FIGURE 4.26 – Répartition du déplacement total mesuré sur le fil avec l’intégration d’une puce IGBT.

D’autre part, le tableau 4.4 donne les résultats du déplacement pour différentes valeurs de l’intensité de courant dans le cas de deux fils. Les valeurs obtenues montre que plus l’intensité de courant augmente plus le déplacement croît. Nous avons remarqué également que l’intégration d’un deuxième fil sur la puce fait augmenter aussi les déplacements suivant l’axe X et Y , même si le déplacement vertical reste toujours le plus important.

Courant par fil (A)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
5	1.5	1	10
10	6	5	25
12.5	8	9.5	43

TABLE 4.4 – Déplacement en fonction de l’intensité de courant DC pour 2 fils reliés à une puce.

On peut avancer l'hypothèse que les déplacements en X et Y sont en lien avec les forces magnétiques exprimées précédemment.

4.4 Résultats en régime alternatif

Après avoir déterminé les contraintes mécaniques en régime permanent, il est intéressant d'évaluer ces contraintes dans l'environnement réel du fonctionnement des fils de bonding. La plupart des travaux dans la littérature utilisent un cyclage en température avec l'utilisation d'un profil bien déterminé pour estimer la fiabilité des modules de puissance. Or, les résultats issus de ce cyclage dépendent fortement du type de profil de température appliqué. C'est pour cette raison que nous avons opté pour la simulation électro-thermomécanique afin de déterminer les contraintes mécaniques générées directement par le profil de courant électrique réel.

4.4.1 Simulation 3D électro-thermomécanique et résultats expérimentaux

4.4.1.1 Détermination de la température

Nous allons exposer dans cette partie les différents résultats obtenus par simulation éléments finis lors de la circulation du profil réel de courant. Nous avons donc introduit ce profil dans le modèle élément finis 3D. Ce profil de courant a été généré à partir de la simulation d'un circuit électrique comme nous l'avons détaillé dans le chapitre précédent (3.4.4).

Concernant la partie expérimentale, le courant appliqué à notre prototype a été produit par une carte électronique que nous avons conçue (4.2.2).

La détermination de champ de température montre une répartition de la température similaire à celle obtenue en régime permanent. Une comparaison entre l'évolution temporelle de la température maximale obtenue en simulation et en expérimental est représentée sur la figure 4.27. Nous remarquons que la température évolue sous forme de paliers avant d'atteindre le régime permanent. Ces paliers sont dus à la différence qui existe entre les constantes de temps électrique et thermique. Lorsque le courant électrique augmente, la température suit avec un certain retard. Dès que le courant s'annule, la température diminue plus faiblement. Ainsi, nous visualisons globalement une croissance de la température du fil de connexion. Nous constatons que nous avons obtenu la même tendance dans les deux cas. Cela est vérifié également pour la variation de l'amplitude de la température. Par contre, on remarque une différence dans le temps de montée pour atteindre le régime permanent. En

effet, le régime permanent est atteint au bout de 1.5 s dans le cas de la simulation tandis que, pour le résultat expérimental, la stabilisation de la température est observée après 5 s.

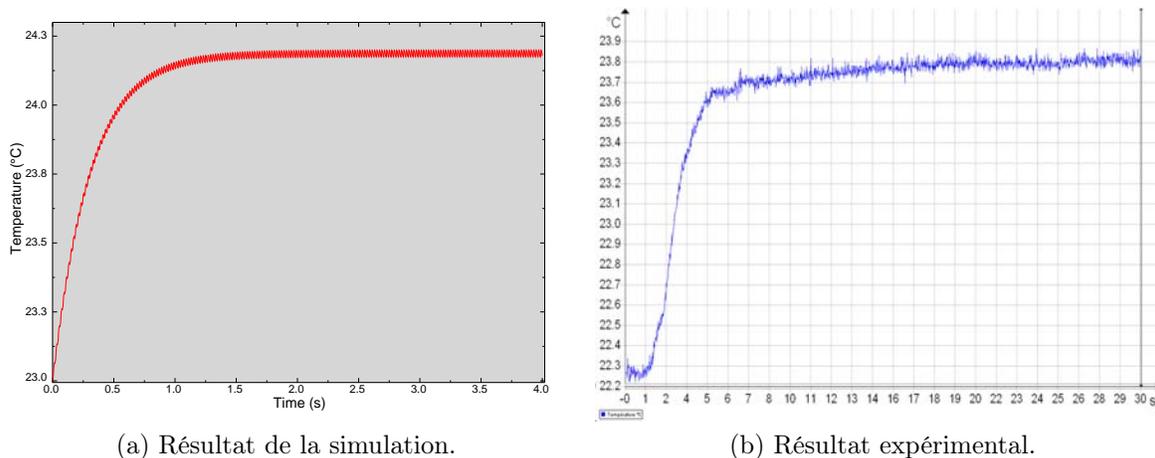


FIGURE 4.27 – Répartition de la température du fil en régime variable de courant.

Nous remarquons également que l’amplitude de la température est faible par rapport à celle obtenue en régime permanent : $\Delta T = 1.55 \text{ }^\circ\text{C}$. Cela est dû essentiellement à la faible valeur efficace du courant en régime alternatif. La valeur efficace du profil de courant tel que représenté sur la figure 3.18 est de 3 A, tandis qu’en régime permanent nous avons utilisé une amplitude de courant de 10 A.

Le temps de calcul varie en fonction de la durée de profil de courant que nous avons utilisé. dans ces conditions, sachant que :

- le temps total de profil de courant est de 4 s,
- le pas de temps nécessaire pour le calcul par éléments finis de l’assemblage est de 5 ms,

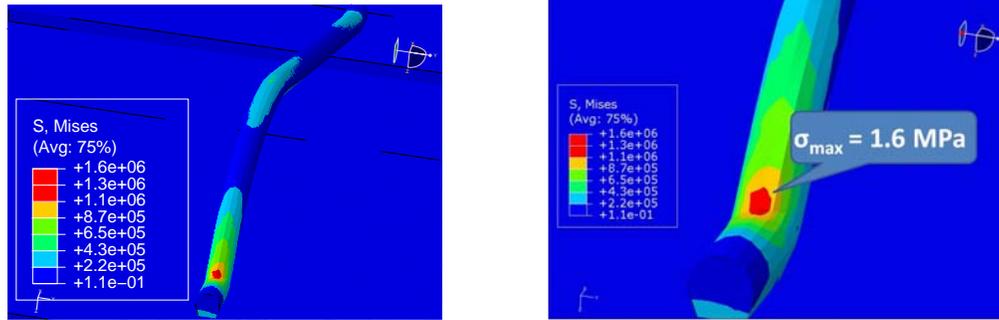
le temps total de calcul est d’environ 4 heures.

Étant donné le temps de calcul relativement élevé, nous allons voir par la suite comment nous pouvons déterminer, avec un faible cout en temps de calcul, la répartition de la température du fil en utilisant un modèle simplifié.

Cependant ces résultats nous permettent de valider notre modèle numérique dans le cas alternatif et d’utiliser ce modèle pour déterminer les contraintes mécaniques.

4.4.1.2 Détermination des contraintes

Nous avons également relevé la répartition des contraintes mécaniques (figure 4.28). Le résultat montre que les contraintes sont à la fois concentrées au niveau du coude mais sont aussi très faibles (1.6 MPA).



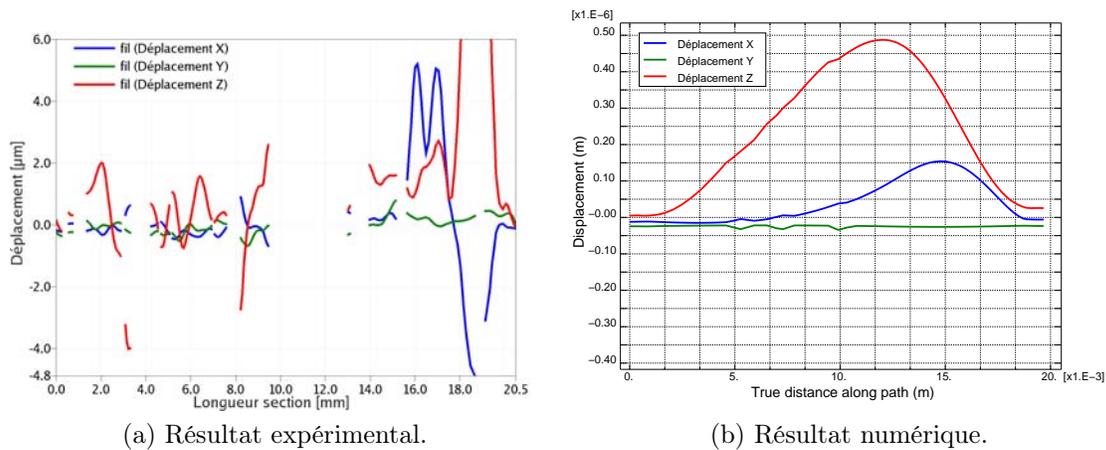
(a) Vue générale de la répartition des contraintes sur le fil. (b) Zoom sur le concentration des contraintes.

FIGURE 4.28 – Répartition des contraintes de Von-Mises en régime alternatif.

Il est vrai que l'amplitude des contraintes obtenues lors de la circulation du courant réel dans les fils de bonding est faible, mais il ne faut pas oublier que, dans l'environnement réel, les fils sont connectés sur des puces qui chauffent à une température maximale de jonction comprise entre 125 et 150 °C. Ils sont de plus immergés dans un gel silicone thermiquement isolant. Ce qui impliquera davantage de contraintes mécaniques au niveau du coude.

4.4.1.3 Détermination des déplacements

D'autre part, nous avons observé le champ de déplacement enregistré sur le fil pour le profil de courant utilisé. La courbe expérimentale et celle obtenue à partir de la simulation sont représentées par la figure 4.29.



(a) Résultat expérimental.

(b) Résultat numérique.

FIGURE 4.29 – Déplacement X, Y et Z obtenus en simulation et en expérimental dans le cas d'un fil seul pour $I_{max} = 10$ A.

Les amplitudes du déplacement obtenues sur les trois axes sont faibles, ce qui ne nous permet pas de conclure sur les valeurs du déplacement en régime alternatif. Par ailleurs, nous avons obtenu la même tendance entre les résultats expérimentaux et numériques. Relevons toutefois que les valeurs expérimentales sont légèrement plus élevées à cause des perturbations extérieures que nous ne pouvons pas contrôler. Cependant, nous pouvons valider notre modèle numérique dans le cas du régime alternatif.

Nous avons également observé la tendance de variation du déplacement par rapport à la variation de l'intensité de courant et la fréquence de commutation.

Le tableau 4.5 donne les valeurs de déplacement obtenues en faisant varier l'intensité de courant dans le fil.

Courant (A)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
5	0.3	0.3	1.5
10	0.45	0.8	3
15	1	1	4
20	1.5	1.2	6
25	2.4	1.5	10.5

TABLE 4.5 – Déplacement en fonction de l'intensité de courant.

Nous remarquons que les amplitudes du déplacement restent faibles avec l'augmentation de l'intensité de courant. En revanche, suivant l'axe Z , nous observons des valeurs significatives lorsque l'amplitude de courant dans le fil dépasse les 20 A. Ce résultat confirme ce que nous avons obtenu dans le cas du régime permanent où le fil subit des déplacements plus significatifs suivant la verticale.

A propos de l'influence de la fréquence de commutation sur les valeurs du déplacements du fil, le tableau 4.6 donne le résultat obtenu pour une intensité de courant de 10 A.

Fréquence (Hz)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
500	0.5	0.3	1.5
1000	0.75	0.5	2.7
2000	1.5	0.4	5
5000	1.5	0.25	3
10000	3.5	0.2	3
15000	3	0.4	1.5

TABLE 4.6 – Déplacement en fonction de la fréquence de commutation.

Vu les faibles valeurs et la variation a priori aléatoire des amplitudes de déplacement obtenues, nous ne prendrons pas le risque de conclure sur cette étude. En revanche nous

pouvons nous servir de ces résultats comme référence pour les comparer ultérieurement avec l'enregistrement dans le cas de deux fils parallèles.

Nous avons vu en régime permanent qu'en ajoutant un deuxième fil en parallèle, nous observons une augmentation du déplacement des fils suivant l'axe Y. Nous avons lié cette augmentation à des phénomènes magnétiques qui interagissent entre les deux fils.

Dans cette partie nous allons effectuer la même étude pour le régime alternatif. Le tableau 4.7 donne les déplacements obtenus suivant les trois axes en fonction de la variation de l'intensité de courant dans le cas de deux fils.

Courant par fil (A)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
2.5	1	0.35	3
5	0.75	0.2	2
7.5	1	0.45	2
10	1	0.5	2
12.5	1.5	0.5	3

TABLE 4.7 – Déplacement en fonction de la variation de l'intensité de courant pour deux fils.

Là encore, les amplitudes des déplacement mesurées ne nous permettent pas de conclure sur l'impact de l'intensité du courant sur le déplacement. D'autre part, nous avons également observé l'évolution du déplacement en fonction de la variation de la fréquence de commutation. Le tableau 4.8 résume les valeurs obtenues. Ici aussi, les valeurs obtenues ne sont pas significatives et ne permettent donc pas de conclure sur cette étude.

Fréquence (A)	Déplacement X (μm)	Déplacement Y (μm)	Déplacement Z (μm)
500	0.3	0.1	0.9
1000	0.15	0.22	0.75
1500	0.55	0.4	1.25
2000	0.3	0.2	1
5000	0.3	0.3	1.3
10000	0.45	0.18	1.2

TABLE 4.8 – Déplacement en fonction de la variation de la fréquence pour deux fils.

Précisons cependant que la mesure de déplacement réalisée est une mesure d'un état permanent. Cette mesure atteste d'une déformation (et du déplacement) permanente des fils, alors qu'ils sont sollicités de manière alternative. Cela traduit en quelque sorte une valeur moyenne du déplacement. Nous aurions souhaité faire une mesure dite "rapide" du déplacement, en synchronisant la prise d'image avec les fréquences des courants injectés. Cependant nous ne possédons pas d'objectifs adaptés pour ce type d'appareillage, aux dimensions du

système visualisé . Nous nous en tiendrons donc au fait qu'en régime alternatif de courant avec un ou deux fils, les déplacements mesurés ne sont pas suffisamment révélateurs d'un mouvement. Par ailleurs, nous n'avons pas su établir de modèle analytique des forces électromagnétiques en régime alternatif de courant. Ce modèle couplé à l'expérimentation précédente, aurait certainement conduit à des conclusions supplémentaires.

Lors de cette partie nous avons pu déterminer le champ de déplacement lorsque le fil est traversé par un profil de courant équivalent à celui qui circule dans les fils de bonding d'un module de puissance. Nous avons constaté qu'à cause de la faible valeur efficace du courant, les amplitudes de déplacement enregistrées ne nous permettent pas de conclure. Cependant, une tendance a été dégagée par rapport au déplacement vertical lorsque l'amplitude du courant dépasse 20 A. Les contraintes mécaniques issues de la simulation confirment cette tendance.

4.4.2 Simulation 1D électrothermique

Nous avons vu ci-dessus que le modèle numérique 3D nous a permis de déterminer le champ de température, les contraintes ainsi que les déplacements du fil. Cependant, ces résultats ont été obtenus pour un temps de calcul relativement élevé. Nous allons voir maintenant si un modèle numérique 1D permet d'obtenir les mêmes résultats pour un temps plus faible.

On rappelle que nous avons utilisé la méthode de différences finies explicite pour résoudre l'équation de la chaleur que nous avons donné dans le chapitre 3 (3.4.3.2.2). Cette méthode est généralement simple à écrire et peu gourmande en temps de calcul. En revanche, elle est limitée à des géométries simples et présente une difficulté lors de la prise en compte des conditions limites de Neumann.

La courbe de répartition de la température en régime alternatif obtenue à partir du modèle numérique 1D électrothermique est représentée par la figure 4.31.

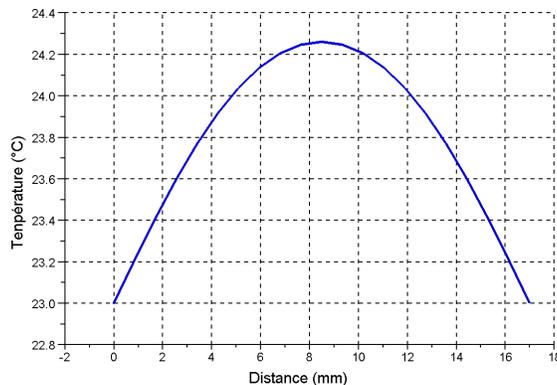


FIGURE 4.30 – Répartition de la température en fonction du profil du fil obtenu avec le modèle numérique 1D.

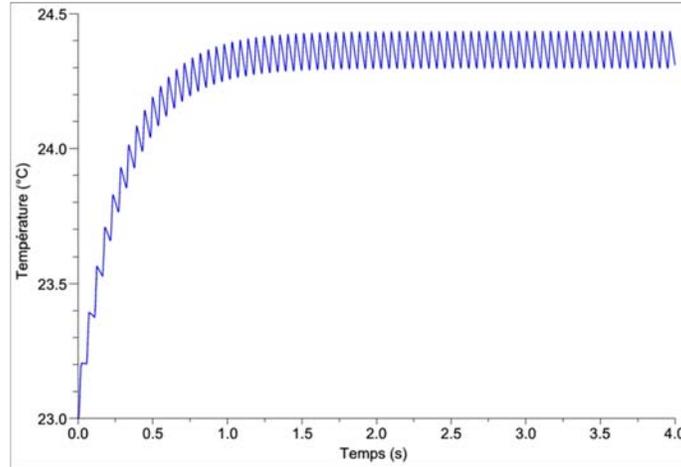


FIGURE 4.31 – Évolution temporelle de la température obtenue avec le modèle numérique 1D.

Cette courbe est obtenue au bout de quelques secondes de calcul pour le même profil de courant que nous avons utilisé dans le modèle éléments finis 3D.

Nous observons que nous avons la même allure que celle que nous avons eu en simulation 3D et en expérimental. En effet, nous remarquons que la constante de temps est la même qu'avec le modèle numérique, ce que nous n'avons pas pu retrouver expérimentalement. En revanche, nous observons une différence d'amplitude de la température. Cela peut s'expliquer par la méthode de calcul utilisée. En effet, la méthode de différence finies ne prend pas compte de la géométrie particulière du fil tandis que le modèle élément finis détermine la température sur des nœuds d'un sous domaine (maillage) de la géométrie. La méthode de différences finies se base sur le développement en série de Taylor de l'équation différentielle lorsque le pas de l'espace est considéré petit. Or, cette méthode considère que l'erreur de développement en série en temps et en espace est nulle, ce qui n'est pas le cas en réalité. En revanche le modèle élément fini utilise une méthode de calcul non linéaire, en l'occurrence celle de Newton-Raphson, pour trouver la solution.

4.4.3 Discussion

L'intégration du profil réel du courant électrique nous permet de simuler le comportement électro-thermomécanique des fils en régime alternatif. Par cette procédure, nous nous sommes rapprochés des conditions réelles de sollicitation des fils de bonding. Nous avons pu déterminer le champ de température grâce à l'introduction de ce profil dans le modèle éléments finis 3D. Le résultat obtenu montre que le fil subit la même répartition de température qu'en régime permanent avec une faible amplitude. Cette faible variation s'explique par la faible valeur

efficace du courant électrique.

Nous avons montré dans cette partie que le modèle numérique éléments finis a donné des résultats similaires à ceux que nous avons obtenus en expérimental. Cela nous a permis de valider le modèle dans le cas du régime alternatif de fonctionnement. En revanche, il existe quelques différences pour l'amplitude et le temps de montée de la courbe de répartition de la température entre la simulation et l'expérimental. Cependant, ces différences peuvent être expliquées par la non similarité des conditions de mesure, notamment, la température ambiante. Ceci peut laisser persister quelques doutes sur le modèle numérique qui nécessiterait une amélioration. Notamment, une intégration de la puce conductrice ce qui donnerait plus de valeur à notre modèle. Par contre, cela impliquerait d'écrire un modèle non linéaire électrique afin de tenir compte de la commutation de la puce.

Le modèle analytique nous a permis de déterminer la température pour un faible temps de calcul, ce qui en fait son point fort. La tendance obtenue est cohérente avec ce que nous avons obtenu en simulation *3D* et en expérimental. Donc nous pouvons nous baser sur ce modèle pour déterminer rapidement la répartition d'un paramètre. En revanche, il faut noter que ce modèle présente toutefois des faiblesses. Un des éléments perfectibles serait la prise en compte de la géométrie ainsi que les conditions limites mécaniques.

La détermination des contraintes en régime alternatif montre que le fil subit des faibles amplitudes (1.6 MPa). Ces valeurs nous laissent perplexes vis à vis de l'origine de la défaillance des fils de bonding. Afin d'améliorer cette étude, une piste pourrait être de déterminer les contraintes mécaniques à partir d'un modèle numérique complet qui tiendrait compte de l'environnement complet du fil. Cependant, nous nous heurterions à différents phénomènes d'interactions complexes (par exemple le comportement électro-thermomécanique du gel silicone). De plus, tenir compte du changement de comportement des différents éléments lorsque la puce IGBT permute de l'état passant à bloqué semble aujourd'hui difficile à envisager dans un seul simulateur *3D*. Relevons enfin que les temps de calcul des modèles déjà implémentés dans cette étude se sont avérés longs.

Concernant les résultats eux-mêmes, nous avons obtenu que la concentration de ces contraintes reste maximale au niveau du coude d'inclinaison. Ce qui montre, encore une fois, que cette zone est sensible à la fois en régime permanent et alternatif. Nous avons vu que l'échauffement du fil induit des déplacements très faibles qu'on peut considérer comme négligeables devant les perturbations et le bruit qui peuvent se produire lors de la mesure. Les mesures de déplacement n'étaient pas concluants à cause de la faible variation de la température générée par la valeur efficace du courant. Par ailleurs notons qu'une étude de comportement électro-thermomécanique similaire pour un temps de cyclage plus élevé pour-

rait s'avérer riche en enseignement.

Il ne faut pas oublier que le prototype est constitué du fil seulement. Nous devons nous attendre à une augmentation de l'amplitude de la température lorsqu'on intègre une puce conductrice, ce qui a été observé dans 4.3.4. Effectivement, en guise de perspective à nos travaux, nous avons intégré une puce conductrice pour étudier le comportement de l'ensemble lors de la circulation d'un courant alternatif. Nous avons effectué des mesures de température avec la présence de la puce conductrice. La figure 4.32 donne une image de la répartition de la température sur le fil et la puce en régime alternatif.

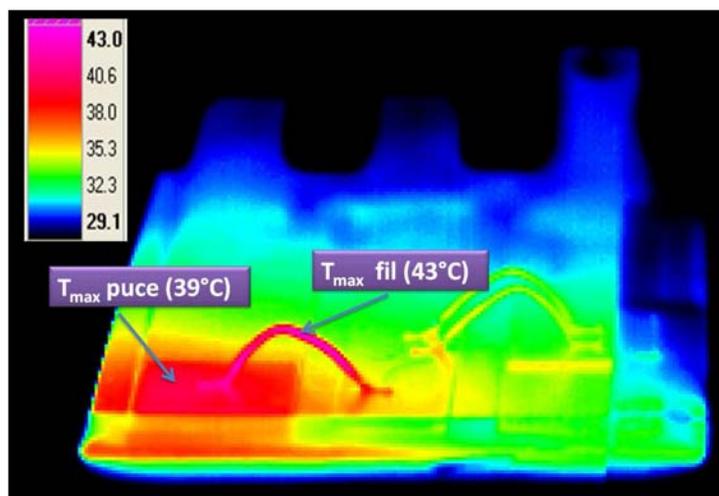


FIGURE 4.32 – Répartition de la température avec la puce en régime alternatif.

A première vue, nous pouvons constater que l'amplitude de la température est plus élevée par rapport au cas du fil seul. Nous remarquons également qu'il existe toujours une différence de température entre la puce et le fil. Dans ce cas elle est de l'ordre de 4 °C. Ceci montre que quelque soit la situation considérée le fil chauffe plus que la puce. Il subit donc plus de contraintes et de déplacement que la puce conductrice. Nous allons vérifier cela avec les mesures de déplacement effectuées sur l'ensemble fil-puce. D'autre part, nous avons étudié l'influence de la variation de l'amplitude maximale de courant sur la température. Le résultat obtenu est représenté sur le tableau suivant :

Intensité de courant (A)	Température max du fil (°C)	Température de la puce (°C)
5	33	31
10	45.5	41.3
15	68.6	57.7
20	104.2	73.6

TABLE 4.9 – Variation de la température en fonction de l'intensité de courant.

Les résultats montrent que plus l'intensité augmente plus l'amplitude de la température du fil et de la puce augmente. Nous remarquons également que l'écart de température entre le fil et la puce croît au fur et à mesure que l'intensité de courant augmente. Ces résultats sont à rapprocher de ceux obtenus pour une intensité constante de courant. Cette variation de température génère des dilatations qui engendrent à leur tour des déplacements du fil et de la puce. Nous allons voir maintenant l'impact de la variation de l'intensité sur le déplacement. Le tableau 4.10 donne les valeurs maximales du déplacement vertical mesuré sur le fil et la puce conductrice.

Courant (A)	Déplacement maximal en Z fil (μm)	Déplacement maximal en Z puce (μm)
5	3	2
10	5	2
15	7	2.5
20	12	4.3
25	15.5	4.7

TABLE 4.10 – Déplacement du fil et de la puce en fonction de la variation de l'intensité du courant.

La variation de l'intensité de courant génère des variations du déplacement du fil. En effet, plus le courant augmente plus le fil subit des déplacements importants. La puce présente des déplacements faibles et non significatifs. Remarquons que contrairement au prototype sans puce le fil présente un déplacement vertical lorsque l'intensité maximale du courant varie. Ce résultat est en accord avec les déplacements obtenus en régime permanent. Effectivement l'ajout d'une puce avec une sollicitation alternatif de courant induit des gradients de température entre puce et fils similaires à ceux obtenus en régime permanent 4.2.

4.5 Etude thermomécanique

A présent, nous allons déterminer les contraintes mécaniques issues d'une sollicitation thermique. En effet, nous allons introduire un profil de température qui correspond à celui que nous avons mesuré expérimentalement lors de la présence de la puce dans le cas d'un régime permanent et alternatif [4.3.4, 4.4.3].

Afin de réaliser cette étude, nous avons utilisé le mode d'analyse "couplage température-déplacement" dans Abaqus, ce qui nécessite d'introduire le comportement mécanique des matériaux. En effet, nous avons choisi un comportement élastique parfait pour l'aluminium et un comportement élastoplastique pour le cuivre. Concernant la puce en silicium nous consi-

dérons que son comportement reste élastique durant la simulation. Les propriétés physiques de la puce en silicium utilisées dans ce modèle sont résumées dans le tableau suivant :

Propriétés	Silicium
Conductivité thermique λ ($W m^{-1} \text{ } ^\circ K^{-1}$)	149
Densité volumique ρ ($Kg m^3$)	2320
Chaleur spécifique C_p ($J Kg \text{ } ^\circ K^{-1}$)	706
Module de Young E (MPa)	$130 \cdot 10^9$
Coefficient de Poisson ν	0.28
Coefficient de dilatation thermique α (@ $23^\circ C$)	$2.49 \cdot 10^{-6}$

TABLE 4.11 – Propriétés mécaniques, thermiques et électriques de la puce en silicium.

La modification des lois de comportement des matériaux (aluminium et cuivre) est justifiée par le fait que nous supposons que les contraintes issues de la sollicitation thermomécanique seront plus élevées que celles obtenues par la sollicitation électrique.

Pour le régime permanent, nous avons introduit le profil de température obtenu par la mesure au niveau de la surface supérieure de la puce, ce profil correspond à une rampe de $23 \text{ } ^\circ C$ et atteint une valeur maximal de $180 \text{ } ^\circ C$ pour un temps de 140 s comme le montre la figure 4.33.

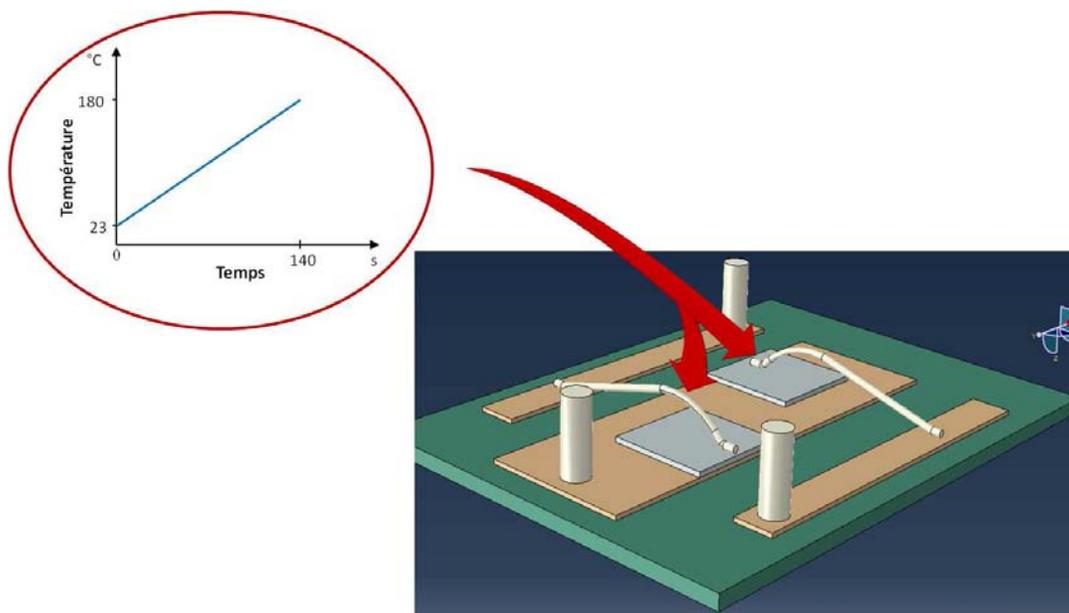


FIGURE 4.33 – Introduction du profil de température au niveau des surfaces de la puce .

Les résultats de la répartition de la température obtenus par la simulation sont représentés par la figure 4.34.

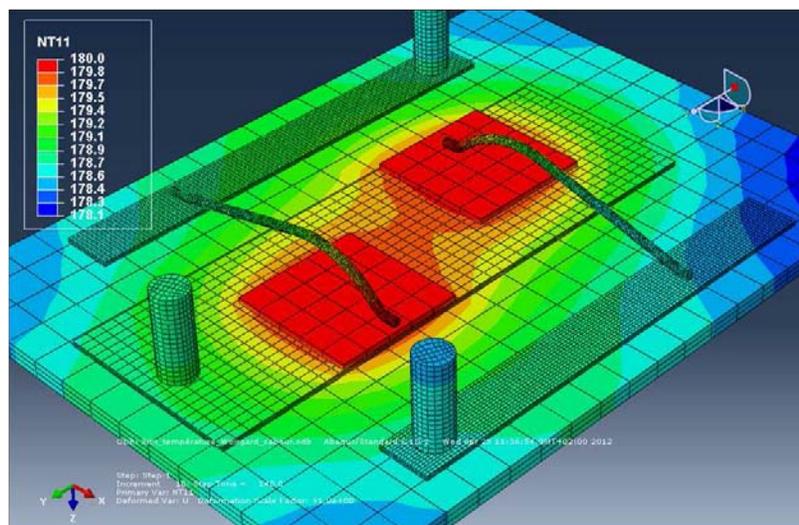


FIGURE 4.34 – Répartition de la température pour une sollicitation en température qui correspond au régime permanent .

Les résultats obtenus montrent une concentration de la température sur la zone des puces où nous remarquons un échange de chaleur entre elles. Nous remarquons également que la température du fil atteint $180\text{ }^{\circ}\text{C}$ sur la zone au voisinage de la puce. Cette répartition de la température ne correspond pas à ce que nous avons obtenu avec la mesure infra rouge. Effectivement, lors de la sollicitation électrique, la température maximale du fil est proche de $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ au centre du fil. Cela montre que l'introduction d'un profil de température sur la puce ne correspond pas à ce que nous obtenons en réalité lorsque le fil est traversé par un courant électrique.

En effet, lors de la simulation électrothermique où nous avons introduit un profil de courant électrique, la répartition de la température sur le fil est obtenue essentiellement par effet joule, ce qui correspond au terme $\rho_e \left(\frac{I}{S}\right)^2$ de l'équation de chaleur 3.20 établie dans le chapitre 3. Par contre dans le cas de la simulation thermomécanique nous avons introduit un profil de température au niveau de la surface supérieure de la puce, ce qui a modifié la répartition de la température.

A partir du champ de température obtenu, nous avons pu déterminer la répartition des contraintes mécaniques de Von-Mises. La figure 4.35 présente cette répartition sur l'ensemble des éléments du prototype.

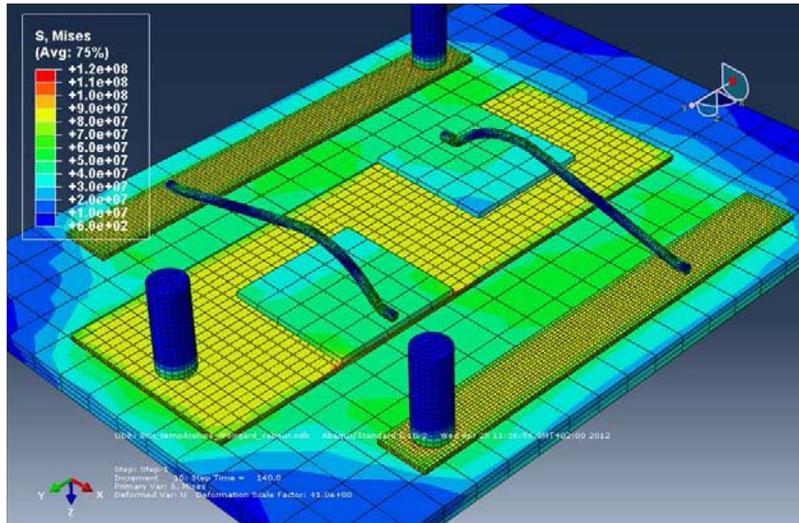


FIGURE 4.35 – Répartition des contraintes de Von Mises .

Les résultats de la distribution des contraintes montrent une concentration de ces contraintes au niveau de l'interface piste en cuivre - céramique et sur l'interface puce - pistes en cuivre. L'amplitude maximale de ces contraintes est de l'ordre de 120 MPa , tandis que les contraintes maximales obtenues sur le fil sont de l'ordre de 60 MPa . Comme notre étude se focalise sur les fils d'interconnexions, nous isolons ces derniers. La figure 4.36 donne la répartition obtenue par la simulation thermomécanique des contraintes sur le fil isolé.

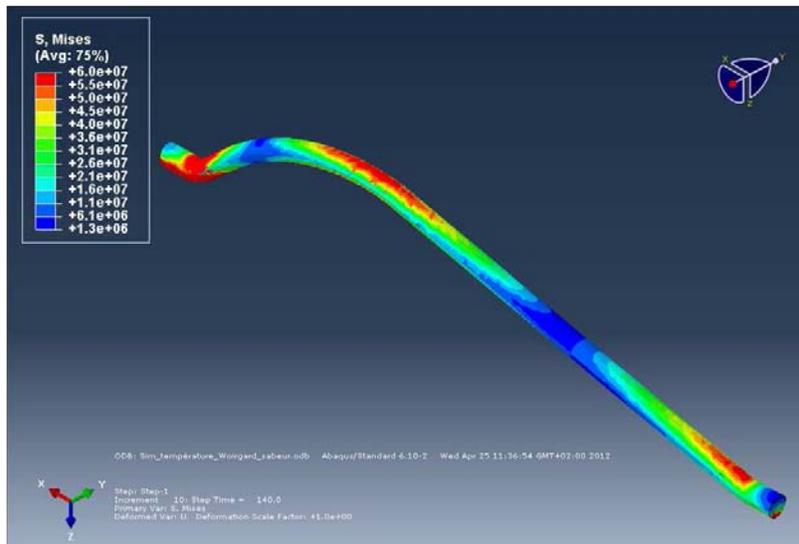


FIGURE 4.36 – Distribution des contraintes sur le fil de connexion.

La répartition des contraintes mécaniques sur le fil montrent une concentration de ces

température, puisque la zone la plus chaude pour la sollicitation thermomécanique est la puce tandis que, dans le cas de la circulation d'un courant électrique, la température maximale est observée sur le centre du fil. Il est à noter que dans ce cas de sollicitation afin de pouvoir conclure de façon tranchée entre les deux simulations présentées, il aurait fallu réaliser une simulation électrothermique tenant compte d'une puce de silicium. Cependant cela impose une bonne maîtrise de la conductivité électrique de la puce lors de la commutation, ce qui est difficilement réalisable. Cela demanderait d'être en mesure de changer les propriétés électriques (*a minima*) en fonction de l'état de la puce (état amorcé ou bloqué) et ceci dynamiquement dans le cas d'une sollicitation dynamique.

En conclusion, on peut dire que le meilleur moyen d'étudier le comportement réel des fils de connexion est d'effectuer une simulation complète qui rend compte de l'environnement réel de la puce. Autrement dit, il serait nécessaire de réaliser un modèle électrothermique numérique 3D avec le profil réel de courant électrique et qui tient compte de la commutation de la puce. Ce modèle pourrait être réalisable sur ABAQUS, mais implique la programmation d'une sous fonction qui prend en compte les commutations de la puce, et donc ses changements instantanés de propriétés électriques.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une étude du comportement électro-thermomécanique des fils d'interconnexion en régime permanent et alternatif. Cette étude consiste à déterminer l'évolution de certaines variables en utilisant différents types de simulation et d'analyse : numérique électrothermique et thermomécanique 3D, numérique électrothermique 1D, analytique magnétostatique 1D, et numérique magnétostatique 3D. Les résultats de simulation ont été confrontés par la suite à des mesures expérimentales.

Les résultats de simulation en régime permanent obtenus à partir du modèle éléments finis Abaqus montrent que le fil de connexion subit une concentration des contraintes mécaniques au niveau du coude d'inclinaison. Ces contraintes sont dues essentiellement à la dilatation thermique générée par l'échauffement que nous avons observé au centre du fil. Par ailleurs, la mise en œuvre des mesures expérimentales de température nous a permis de valider le modèle numérique par la concordance des résultats numériques et expérimentaux. D'autre part, afin d'étudier le comportement magnétostatique, nous avons déterminé les forces exercées sur le fil grâce à un modèle analytique magnétostatique. La distribution des contraintes mécaniques générées par ces forces montre que la concentration de ces contraintes est située au niveau du coude. Par contre, l'amplitude de ces contraintes est faible devant celle engendrée par

l'échauffement thermique. Par la suite, nous avons réalisé des tests de mesure du déplacement du fil. Les résultats montrent que le fil a tendance à se déplacer verticalement lors du passage du courant électrique. Cependant, l'intégration de la puce conductrice a permis d'obtenir des valeurs de température plus élevées, ce qui implique aussi des déplacements verticaux plus importants.

En régime alternatif, nous avons utilisé le profil réel du courant qui circule dans un seul fil de bonding. Ce dernier a été obtenu à partir d'une simulation d'un onduleur monophasé. Les résultats de simulation montrent que l'amplitude des températures et des contraintes mécaniques est faible par rapport au régime permanent. Cela est dû essentiellement à la faible valeur efficace du courant électrique utilisé. En revanche, nous avons obtenu la même répartition des contraintes mécaniques qu'en régime permanent, c'est à dire une focalisation au niveau du coude. Cela prouve que cette zone du fil est très sensible. Il faut noter que les résultats de simulation obtenus par le modèle éléments finis 3D consomment un temps de calcul très élevé. Or, grâce au modèle numérique unidimensionnel, nous avons pu déterminer la répartition de la température en quelques secondes de calcul. En revanche, il exige des améliorations car il ne tient pas compte de la géométrie et des conditions aux limites complexes. D'autre part, les résultats de mesure de température confirment les résultats obtenus par la simulation. Nous avons ainsi validé le modèle éléments finis 3D. Cependant, les résultats de mesure du déplacement n'ont pas été pertinents, car les amplitudes obtenues sont très faibles. Cependant, l'intégration de la puce engendre un delta de température entre puce et fil de $20^{\circ}C$ au lieu de $1.5^{\circ}C$, ce qui nous a permis d'observer de façon prévisible une augmentation des déplacements, du fait de l'augmentation de température.

Grâce à l'interaction des différents outils de simulation, nous avons pu déterminer les contraintes mécaniques après sollicitation électro-thermomécanique. En effet, la modélisation éléments finis couplée à une simulation d'un circuit électrique sous PSIM nous a permis de déterminer le champ des contraintes mécaniques lors du passage du profil réel du courant dans les fils de connexion. D'autre part, l'interaction du modèle éléments finis sous Abaqus et du modèle analytique magnétostatique a conduit à une détermination de la répartition 3D des contraintes mécaniques d'origine magnétique. Grâce à l'introduction du profil réel du courant obtenu sous PSIM et au modèle analytique électrothermique développé sous Scilab nous avons réussi à déterminer la distribution de la température dans le fil pour un temps de calcul faible.

Dans ce chapitre nous avons cherché à estimer les contraintes mécaniques que subissent les fils lors de la circulation d'un courant continu et pour un profil réel de courant. Cette étude a montré que nous avons obtenu une même répartition des contraintes dans les deux cas alors

même que l'amplitude des contraintes dans le cas du profil réel n'est pas aussi importante que celle obtenue en courant continu. Ainsi, on peut considérer que le régime permanent est un moyen d'accélérer le comportement des fils vis à vis des contraintes mécaniques. Les résultats de mesure de température et du déplacement ont montré également une concordance avec les résultats en régime permanent et alternatif.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse ont porté sur la mise en place d'un ensemble de modèles numériques et analytiques afin de caractériser les contraintes mécaniques subies par les fils de connexions pour un régime de courant électrique continu et variable. L'intérêt était de savoir si nous pouvions déterminer, à partir d'un seul outil de simulation où d'un couplage de plusieurs modèles, le comportement du fil d'un point de vue multiphysique (électrique, thermique, magnétique et mécanique).

Les contraintes mécaniques conduisent à la dégradation des fils de connexion, ce qui entraîne le dysfonctionnement des modules de puissance. C'est à ce propos que le premier chapitre retrace les différents modes de défaillance des modules de puissance. Nous avons constaté par cette étude bibliographique que, malgré une bonne maturité de la technologie de connexion "*wire bonding*", celle-ci reste une des faiblesses des modules de puissance. En effet, il existe deux principaux mécanismes de dégradation des fils : le décollement et la fissuration. C'est la localisation des contraintes mécaniques qui détermine le mode de dégradation des fils. Si les contraintes mécaniques sont situées au niveau de l'interface fil-métallisation, on obtiendra un mode de dégradation par décollement. Par contre, si ces contraintes apparaissent sur le fil, c'est la fissuration qui conduit alors à la dégradation des fils. Les modes de dégradation des modules de puissance, bien que correctement identifiés par de nombreux travaux, sont encore mal quantifiés. L'interaction des différents phénomènes physiques rend l'étude de ces défaillances plus compliquée. Les études s'intéressent dès lors à la compréhension des différents phénomènes physiques qui entrent en jeu dans un module de puissance.

L'approfondissement des bases théoriques et mathématiques de ces mêmes phénomènes était l'objet du deuxième chapitre. Nous avons constaté, à travers ce chapitre, qu'une étude d'un comportement multiphysique des fils de connexion passe par une approche complexe et globale. Nous avons détaillé en premier lieu le comportement électrique des modules de puissance et le couplage électromagnétique qui nous a permis de définir les expressions du champ et des forces magnétiques. Nous avons pu voir que le couplage électrothermique est pris en compte par l'intermédiaire des équations de transfert de chaleur et de leur lien avec

le flux de la densité de courant. La connaissance de la répartition de température au niveau des fils de connexions permettra de déterminer les contraintes mécaniques. Le calcul de ces contraintes est en effet rendu possible grâce aux expressions du couplage thermomécanique développées dans ce chapitre. Enfin, nous avons terminé cette partie par des considérations de fiabilité pour les modules de puissance.

En se basant sur ces expressions physiques, notre démarche a ensuite consisté à développer des modèles permettant d'exploiter le comportement électro-thermomécanique des fils de connexions. Notre premier modèle, que nous avons développé sous Abaqus, est un modèle éléments finis qui permet de déterminer les contraintes mécaniques générées par l'échauffement par effet joule et celles dues aux forces magnétiques exercées sur le fil de bonding. Les forces magnétiques utilisées dans ce modèle ont été calculées à partir d'un premier modèle analytique. Ce dernier se base sur les expressions citées dans le chapitre deux pour l'expression du champ magnétique et des forces de Laplace. Pour vérifier les résultats obtenus à partir du modèle analytique magnéto-statique et pour déterminer la distribution 3D du champ magnétique sur le fil, nous avons réalisé un modèle éléments finis sous Maxwell. Afin de répondre à un souci d'optimisation du temps de calcul, nous avons également opté pour la réalisation d'un modèle analytique unidimensionnel, basé sur les équations de transfert thermique afin de déterminer la répartition de la température. Les résultats obtenus sont replacés en perspectives des résultats obtenus par la modélisation numérique classique. Rappelons que l'ensemble de ces différents modèles ont été développés pour déterminer les contraintes mécaniques subies par les fils de connexion. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons été amené à effectuer des couplages entre les outils de simulation.

Dans le dernier chapitre de ce manuscrit nous avons exposé les différents résultats de simulation issus des différents modèles. Les résultats de simulation ont été par la suite confrontés à des mesures expérimentales. Dans le cas d'un courant continu, le résultat obtenu montre que le fil concentre les contraintes mécaniques au niveau du coude d'inclinaison, à l'endroit même où nous observons les modes de défaillance par fissuration. Ces contraintes sont dues essentiellement à la dilatation thermique générée par l'échauffement que nous avons observée au centre du fil. D'autre part, nous avons obtenu la même répartition des contraintes mécaniques générées par les forces magnétiques exercées sur le fil mais avec des amplitudes faibles par rapport à celles qui ont engendrées par l'échauffement. Par ailleurs, la mise en œuvre des mesures de température nous permet de valider le modèle numérique élément finis par la comparaison des résultats numériques et expérimentaux. Les tests de mesure de déplacement ont montré que le fil a tendance à se déformer verticalement lors du passage d'un courant électrique. Cependant, l'intégration d'une puce conductrice fait augmenter l'échauffement

du fil ce qui implique aussi une augmentation des déplacements verticaux. En appliquant le profil réel du courant électrique qui circule dans les fils de connexions, nous avons obtenu des amplitudes de température et des contraintes mécaniques faibles devant celles obtenues en régime permanent. La concentration des contraintes est toujours observée au niveau du coude d'inclinaison. Cela montre que cette zone est très sensible quelque soit le régime de courant. Nous avons également déterminé la distribution de la température dans le fil à partir d'un modèle analytique unidimensionnel. L'avantage de ce modèle est d'obtenir la répartition de la température en quelques secondes, tandis que pour un modèle éléments finis, le calcul nécessite quelques heures. D'autre part, afin de valider les modèles, nous avons lancé une campagne de mesure de température et des déplacements. Les résultats de mesure de température confirment ce que nous avons obtenu par la simulation. Cependant, les résultats de mesure du déplacement sont peu concluants à cause de la faible amplitude des déplacements. L'intégration de la puce conductrice a engendré une augmentation significative de la température, ce qui a permis d'observer de façon prévisible une augmentation des déplacements verticalement au substrat. D'autre part, l'intégration d'un second fil de connexion sur la puce conductrice conduit à une augmentation significative des déplacements suivant l'axe X et Y même si le déplacement vertical reste toujours le plus important.

Concernant l'étude du comportement électromagnétique, nous pouvons avancer l'hypothèse que les déplacements observés sur l'axe X et Y lors de l'intégration d'un second fil de connexion sont en lien avec les forces magnétiques calculées à partir du modèle analytique. En effet, nous avons exprimé dans le cas de deux fils parallèles traversés par un de courant des forces d'interactions entre ces eux fils. Nous pensons qu'il serait pertinent d'étoffer ces travaux en travaillant les aspects liés aux modèles dynamiques en vue de prendre en compte un courant variable. L'étude expérimentale de la répartition du champ électrique ou magnétique en régime constant et variable de courant est tout à fait possible aujourd'hui et permettrait certainement de conclure sur les géométries d'interconnection les plus adaptées vis à vis d'un rayonnement ou d'une influence des phénomènes électromagnétiques.

Par ailleurs, notre étude porte sur les fils de connexion et nous avons montré que nous disposons de suffisamment de modèles et d'outils pour prédire le comportement électrothermomécanique de ces derniers. Il serait tout aussi intéressant d'appliquer les différents modèles développés sur d'autres modes de connexion, par exemple les bumps des nouvelles architectures des modules de puissance. Pour l'ensemble de notre travail, nous avons utilisé les interactions entre les différents modèles développés spécifiquement et les outils logiciels accessibles. Le développement d'un modèle numérique complet qui permettrait de décrire les différents phénomènes physiques dans un seul outil de simulation serait un plus. Cela est

réalisable en utilisant le logiciel de simulation thermomécanique MULPHYDO développé par notre laboratoire. Il faut cependant compléter cet outil par une ou des bibliothèques électromagnétiques afin de pouvoir réaliser des simulations multiphysiques plus complètes. D'autre part, utiliser un langage commun, comme le VHDL-AMS qui semble prometteur par sa capacité à gérer plusieurs domaines physiques, pourrait également être une bonne perspective à nos travaux. Effectivement les modèles analytiques unidimensionnels que nous avons validés dans cette étude trouveraient tout naturellement leur place. De plus, les simulateurs associés autoriseraient alors une simulation d'un module de puissance en dynamique, avec tous les éléments constituant le packaging, et en tenant compte de la variation des propriétés des matériaux en fonction de la température. Cette étude numérique pourrait être complétée par une campagne d'essai basée sur l'utilisation de nos moyens de sollicitation électrique.

Enfin, il nous semblerait pertinent d'intégrer ou coupler des modèles de calcul de la fiabilité pour estimer la durée de vie des modules de puissance.

Bibliographie

- [1] <http://www.simulia.com/index.html>, février 2012.
- [2] <http://www.powersys-solutions.com/>. Décembre2012.
- [3] <http://www.matweb.com/>. Février 2012.
- [4] <http://www.ansoft.com/products/em/maxwell/>. Février2012.
- [5] <http://www.gom.com/fr.html>. Février2012.
- [6] E. Woïrgard C. Zardini A. Guédon-Gracia, P. Roux. "influence of the thermo-mechanical residual state on the power assembly modellization". *Microelectronics Reliability*, 44(9-11) :1331 – 1335, 2004. 15th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [7] S.F. Al-Sarawi. "3d vlsi packaging technology". Technical report, Centre for High Performance Integrated Technologies and Systems (CHIPTEC), 1997.
- [8] Raed A. Amro. Packaging and interconnection technologies of power devices, challenges and future trends. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 49 :4, 2009.
- [9] R. Anchenbach. Wire-bonding interconnections. Technical report, Workshop on Silicon Detectors Systems for the CBM experiment, 2007.
- [10] G. Angelov, S. Tzanova, Y. Avenas, M. Ivanova, T. Takov, C. Schaeffer, and L. Kamenova. Modeling of heat spreaders for cooling power and mobile electronic devices. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pages 1080 –1086, june 2005.
- [11] T. Anzawa, Qiang Yu, T. Shibusani, and M. Shiratori. Reliability evaluation for power electronics device using electrical thermal and mechanical analysis. In *Electronics Packaging Technology Conference, 2007. EPTC 2007. 9th*, pages 94 –99, dec. 2007.
- [12] S. Azzopardi, J.-M. Thebaud, E. Worigard, C. Zardini, and P. Sable. Al/sic baseplate hybrid power modules : evaluation of the thermomechanical performances. In *Integrated Power Packaging, 1998. IWIPP. Proceedings., IEEE International Workshop on*, pages 74 –78, sep 1998.

- [13] B. Backlund and T. Schweizer. Recommendations regarding mechanical clamping of press pack high power semiconductors. *ABB Switzerland Ltd Semiconductors*, 2002.
- [14] J.G. Bai, J.N. Calata, and Guo-Quan Lu. Comparative thermal and thermomechanical analyses of solder-bump and direct-solder bonded power device packages having double-sided cooling capability. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 1240 – 1246 vol.2, 2004.
- [15] H. Berg and E. Wolfgang. Advanced igbt modules for railway traction applications : Reliability testing. *Microelectronics Reliability*, 38(6-8) :1319 – 1323, 1998. Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [16] M. Berth. Partial discharge behaviour of power electronic packaging insulation. In *Electrical Insulating Materials, 1998. Proceedings of 1998 International Symposium on*, pages 565 –568, sep 1998.
- [17] J. Bielen, J.-J. Gommans, and F. Theunis. Prediction of high cycle fatigue in aluminum bond wires : A physics of failure approach combining experiments and multi-physics simulations. In *Thermal, Mechanical and Multiphysics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems, 2006. EuroSime 2006. 7th International Conference on*, pages 1 –7, april 2006.
- [18] R. Binner, A. Schopper, and J. Castaneda. Gold wire bonding on low-k material : a new challenge for interconnection technology. In *Electronics Manufacturing Technology Symposium, 2004. IEEE/CPMT/SEMI 29th International*, pages 13 – 17, 14-16, 2004.
- [19] J.R. Black. Electromigration failure modes in aluminum metallization for semiconductor devices. *Proceedings of the IEEE*, 57(9) :1587 – 1594, sept. 1969.
- [20] Ilan A. Blech and Harry Sello. The failure of thin alluminum current-carrying strips on oxidized silicon. In *Physics of Failure in Electronics, 1966. Fifth Annual Symposium on the*, pages 496 –505, nov. 1966.
- [21] Mounira BOUARROUDJ-BERKANI. *Etude de la fatigue thermo-mécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour des applications de traction de véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, Ecole Normale Supérieure De Cachan, 2008.
- [22] F. Breit, E. Dutarde, J. Saiz, T. Lebey, D. Malec, and S. Dinculescu. Partial discharge detection in power modules. In *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, volume 2, pages 748 – 752 vol.2, 2002.

-
- [23] Shirley Chuah Bryan Ong, Mohd Helmy. Heavy al ribbon interconnect : An alternative solution for hybrid power packaging. *International Symposium on Microelectronics, (IMAPS)*, page 11, 2004.
- [24] C. BUTTAY. Modules et boîtiers de puissance (packaging). *Technique de l'ingénieur*, D3116 :18, 2010.
- [25] Perret C, Bousse J, Schaeffer C, and Coyaud M. Analytic modeling, optimization and realization of cooling devices in silicon technology. *Components and Packaging Technologies IEEE Transactions on*, 23(4) :665–672, 2000.
- [26] J.N. Calata, J.G. Bai, X. Liu, S. Wen, and G.-Q. Lu. Three-dimensional packaging for power semiconductor devices and modules. *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, 28(3) :404 – 412, aug. 2005.
- [27] J.N. Calata, Guo-Quan Lu, and C. Luechinger. Evaluation of interconnect technologies for power semiconductor devices. In *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2002. IThERM 2002. The Eighth Intersociety Conference on*, pages 1089 – 1096, 2002.
- [28] Michael Carchia. Fiabilité électronique / électrique. *Carnegie Mellon University*, 1999.
- [29] Alberto Castellazzi, Mauro Ciappa, Wolfgang Fichtner, Guillaume Lourdel, and Michel Mermet-Guyennet. Comprehensive electro-thermal compact model of a 3.3kv-1200a igbt-module. In *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2007. POWERENG 2007. International Conference on*, pages 405 –410, april 2007.
- [30] Y.Tronel R.Zehringer W.Fichtner C.Hager, A.Stuck. Comparison between finite-element and analytical calculations for the lifetime estimation of bond wires in igbt modules. *ISPSO'2000 TOULOUSE FRANCE*, 00 :291–294, 2000.
- [31] M. Ciappa, F. Carbognani, and W. Fichtner. Lifetime prediction and design of reliability tests for high-power devices in automotive applications. *Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on*, 3(4) :191 – 196, dec. 2003.
- [32] M. Ciappa and A. Castellazzi. Reliability of high-power igbt modules for traction applications. In *Reliability physics symposium, 2007. proceedings. 45th annual. ieee international*, pages 480 –485, april 2007.
- [33] Mauro Ciappa. Selected failure mechanisms of modern power modules. *Microelectronics Reliability*, 42(4-5) :653 – 667, 2002.
- [34] J. Curry, G. Fitzgibbon, Y. Guan, R. Muollo, G. Nelson, and A. Thomas. New failure mechanisms in sputtered aluminum-silicon films. In *Reliability Physics Symposium, 1984. 22nd Annual*, pages 6 –8, april 1984.

- [35] D., H. Morel, D. Planson, D. Tournier, P. Bevilacqua, B. Allard, R. Meuret, S. Vieillard, S. Rael, and F. MeibodyTabar. Towards an airborne high temperature sic inverter. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 3178 –3183, june 2008.
- [36] K.H. Dalal and J.F. Dickson. Design trade-offs and reliability of power circuit substrates with respect to varying geometrical parameters of direct copper bonded al₂o₃ and beo. In *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, volume 1, pages 923 –929 vol.1, oct 1995.
- [37] Jean-Louis Dalmasso. *Electronique de puissance ; commutation*. 1986.
- [38] E. M. Davis, W. E. Harding, R. S. Schwartz, and J. J. Corning. Solid logic technology : Versatile, high-performance microelectronics. *IBM Journal of Research and Development*, 44(1.2) :56 –68, jan. 2000.
- [39] Marc DEBRUYNE. Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique. *Technique de l'ingenieur*, D3278 :18, 2010.
- [40] K. DeHaven and J. Dietz. Controlled collapse chip connection (c4)-an enabling technology. In *Electronic Components and Technology Conference, 1994. Proceedings., 44th*, pages 1 –6, may 1994.
- [41] Rainer Dohle, Matthias Petzold, Robert Klengel, Holger Schulze, and Frank Rudolf. Room temperature wedge-wedge ultrasonic bonding using aluminum coated copper wire. *Microelectronics Reliability*, 51(1) :97 – 106, 2011. Copper Wire Bonding.
- [42] R. Dudek, H. Walter, R. Doering, and B. Michel. Thermal fatigue modelling for snagcu and snpb solder joints. In *Thermal and Mechanical Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems, 2004. EuroSimE 2004. Proceedings of the 5th International Conference on*, pages 557 – 564, 2004.
- [43] Laurent DUPONT. *Contribution a l'etude de la duree de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute temperature et avec des cycles thermiques de grande amplitude*. PhD thesis, Ecole normale superieure de Cachan, 61, avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN CEDEX, juin 2006.
- [44] Paul-Eric DUPUIS. Essais de vibrations : mesures et exploitation des résultats. *Technique de l'ingenieur*, BM 5160 :25, 2000.
- [45] Christoph Eberl, Ralph Spolenak, Oliver Kraft, Franz Kubat, Werner Ruile, and Eduard Arzt. Damage analysis in al thin films fatigued at ultrahigh frequencies. *Journal of Applied Physics*, 99(11) :113501 –113501–8, jun 2006.

-
- [46] T. Ebke, A. Khaddour, and D. Peier. Degradation of silicone gel by partial discharges due to different defects. In *Dielectric Materials, Measurements and Applications, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 473)*, pages 202 –207, 2000.
- [47] H.T. Granada E.I.V. Almagro. "stack bonding technique using heavy aluminum ribbon wires". *Electronics Packaging Technology Conference*, page 6, 2008.
- [48] Jacques HUETZ et jean Pierre PETIT. Notion de transfert thermique par convection. *Technique de l'ingénieur*, A1540 :52, 1990.
- [49] Zonghe Lai et Johan Liu. chapter a : Wire bonding. Technical report, The Nordic Electronics Packaging Guideline, 2000.
- [50] Bernard Eyglunent. *Manuel de thermique théorie et pratique*. 1997.
- [51] Farhad Farassat and Josef Sedlmair. More performance at lower cost - heavy aluminium ribbon bonding. Technical report, F&K Delvotec Bondtechnik GmbH, 2007.
- [52] Marina FAZZINI. *Développement de méthodes d'intégration des mesures de champs*. PhD thesis, université de Toulouse, 2009.
- [53] S. Fiedler, M. Zwanzig, R. Schmidt, E. Auerswald, M. Klein, W. Scheel, and H. Reichl. Evaluation of metallic nano-lawn structures for application in microelectronic packaging. In *Electronics Systemintegration Technology Conference, 2006. 1st*, volume 2, pages 886 –891, sept. 2006.
- [54] Joseph Fjelstad. Alternative approaches to 3-dimensional packaging and interconnection. 2004.
- [55] et al G. Coquery, R. Lallemand. Reliability improvement of the soldering thermal fatigue with alsic technology on traction high power igbt modules. *Conférence EPE*, 1999.
- [56] B. Weiss T. Licht G. Khatibi, W. Wroczewski. A fast mechanical test technique for life time estimation of micro-joints. *Microelectronics Reliability*, 48(11-12) :1822 – 1830, 2008.
- [57] S. Ganesan, Ji Wu, M. Pecht, R. Lee, J. Lo, Yun Fu, Yonghong Li, and Ming Xu. Assessment of long-term reliability in lead-free assemblies. In *Asian Green Electronics, 2005. AGECE. Proceedings of 2005 International Conference on*, pages 140 – 155, march 2005.
- [58] C. Göbl and J. Faltenbacher. Low temperature sinter technology die attachment for power electronic applications. In *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010 6th International Conference on*, pages 1 –5, march 2010.

- [59] Karsten Guth and Peter Mahnke. Improving the thermal reliability of large area solder joints in igbt power modules. *Integrated Power Systems (CIPS), 2006 4th International Conference on*, pages 1 –6, june 2006.
- [60] A. Hamidi, N. Beck, K. Thomas, and E. Herr. Reliability and lifetime evaluation of different wire bonding technologies for high power igbt modules. *Microelectronics Reliability*, 39(6-7) :1153 – 1158, 1999. European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [61] A. Hamidi, S. Kaufmann, and E. Herr. Increased lifetime of wire bonding connections for igbt power modules. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 1040 –1044 vol.2, 2001.
- [62] George Harman. *Wire bonding in microelectronics*. 3 edition, 2010.
- [63] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, and M.-H. Poech. Fast power cycling test of igbt modules in traction application. In *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on*, volume 1, pages 425 –430 vol.1, may 1997.
- [64] M. Holz, G. Hultsch, T. Scherg, and R. Rupp. Reliability considerations for recent infineon sic diode releases. *Microelectronics Reliability*, 47(9-11) :1741 – 1745, 2007. 18th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [65] Masayasu Ishiko, Masanori Usui, Takashi Ohuchi, and Mikio Shirai. Design concept for wire-bonding reliability improvement by optimizing position in power devices. *Microelectronics Journal*, 37(3) :262 – 268, 2006. 7th International Seminar on Power Semiconductor - 7th International Seminar on Power Semiconductor.
- [66] M. Ivanova, Y. Avenas, C. Schaeffer, J.-B. Dezord, and J. Schulz-Harder. Heat pipe integrated in direct bonded copper (dbc) technology for cooling of power electronics packaging. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(6) :1541 –1547, nov. 2006.
- [67] F A A Caane et J A G Furness J. A Charles. *Selection and engineering materials*. 2001.
- [68] A. Hamidi J.-H.Fabian, S. Harthmann. Partial discharge failure analysis of aln substrates for igbt modules. *Microelectronics and reliability*, 44 :6, 2004.
- [69] M. Kawaguchi M. Nakamura M. Kikuchi J. Yamada, T. Simizu and E. Thalr. The latest high performance and high reliability igbt technology in new packages with conventional pin layout. *Proc. PCIM Conf.*, page p.329, 2003.

-
- [70] Ahmed Benallal Rodrigue Desmorat Jean Lemaitre, Jean-louis Chaboche. *Mécanique des matériaux solides*. 2009.
- [71] François Hild Jean Lemaitre, Pierre-Alain Boucard. *Résistance mécanique des solides*. 2007.
- [72] R. Wayne Johnson. -d packagung : A technology review. Technical report, Auburn university, 2005.
- [73] M..Zellner-T.Licht K..Hase, G.Lefranc. A solder bumping interconnect technology for high-power devices. *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 00 :4183–4187, 2004.
- [74] Z. Khatir and S. Lefebvre. Thermal analysis of high power igbt modules. In *Power Semiconductor Devices and ICs, 2000. Proceedings. The 12th International Symposium on*, pages 271 –274, 2000.
- [75] Z. Khatir and S. Lefebvre. Boundary element analysis of thermal fatigue effects on high power igbt modules. *Microelectronics Reliability*, 44(6) :929 – 938, 2004.
- [76] R. Kirchheim. Stress and electromigration in al-lines of integrated circuits. *Acta Metallurgica et Materialia*, 40(2) :309 – 323, 1992.
- [77] B. Krabbenborg. High current bond design rules based on bond pad degradation and fusing of the wire. *Microelectronics and Reliability*, 39(1) :77 – 88, 1999.
- [78] OE K&S. Powerribbon 8012 non-destructive pulltesting for 3600plus bonders. Technical report, Kulicke & Soffa Industries Inc, 2011.
- [79] V.H. N’Guyen B. Allard V. Bley C. Martin T. Lebey P. Castelan Z. Khatir B. Schlegel et T. Vaday L. Ménager, Q.H. Luan. Etude de l’elaboration d’interconnexions électrodéposées en électronique de puissance. *Matériaux du Génie Electrique*, page 4, 2008.
- [80] Allain Marcel Le-Huy, Hoang. *Introduction à l’électronique de puissance*. Université de LAVAL département de génie électrique et de génie informatique, 2009.
- [81] T. Lebey, D. Malec, S. Dinculescu, V. Costan, F. Breit, and E. Dutarde. Partial discharges phenomenon in high voltage power modules. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 13(4) :810 –819, aug. 2006.
- [82] Pierre LEFRANC. *Etude, conception et réalisation de circuits de commande d’IGBT de forte puissance*. PhD thesis, Institut National Des Sciences Appliquées De Lyon, 2005.

- [83] Philippe LETURCQ. Composants semi-conducteurs de puissance : caractères propres. *Technique de l'ingénieur traité Génie électrique*, D 3100 :15, 1999.
- [84] Q. Liu and G-Q Lu. power chip interconnection : From wirebonding to area bonding. *The International journal of Microcircuits and ElectronicPackaging*, 23 :7, 2000.
- [85] Wei-Sun Loh, M. Corfield, Hua Lu, S. Hogg, T. Tilford, and C.M. Johnson. Wire bond reliability for power electronic modules - effect of bonding temperature. In *Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation Experiments in Microelectronics and Micro-Systems, 2007. EuroSime 2007. International Conference on*, pages 1 –6, april 2007.
- [86] Q.H. Luan, V. Bley, T. Lebey, B. Schlegel, and L. Menager. Nano copper wires interconnection for three x2014; dimensional integration in power electronics. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 278 –281, june 2008.
- [87] Vincent BLEY ... Ludovic MENAGER, Bruno ALLARD. Conditionnement des modules de puissance. *technique de l'ingénieur*, E3385 :16, 2010.
- [88] luduvic MENAGER. *Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissances 3D*. PhD thesis, Institut National Des Sciences Appliquées De Lyon, 2008.
- [89] J. Lutz, T. Herrmann, M. Feller, R. Bayerer, T. Licht, and Raed Amro. Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment. *Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on*, pages 1 –4, march 2008.
- [90] et al. M. A. Occhionero, R. A. Hay. Aluminium silicon carbide (alsic) thermal management packaging for high density packaging applications. *Conférence IMAPS*, 3830 :34–39, Denver, 1999.
- [91] P. Cova W. Fichtner M. Ciappa, F.Carbognani. A novel thermomechanics -based lifetime prediction model for cycle fatigue failure mechanisms in power semiconductors. *Microelectronics Reliability*, 42(9-11) :1653–1658, 2002.
- [92] T.J. Martens, G.F. Nellis, J.M. Pfothenauer, and T.M. Jahns. Double-sided ipem cooling using miniature heat pipes. *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, 28(4) :852 – 861, dec. 2005.
- [93] ONUKI Jin; KOMIYAMA Takao; CHONAN Yasunori; KOIZUMI Masahiro. High-strength and high-speed bonding technology using thick al-ni wire. *Materials transactions - JIM*, 43 :8, 2002,.
- [94] M.Ciappa. *Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High Power Applications*. PhD thesis, Swiss federation institute of technology ZURICH, 2000.

-
- [95] Michel Mermet-Guyennet. New structure of power integrated module. *Integrated Power Systems (CIPS), 2006 4th International Conference on*, pages 1–6, june 2006.
- [96] C. Mertens, J. Rudzki, and R. Sittig. Top-side chip contacts with low temperature joining technique (ltjt). In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 6, pages 4178–4182 Vol.6, june 2004.
- [97] Alexandre Micol. *Approche probabiliste dans la conception des modules de puissance*. PhD thesis, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2007.
- [98] G. Mitic, R. Beinert, P. Klofac, H. J. Schultz, and G. Lefranc. Reliability of aln substrates and their solder joints in igbt power modules. *Microelectronics Reliability*, 39(6-7) :1159–1164, 1999. European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [99] Toru Miyazaki and Tomoya Omata. Electromigration degradation mechanism for pb-free flip-chip micro solder bumps. *Microelectronics and Reliability*, 46(9-11) :1898–1903, 2006. Proceedings of the 17th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis. Wuppertal, Germany 3rd-6th October 2006.
- [100] K. Fennessy M.Occhionero, R. Adams. A new substate for electronics packaging : Aluminum-silicon carbide (alsic) composites. *Annual Portable by design conference*, pages 398–403, 1997.
- [101] A. Morozumi, K. Yamada, T. Miyasaka, S. Sumi, and Y. Seki. Reliability of power cycling for igbt power semiconductor modules. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 39(3) :665–671, may-june 2003.
- [102] Laurent DUPONT Mounira BOUARROUDJ-BERKANI. Fatigue des composants électroniques de puissance : Physique de défaillance. *technique de l'ingénieur*, D3126 :21, 2010.
- [103] J. Naderman, F.W. Ragay, D.G. De Vries, A. Van Eck, and J. Van de Water. Thermal resistance degradation of alloy die attached power devices during thermal cycling. In *Reliability Physics Symposium Proceedings, 1998. 36th Annual. 1998 IEEE International*, pages 248–253, 31 1998-april 2 1998.
- [104] Vh. Nguyen, P. Castelan, Z. Khatir, T. Lebey, V. Bley, N. Sewraj, Qh. Luan, and B. Schlegel. Fabrication of bottom die substrate solderless interconnection based on nano copper wires. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pages 1–9, sept. 2009.

- [105] Li ning SUN, Yue tao LIU, and Yan jie LIU. Factors governing heat affected zone during wire bonding. *Transactions of Nonferrous Metals Society of China*, 19(Supplement 2) :s490 – s494, 2009.
- [106] Soo-Won Lee Won-Chul Kim Pil-Gyu Im Jin Woong Hong Nung-Pyo Hong, Byung-Ki Song. The electrical properties of silicone gel due to curing condition. *IEEE International Conference on Conduction and Breakdown in Solid Dielectrics*, 00 :218–220, 1998.
- [107] Jacques PADET. convection thermique et massique : principes généraux. *techn*, BE8205 :23, 2005.
- [108] Jill Jordan Patrick McCluskey, Diganta Das. Packaging of power electronics for high temperature applications. *Advanced Microelectronics* ,, 25 :19–24, 1998.
- [109] Jean-Pierre PETIT. Dissipation thermique dans les systèmes électroniques. *Technique de l'ingénieur*, E3952 :16, 2001.
- [110] Gilles Poupon. Remplacement du plomb dans les alliages de soudure en microélectronique. *CEA - LETI*.
- [111] POWEREX. General considerations for igbt and intelligent power modules. *Pennsylvania*, <http://www.pwr.com/pwr/app/IGBT-Intelligent-PwrMods.pdf> :18.
- [112] Ivy Wei Qin, P. Reid, R.E. Werner, and D. Doerr. Automatic wedge bonding with ribbon wire for high frequency applications. In *Electronics Manufacturing Technology Symposium, 2002. IEMT 2002. 27th Annual IEEE/SEMI International*, pages 97 – 104, july 2002.
- [113] J. Rudzki M. Thoben A. Lindemann R. Amro, J. Lutz. "double-sided low-temperature joining technique for power cycling capability at high temperature". In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pages 10 pp. –P.10, 0-0 2005.
- [114] A. Tanaka T. Kushima H. Shimizu-S. Nonoyama . R. Saito, Y. Koike. Advanced high current, high reliable igbt module with improved multi-chip structure. In *Power Semiconductor Devices and ICs, 1999. ISPSD '99. Proceedings., The 11th International Symposium on*, pages 109 –112, 1999.
- [115] S. Ramminger, N. Seliger, and G. Wachutka. Reliability model for al wire bonds subjected to heel crack failures. *Microelectronics Reliability*, 40(8-10) :1521 – 1525, 2000. Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [116] S. Ramminger, P. Türkes, and G. Wachutka. Crack mechanism in wire bonding joints. *Microelectronics Reliability*, 38(6-8) :1301 – 1305, 1998. Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.

-
- [117] T.Rabsch J.Rudzki R.Eisele, D.Migdalek. Reliable chip contact joining. *Proceedings PCIM Europe 2009 Conference*, 00 :723–728, 2009.
- [118] Laurent RICOL. L’utilisation des logiciels de simulation d’électrotechnique en cours de suynthèse. Technical report, Lycée Technologique Régional Dhuoda de Nîmes, 2002/2003.
- [119] G.A. Rinne. Solder bumping methods for flip chip packaging. In *Electronic Components and Technology Conference, 1997. Proceedings., 47th*, pages 240 –247, may 1997.
- [120] J F ROCHE. Difinition un dissipateur thermique en milieu industriel. *Technique de l’ingénieur*, D3117 :16, 2007.
- [121] PIETRANICO S. ; POMMIER S. LEFEBVRE S. KHATIR Z. BONTEMPS S. Characterisation of power modules ceramic substrates for reliability aspects. *Microelectronics and reliability*, 49 :7, 2009.
- [122] P. Türkes S. Ramminger, G. Mitic and G. Wachutka. Thermo-mechanical simulation of wire bonding joints in power modules. *Proceedings of MSM conference Model Simul Microsyst*, pages 483 – 486, 1999.
- [123] Victor SABATÉ. Traction électrique ferroviaire :convertisseurs et moteurs. *technique de l’ingénieur*, D5502 :39, 1998.
- [124] Jean-Louis SANCHEZ and Frédéric MORANCHO. Composants semi-conducteurs :intégration de puissance monolithique. *technique de l’ingénieur*, D3110 :16, 2007.
- [125] Harry A. Schafft. Failure analysis of wire bonds. In *Reliability Physics Symposium, 1973. 11th Annual*, pages 98 –104, april 1973.
- [126] W. Schmitt and W.C. Heraeus. New silver contact pastes from high pressure sinterring to low pressure sintering. In *Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC), 2010 3rd*, pages 1 –6, sept. 2010.
- [127] H. Schneider, J.-L. Sanchez, and J. Achard. The diamond for power electronic devices. In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pages 9 pp. –P.9, 0-0 2005.
- [128] A. Schubert, R. Dudek, E. Auerswald, A. Gollbardt, B. Michel, and H. Reichl. Fatigue life models for snagcu and snpb solder joints evaluated by experiments and simulation. In *Electronic Components and Technology Conference, 2003. Proceedings. 53rd*, pages 603 –610, may 2003.
- [129] Vanessa. Smet. *Vieillissement et modes de défaillances de modules de puissance IGBT stressés en régime de cyclage thermique actif à hautes températures*. PhD thesis, Université de Montpellier 2, 2010.

- [130] S.A. Solovitz, L.D. Stevanovic, and R.A. Beaupre. Micro-channel thermal management of high power devices. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, page 7 pp., march 2006.
- [131] Johann-Peter Sommer, Thomas Licht, Hermann Berg, Klaus Appelhoff, and Bernd Michel. Solder fatigue at high-power igt modules. *Integrated Power Systems (CIPS), 2006 4th International Conference on*, pages 1 –6, june 2006.
- [132] L.D. Stevanovic, R.A. Beaupre, A.V. Gowda, A.G. Pautsch, and S.A. Solovitz. Integral micro-channel liquid cooling for power electronics. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pages 1591 –1597, feb. 2010.
- [133] Mireille Bechara ; Sombel Diahm ; Marie-Laure Locatelli ; C. Tenailleau. Dielectric,thermal and structural characterization of fluorinated parylene films for high temperature power device surface insulation. *High Temperature Electronics Network*, 2009.
- [134] M. Thoben, X. Xie, D. Silber, and J. Wilde. Reliability of chip/dcb solder joints in alsic base plate power modules : Influence of chip size. *Microelectronics Reliability*, 41(9-10) :1719 – 1723, 2001.
- [135] Oliver Schilling Thomas Schuetze, Herman Berg. The new 6.5kv igt module : a reliable device for medium voltage applications. *PCIM Conférence*, page 10, 2002.
- [136] Malay Trivedi and Krishna Shenai. Performance evaluation of high-power wide band-gap semiconductor rectifiers. *Journal of Applied Physics*, 85 :9, 1999.
- [137] E. Vagnon, J.C. Crebier, Y. Avenas, and P.O. Jeannin. Study and realization of a low force 3d press-pack power module. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 1048 –1054, june 2008.
- [138] Jérôme VALLON. *Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [139] Christian VARGEL. Propriétés générales de l'aluminium et de ces alliages. *technique de l'ingénieur*, M4661 :16, 2005.
- [140] Claudine Vasseur. Les méthodes d'assemblages. Technical report, ESIEE, 2005.
- [141] T.A.T. Vu, J.-L. Auge, and O. Lesaint. Low temperature partial discharge properties of silicone gels used to encapsulate power semiconductors. In *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2009. CEIDP '09. IEEE Conference on*, pages 421 –424, oct. 2009.

-
- [142] S. Wen and Guo-Quan Lu. Finite-element modeling of thermal and thermomechanical behavior for three-dimensional packaging of power electronics modules. In *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2000. IThERM 2000. The Seventh Intersociety Conference on*, volume 2, pages 303 –309 vol. 2, 2000.
- [143] Sihua Wen. *Design and analyses of a dimple array interconnec technique for power electronics packaging*. PhD thesis, faculty of Virginia polytechnic institute and state university, 2002.
- [144] Ronald P. Colino William W. Sheng. *Power Electronic Modules : Design and Manufacture*. 2004.
- [145] W. Wondrak. Physical limits and lifetime limitations of semiconductor devices at high temperatures. *Microelectronics Reliability*, 39(6-7) :1113 – 1120, 1999. European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [146] Wuchen Wu, Guo Gao, Limin Dong, Zhengyuan Wang, M. Held, P. Jacob, and P. Scacco. Thermal reliability of power insulated gate bipolar transistor (igbt) modules. In *Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, 1996. SEMI-THERM XII. Proceedings., Twelfth Annual IEEE*, pages 136 –141, mar 1996.
- [147] Wuchen Wu, M. Held, P. Jacob, P. Scacco, and A. Birolini. Investigation on the long term reliability of power igbt modules. In *Power Semiconductor Devices and ICs, 1995. ISPSD '95. Proceedings of the 7th International Symposium on*, pages 443 –448, may 1995.
- [148] G.Q. Lu X.Liu, X. Jing. A comparative study of wire bonding versus solder bumping of power semiconductor devices. In *Integrated Power Packaging, 2000. IWIPP 2000. International Workshop on*, pages 74 –78, 2000.
- [149] Hua Ye, Minghui Lin, and Cemal Basaran. Failure modes and fem analysis of power electronic packaging. *Finite Elements in Analysis and Design*, 38(7) :601 – 612, 2002.
- [150] youde XIONG. *Toute la résistance des matériaux*. 2006.
- [151] Chan-Su Yun, P. Malberti, M. Ciappa, and W. Fichtner. Thermal component model for electrothermal analysis of igbt module systems. *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, 24(3) :401 –406, aug 2001.
- [152] Johan Liu Zonghe Lai. Chapter a : Wire bonding. Technical report, The Nordic Electronics Packaging Guideline, 2000.

Annexe A

Équation de Maxwell

Les équations de Maxwell sont l'expression la plus générale des lois de l'électromagnétisme classique et peuvent à ce titre être considérées comme les postulats de base de cette théorie. Elle ont été établies par J.C Maxwell en 1864, ces équations définissent des grandeurs et des symboles qui caractérisent le champ électromagnétique. C'est grâce à ce jeu d'expressions qu'aujourd'hui nous pouvons modéliser basiquement les phénomènes électromagnétiques en se basant sur les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\overrightarrow{rot}(\vec{H}) &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ div(\vec{B}) &= 0 \\ \overrightarrow{rot}(\vec{E}) &= -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ div(\vec{D}) &= \rho\end{aligned}\tag{4}$$

A ces équations, se rajoutent les équations de comportement du milieu :

$$\begin{aligned}\vec{J} &= \sigma \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \epsilon \vec{E}\end{aligned}\tag{5}$$

Les grandeurs dépendant de l'espace et du temps sont le champ électrique \vec{E} en $[V/m]$, la densité de champ (ou l'induction) magnétique \vec{B} en Tesla, l'induction électrique \vec{D} en $[C/m^2]$, le champ magnétique \vec{H} en $[A/m]$ et la densité volumique de courant \vec{J} en $[A/m^2]$. μ est la perméabilité absolue du milieu, ϵ est la permittivité absolue du milieu. Lorsque on travaille dans un milieu assimilable au vide (par exemple l'air) deux constantes fondamentales sont définies : la permittivité électrique dans le vide ϵ_0 en $[F/m]$ et la perméabilité magnétique dans le vide μ_0 $[H/m]$. Dans ce cas les expressions 5 restent valables en utilisant les constantes fondamentales définies dans le vide.

La magnétostatique

Dans notre étude on s'intéresse à la détermination du champ magnétique induit par les fils d'interconnexion lorsqu'ils sont parcourus par un courant constant. Ce domaine concerne la magnétostatique car le champ magnétique est considéré invariant par rapport au temps. Dans ce cas les équations de Maxwell deviennent :

$$\begin{aligned}\operatorname{rot}(\vec{H}) &= \vec{J} \\ \operatorname{div}(\vec{B}) &= 0\end{aligned}\tag{6}$$

A ces équations se rajoutent celles qui caractérisent le milieu : $\vec{B} = \mu\vec{H}$.

L'équation 6 montre que la divergence du champ \vec{B} est toujours nul, cela veut aussi dire que nous pouvons représenter \vec{B} comme un rotationnel d'un autre champ vectoriel.

La formule 7 dite de Biot et Savart, permet de calculer le champ magnétique à partir d'une distribution de courant. Elle est inversement proportionnelle au carré de la distance entre le point d'observation et le point de calcul du champ magnétique.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint \vec{J} dV \times \frac{\vec{r}_{12}}{\|\vec{r}_{12}\|^3}\tag{7}$$

La plupart des sources utilisées en magnétostatique sont des courants circulant dans des fils. Dans le cas d'un conducteur cylindrique et si on considère que la section de ce dernier est constante, on peut donc écrire : $J d\vec{V} = JS d\vec{l} = I d\vec{l}$ ce qui nous donne une expression du champ magnétique en fonction de l'intensité de courant :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int I d\vec{l} \times \frac{\vec{r}_{12}}{\|\vec{r}_{12}\|^3}\tag{8}$$

I : intensité de courant en A, $d\vec{l}$ vecteur d'une longueur infinitésimale du circuit orienté dans le sens du courant.

Calcul de la force magnétique

Nous sommes prêts maintenant à trouver la force agissant sur un fil parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique. Le courant est constitué de particules chargées en mouvement le long du fil, avec une vitesse \vec{v} . Chaque charge subit une force transversale :

$$\vec{F} = q \vec{v} \times \vec{B}\tag{9}$$

S'il y a N charges par unité de volume, le nombre contenu dans un petit volume dV de ce fil est $N dV$. La force magnétique élémentaire totale \vec{dF} agissant sur le volume dV est la somme des forces agissant sur les charges individuelles, soit :

$$\vec{dF} = (N dV)(q \vec{v} \times \vec{B}) \quad (10)$$

Mais $N q \vec{v}$ est justement la densité de courant \vec{J} , donc

$$\vec{dF} = \vec{J} dV \times \vec{B} \quad (11)$$

D'où la force par unité de volume est $J \times B$

Si le courant est uniforme dans la section d'un fil d'aire S , nous pouvons prendre comme élément de volume un cylindre dont l'aire de la base est S et dont la longueur est dL .

$$\vec{dF} = \vec{J} \times \vec{B} S dL \quad (12)$$

Alors, nous pouvons appeler $\vec{J} S$ l'intensité de courant I dans le fil. Il s'ensuit que :

$$\vec{dF} = I \vec{dl} \times \vec{B} \quad (13)$$

La force élémentaire agissant sur l'unité de longueur d'un fil est $I \times B$ (figure 38). Cette équation conduit au résultat important suivant : la force magnétique agissant sur un fil et qui est due au mouvement des charges dans le fil, ne dépend que du courant total, et non pas de la charge portée par chaque particule ni même de son signe. Cette expression est connue sous le nom de la force de Laplace.

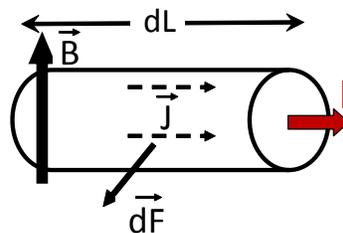


FIGURE 38 – La force magnétique agissant sur un élément de longueur d'un fil parcouru par un courant.

Principaux mécanismes de transfert de chaleur

Lors du fonctionnement d'un module de puissance la chaleur dissipée par les puces se déplace vers le système de refroidissement grâce aux mécanismes de transfert, qui sont la conduction, la convection et le rayonnement.

Conditions limites

Il existe plusieurs façons de définir les conditions limites, on peut en citer quelques unes :

- température imposée (condition de Dirichlet) : la température est donnée pour une zone spécifique ou un point particulier,

$$T = f(M, t)$$

avec M un point de la surface du système. Il existe un cas particulier : la surface isotherme alors $T = cste$.

- Densité de flux imposée (condition de Neumann) : la densité de flux de chaleur est connue sur les frontières du domaine d'étude :

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial x} = f(M, t)$$

cas particulier : la surface adiabatique ou système isolé : $-\lambda \frac{\partial T}{\partial x} = 0$.

- Transfert par convection (condition de Fourier) : continuité de flux de conduction par échange par convection en surface,

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial x} = h (T - T_\infty)$$

avec h : coefficient d'échange thermique superficiel en $W . m^{-2} . K^{-1}$, T_∞ température de référence du milieu extérieur.

La conduction

C'est la transmission de la chaleur dans la matière par vibration moléculaire. Elle concerne surtout les solides, mais aussi les liquides et les gaz pour lesquels elle est souvent négligeable par rapport à la convection ou au rayonnement.

Le flux de chaleur s'écoule d'une manière perpendiculaire aux surfaces isothermes du point le plus chaud vers le point le moins chaud . On parlera donc de flux Φ en Watt $[W]$ ou de densité de flux φ en W/m^2 .

L'équation 14 dite de Fourier donne la relation entre la densité de flux et le gradient de température qui caractérise le transfert thermique par conduction pour un milieu isotrope.

$$\varphi = -\lambda \overrightarrow{grad T} \tag{14}$$

Avec λ en $W . m^{-1} . K^{-1}$, la conductivité thermique du matériau qui caractérise sa capa-

citée à conduire la chaleur. Elle dépend en général de la température et du point considéré $\lambda(x, y, z, T)$. Dans le cas d'un matériau homogène, λ ne dépend que de la température. D'une façon générale la densité du flux conductif φ entre deux surfaces distantes de L est donné par :

$$\varphi = \frac{\lambda}{L} \Delta T = h \Delta T \quad (15)$$

Avec ΔT l'écart de la température entre les deux surfaces et h coefficient d'échange thermique par conduction.

L'expression de l'échauffement d'une paroi par conduction est déduite de la relation 15 :

$$\Delta T = \Phi_{cond} \frac{L}{\lambda S} = \Phi R_{thcond} \quad (16)$$

Avec R_{thcond} résistance thermique de conduction.

L'expression 16 montre que l'échauffement d'une paroi par conduction est proportionnelle au flux thermique transmis par conduction et à une résistance thermique de conduction. Pour réduire l'échauffement de la paroi, il faut donc que la résistance thermique de conduction soit la plus faible possible. Pour cela, la conductivité thermique du matériau et la surface de la paroi doivent être importantes, tandis que l'épaisseur de la paroi doit être la plus faible possible.

La convection

La convection est un échange de chaleur entre un fluide et la paroi d'un solide. Il s'agit d'un transfert de chaleur par transfert de masse, le fluide évacuant ou apportant la chaleur en raison du "renouvellement" dû à son débit massique. L'échange est régi par la différence de température entre le fluide et la paroi, mais aussi par la rugosité, la vitesse de l'écoulement, la turbulence...

L'ensemble des ces phénomènes physiques est caractérisé par un coefficient de convection en chacun des points de l'interface paroi-fluide, noté h_c ($W.m^{-2}.K^{-1}$) et tel que [48] :

$$\varphi_c = h_c (T_s - T_f) \quad (17)$$

φ_c représente la densité de flux de chaleur échangée par convection, T_s la température de la surface de la paroi, T_f la température du fluide.

Le calcul de h_c se fait généralement par le biais du passage par des nombres caractéristiques (nombre de Nusselt, nombre de Reynolds, etc.). Il est obtenu par l'analyse dimension-

nelle combinée avec des expériences.

Comme pour le mécanisme de conduction, une résistance thermique de convection est déterminée à partir de l'expression 17 :

$$R_{thconv} = \frac{1}{h_c S} \quad (18)$$

D'après l'expression 18 on peut dire que le mécanisme de convection est efficace si le coefficient d'échange thermique et la surface d'échange entre la paroi et le fluide sont importants.

On distingue deux types de convection selon le mouvement du fluide. Si ce mouvement n'est provoqué que par les seules différences de température, la convection est dite libre ou naturelle. Si ce mouvement résulte d'une action mécanique (pompe, mise en pression, ventilateur, etc), la convection est dite forcée. En électronique de puissance l'évacuation de la chaleur au niveau du radiateur se fait par convection naturelle ou forcée selon le système de refroidissement et les applications visées.

Le tableau 12 donne quelques fourchettes de valeurs de h_c .

	Eau	Gaz	Huiles
Convection naturelle (W/m ² K)	30-300	3-30	5-100
Convection forcée (W/m ² K)	200-7500	12-200	30-3000

TABLE 12 – Ordre de grandeur du coefficient de convection [107].

Le rayonnement

Le rayonnement thermique est la seule transmission d'énergie sans aucun support matériel. Tous corps matériel, à une température différente du zéro absolu, émet à sa surface un rayonnement électromagnétique fonction de sa température et de son état de surface, son effet étant plus marquant à des températures élevées. Il peut également absorber tout ou partie du rayonnement qu'il reçoit des surfaces environnantes du système. Ce rayonnement, caractérisé par un contenu spectral en terme de longueur d'onde est variable avec la source émettrice. Il peut s'étendre de 0.02 μm à 100 μm environ. On se limite dans cette partie à l'étude du rayonnement thermique des corps opaques c'est à dire ceux où l'émission est limitée à leur surface.

On peut exprimer la densité de flux de chaleur rayonnée pour les matériaux opaques par :

$$\varphi = \sigma \varepsilon (T_1^4 - T_2^4). \quad (19)$$

Avec σ constante de Stefan-Boltzmann ($\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \text{ K}^{-4}$), ε : émissivité thermique de la surface rayonnante sa valeur est comprise entre 0 (surface parfaitement réfléchissante) et 1 (surface parfaitement absorbante). T_1 température de la surface rayonnant, T_2 température de la surface absorbante. On remarque que le rayonnement est proportionnel à la température et à l'émissivité du matériau.

Pour linéariser l'expression de la densité de flux thermique échangé, on introduit un coefficient d'échange radiatif h_r :

$$\varphi = h_r (T_1 - T_2). \quad (20)$$

Ce coefficient $h_r = \varepsilon \sigma (T_1 + T_2)(T_1^2 + T_2^2)$, est de l'ordre de 0.5 à 10 $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \text{ K}^{-1}$ pour les applications en électronique.

On peut alors, comme pour les deux autres processus de transfert de chaleur, conduction et convection, associer au rayonnement à travers un système ($S ; \varepsilon ; T$), une résistance thermique de valeur égale à :

$$R_{thr} = \frac{1}{\varepsilon \sigma S (T_1 + T_2)(T_1^2 + T_2^2)} \quad (21)$$

On peut simplifier cette expression si on suppose que $(T_1 - T_2) < 100\text{K}$, dans ce cas on note $T_1 \sim T_2 \sim T$, d'où l'expression de la résistance thermique radiative est $R_{thr} = \frac{1}{4 \varepsilon \sigma S T^3}$.

Contrairement à ce que nous avons obtenu avec les autres modes de transfert thermique, la résistance radiative est liée directement à la température, elle est inversement proportionnelle à l'émissivité, à la surface rayonnante et au cube de la température.

Le tableau 13 donne les différentes émissivités de certains matériaux utilisés en électronique de puissance :

Matériaux	ε
Aluminium commercial poli	0.05
Aluminium anodisé	0.98
Cuivre commercial, poli	0.07
Cuivre axydé	0.85
Carbure de silicium	0.83-0.86

TABLE 13 – Émissivité de quelques matériaux. [109]

Comportement mécanique des matériaux

Comportement élastique

Le comportement élastique correspond à la droite OA de la figure 2.10a. Ce comportement est caractérisé par la réversibilité des déformations lors d'une sollicitation extérieure. Après disparition des sollicitations, le système revient à sa position initiale. Dans ce cas les contraintes et les déformations sont liées par une loi linéaire dite loi de Hook [150] :

$$\sigma = E \varepsilon \quad (22)$$

E est le module d'élasticité ou module de Young. Il représente la pente de la droite OA . Il caractérise l'aptitude du matériau à revenir dans son état initial après allongement (notion d'élasticité), lorsqu'il travaille en extension. Ce module est un scalaire dans le cas unidimensionnel de valeur numérique beaucoup plus grande que la limite d'élasticité et que la résistance de la rupture. Dans le cas tridimensionnel le module de Young est représenté par un tenseur d'ordre 6.

Le coefficient de Poisson est également défini. Il représente la contraction (ou l'expansion) latérale d'un élément sollicité en traction (ou en compression) longitudinalement :

$$\nu = \frac{D - D_0}{L - L_0} \quad (23)$$

Avec D_0 et D respectivement, le diamètre initial de l'élément et le diamètre après allongement.

Le tableau 14 donne quelques ordres de grandeur de module de Young et de coefficient de dilatation des matériaux utilisés en électronique de puissance.

Matériaux	Module de Young E (GPa)	Coefficient de Poisson ν
Aliage d'aluminium	70	0.32
Aliage de cuivre	120-150	0.34
Céramique et fibre de carbone	300	0.2
Polymères	30	0.45

TABLE 14 – Ordre de grandeur des modules de Young et des coefficients de Poisson pour divers matériaux. [71]

Comportement élasto-plastique

Contrairement au comportement élastique, le comportement élasto-plastique traduit une déformation permanente après relâchement des contraintes si le matériau est ductile, sinon une casse si le matériau est fragile (la céramique par exemple). La déformation plastique est irréversible et indépendante du temps. Cet état est caractérisé par un module tangent et une limite de résistance à la traction (Rm , cf figure 2.10a) au delà de laquelle le matériau présente une réduction localisée de sa section (cette réaction est appelée la striction). Ce phénomène entraîne une concentration de la déformation plastique conduisant finalement à la rupture complète du solide.

Les déformations plastiques s'expriment par une fonction puissance des contraintes. Par exemple dans le cas de la traction [71] :

$$\varepsilon_p = \left(\frac{\sigma - Re}{K} \right)^M \quad \text{si } \sigma \geq \sigma_y \quad (24)$$

$$\varepsilon_p = 0 \quad \text{si } \sigma < \sigma_y \quad (25)$$

Où Re est la limite d'élasticité initiale, K est le coefficient de résistance plastique et M est l'exposant d'écrouissage.

Le tableau 15 donne les valeurs pour quelques matériaux usuels à température ambiante. Ils sont obtenus par identification de la loi avec la numérisation de la courbe d'écrouissage expérimentale.

Matériaux	Re (MPa)	K (MPa)	M
Acier allié	1200	3300	3.1
Acier inoxydable	140	440	4.5
Alliage de titane	300	880	4.3
Alliage d'aluminium	90	1450	2

TABLE 15 – Ordre de grandeur des paramètres usuels lors d'une déformation plastique. [71]

Dans le cas où la contrainte mécanique appliquée est cyclique et reste inférieure à la résistance limite à la traction (Rm), la limite d'élasticité du matériau varie à chaque période de chargement et devient petit à petit égale à la valeur de la plus grande contrainte atteinte au préalable, ce phénomène est appelé écrouissage ou consolidation [70]. La figure 39 représente la courbe contrainte - déformation dans le cas d'un matériau ductile subissant une contrainte mécanique uniaxiale cyclique. La modification peut-être dans le sens d'un accroissement

et l'on parle de durcissement mais il peut également être décroissante, il s'agit alors d'un adoucissement du matériau.

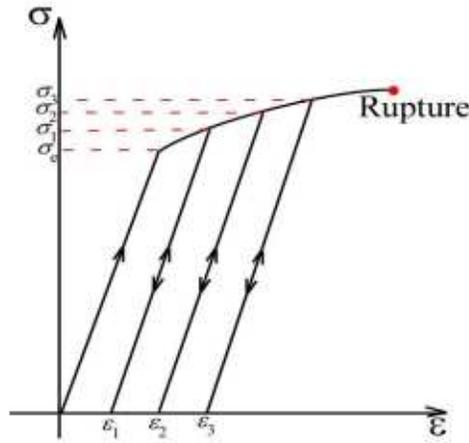


FIGURE 39 – Courbe idéalisée d'écrouissage cyclique. [21]

Fiabilité

L'expression de la fiabilité $R(t)$ est une fonction qui donne, à chaque instant, le pourcentage de composants fonctionnels sur le lot testé :

$$R(t) = \frac{N(t)}{N_{t_0}} \quad (26)$$

Avec $R(t)$: fiabilité à un instant donné ; $N(t)$: nombre des éléments du système fonctionnels à l'instant t donné ; N_{t_0} : nombre d'éléments du système initialement mis en service à $t = 0$.

Cette donnée est essentielle pour les industriels car elle permet de déterminer les risques encourus en cours de défaillance ainsi que le besoin en redondance pour les systèmes dans les applications où la sécurité des personnes est en jeu. On cherchera à atteindre un indice de fiabilité voisin de 1 signifiant que tous les systèmes mis en service sont fonctionnels.

La probabilité de défaillance $F(t)$ exprime le niveau de risque pour lequel un système ne fonctionnera pas :

$$F(t) = 1 - R(t) \quad (27)$$

A la probabilité de défaillance est associée la densité de probabilité de défaillance notée $f(t)$:

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} \quad (28)$$

Dès lors, le taux de défaillance $\lambda(t)$, peut-être introduit. Il correspond à la probabilité d'apparition d'une défaillance à un instant t au cours du fonctionnement du produit :

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} \quad (29)$$

L'expérience montre que pour la plupart des composants, et en particulier pour les composants électroniques, le taux de défaillance suit une courbe en "baignoire" représentée sur la figure 40.

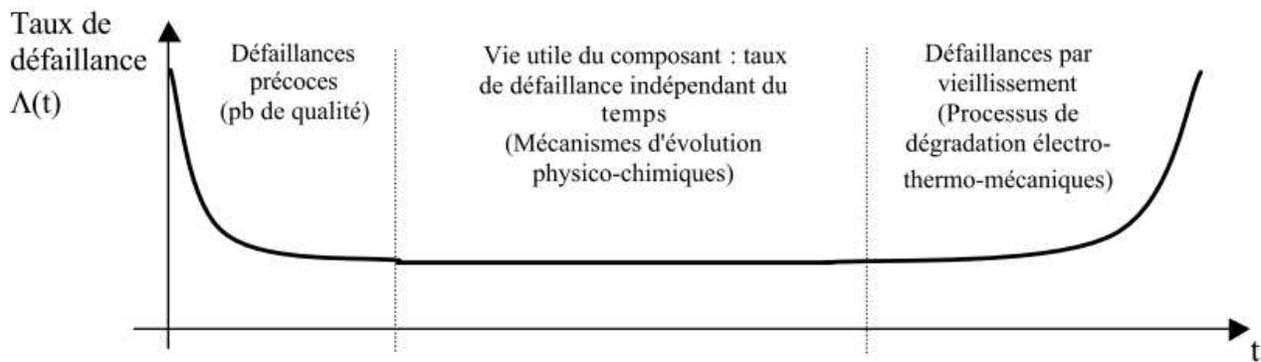


FIGURE 40 – Taux de défaillance en fonction du temps pour un composant électronique. [138]

Cette courbe fait apparaître trois types de défaillance distincts, selon la durée de fonctionnement :

- la première partie de cette courbe correspond aux erreurs de conceptions ou de fabrication. Le taux de défaillance est décroissant en fonction du temps de fonctionnement. Pour les produits vendus aujourd'hui, cette zone peut-être minimisée, voire pratiquement annulée. En effet, les fabricants des modules de puissance ont mis en oeuvre différents tests pour vérifier la qualité des composants en sortie des chaînes de fabrication. Par exemple les tests effectués par Mitsubishi sur les modules IGBT [111].
- La deuxième partie constitue la zone de vie utile des composants. Le fonctionnement à taux de défaillance constant résulte de l'apparition de mécanismes de dégradation internes et aléatoires donc indépendants du temps. Ces mécanismes de dégradation sont liés à des altérations physico-chimiques au sein du composant. Le taux de défaillance dans cette zone est donnée en FIT (Failure In Time) ou temps avant défaillance. Un FIT correspond à une probabilité de 10^{-9} défaillance par heure. Par exemple, le

taux de défaillance pour un transistor “petit signal” est annoncé à 7.5 FIT pour une température de 40°C.

- La dernière partie représente les défaillances systématiques d’usure ou de vieillissement. Le taux de défaillance augmente avec le temps d’utilisation sous contraintes du dispositif. Pour les composants électroniques cette zone est très nettement au-delà de la durée de vie globale d’un équipement qui peut-être estimée à 20 ans. Le cyclage en puissance ou en température peut fortement dégrader cette durée de vie.

Le temps moyen avant l’apparition de la première panne *MTTF* (*Mean Time To Failure*) qui correspond au temps moyen jusqu’à l’occurrence de la première défaillance, peut également être défini :

$$MTTF = \int_0^{+\infty} R(t) dt \quad (30)$$

En électronique de puissance, hors cyclage thermique, beaucoup de campagnes d’essais de fiabilité ont montré que le taux de défaillance élémentaire des composants est constant (zone centrale de la courbe en baignoire). Dans ce cas là, la fiabilité est décrite par une simple loi exponentielle, le *MTTF* est grandement simplifié à l’inverse du taux de défaillance [102] :

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad \rightarrow \quad MTTF = \frac{1}{\lambda} \quad (31)$$

Dans le cas des fils d’interconnexion, le *MTTF* peut être confondu au *MTBF* (*Mean Time Between Failure*) car les fils d’interconnexion ne sont jamais réparables. Dans ce cas, lorsque $t = MTTF$, il y a 63% de chance que le composant soit défaillant ¹.

L’étude de la fiabilité des modules de puissance passe nécessairement par la réalisation d’essais nombreux et longs, sous contraintes fixes. Ces contraintes sont choisies (haute température, forte densité de courant, tension élevée, etc.) de manière à accélérer les processus provoquant la dégradation et (ou) le vieillissement des composants de puissance. La tableau 2.2 résume ces différents essais utilisés en traction ferroviaires pour caractériser la fiabilité des modules de puissance.

1. $t = MTTF = \frac{1}{\lambda} \Rightarrow R(t) = e^{-\lambda(1/\lambda)} = \frac{1}{e} = 37\% \Rightarrow F(t) = 1 - R(t) = 63\%$

Annexe B

Calcul du coefficient de rayonnement

Une étude de rayonnement nous permet d'estimer le rayonnement du fil vers un milieu extérieur à température ambiante.

Le calcul du coefficient de rayonnement donne :

$$h_r = \frac{\Phi_r}{S(T_f - T_a)} = \frac{\sigma \varepsilon S (T_f^4 - T_a^4)}{S (T_f - T_a)} \quad (32)$$

Avec

h_r Coefficient de rayonnement thermique $W m^{-2}K$,

$\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} W.m^{-2}.K^{-4}$ Constante de Boltzman ,

$\varepsilon = 0.06$ Émissivité de l'aluminium,

T_f Température du fil en $^{\circ}K$,

T_a Température ambiante en $^{\circ}K$,

Le développement du terme en puissance 4 donne :

$$h_r = \frac{\sigma \varepsilon (T_f^2 + T_a^2) (T_f^2 - T_a^2)}{(T_f - T_a)} = \frac{\sigma \varepsilon (T_f^2 + T_a^2) (T_f + T_a)(T_f - T_a)}{(T_f - T_a)} \quad (33)$$

Après simplification de cette équation, nous obtenons l'expression suivante du coefficient de rayonnement :

$$h_r = 4 \sigma \varepsilon \frac{(T_f - T_a)^3}{2} \quad (34)$$

Cette formule est valable si nous supposons que la température du fil est proche de celle de l'extérieur ce qui nous permet d'écrire :

$$(T_f^2 - T_a^2)(T_f - T_a) \simeq 4 \frac{(T_f - T_a)^3}{2}$$

L'application numérique donne une valeur de $1.04 W, .m^{-2} .^{\circ}K$ du coefficient du rayonne-

ment.

On voit bien que le coefficient du rayonnement peut être négligé en première approximation devant celui de la convection naturelle qui est de l'ordre de $40 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}$.

Calcul magnétostatique

Calcul du champ magnétique

Le calcul du champ magnétique en un point M_1 induit par un élément de longueur dl en utilisant la loi de Biot et Savart donne :

$$\vec{dB}_1(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \vec{dl} \times \frac{\vec{PM}_1}{\|\vec{PM}_1\|^3} \quad (35)$$

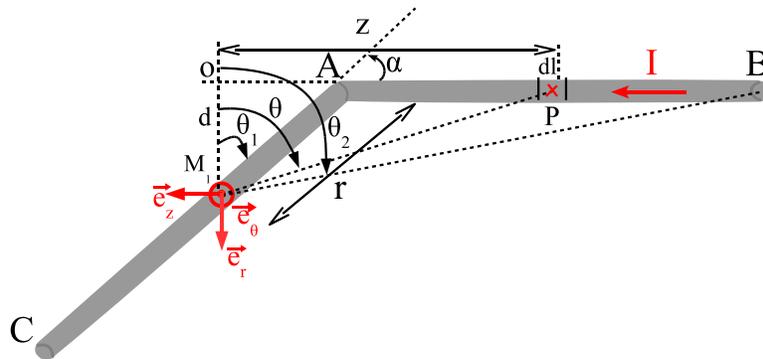


FIGURE 41 – Détails sur les paramètres utilisés pour le calcul du champ magnétique.

D'après la figure 3.8 du chapitre 3 on peut écrire que :

$$\vec{dl} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ dz \end{pmatrix}$$

$$\vec{PM}_1 = \begin{pmatrix} d \\ 0 \\ z \end{pmatrix}$$

Le calcul du module du \vec{PM}_1 donne $\|\vec{PM}_1\| = \sqrt{z^2 + d^2}$

Ce qui donne pour le champ magnétique :

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ dz \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} d \\ 0 \\ z \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{z^2 + d^2}^3}$$

Le calcul du produit vectorielle donne l'expression final du champ magnétique élémentaire suivante :

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{d}{\sqrt{d^2 + z^2}^3} dz \vec{e}_\theta \quad (36)$$

Pour le calcul du champ magnétique total, nous allons introduire un changement de variable suivant :

$$\tan \theta = \frac{z}{d} \quad \Rightarrow \quad dz = \frac{d}{\cos^2(\theta)} d\theta$$

Ce qui donne pour le calcul du module du $\overrightarrow{PM_1}$:

$$\|\overrightarrow{PM_1}\| = \sqrt{z^2 + d^2} = d \sqrt{1 + \frac{z^2}{d^2}} = d \sqrt{1 + \tan^2(\theta)} = \frac{d}{\cos(\theta)}$$

Nous remplaçons l'expression de dz ainsi que celle de PM dans l'équation 36 ce qui donne :

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{\cos(\theta) d\theta}{d} \vec{e}_\theta \quad (37)$$

L'intégration de l'équation 37 entre θ_1 et θ_2 nous donne le champ magnétique total induit par AB en M_1

$$\overrightarrow{dB_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi d} I \int_{\theta_1}^{\theta_2} \cos(\theta) d\theta \vec{e}_\theta \quad (38)$$

Donc le champ magnétique total obtenu après intégration est donné par l'équation 39

$$\overrightarrow{B_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi d} I (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \vec{e}_\theta \quad (39)$$

Dans le cas particulier où le point M_1 est très proche du coude d'inclinaison tel que le segment AB est considéré comme infini, $\theta_1 = (\frac{\pi}{2} - \alpha)$ et $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$. De plus, nous avons $d = r \sin(\alpha)$. En conséquence, l'expression du champ magnétique total devient :

$$\overrightarrow{B_1}(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi r} I \frac{(1 - \cos(\alpha))}{\sin(\alpha)} \vec{e}_\theta \quad (40)$$

On peut encore simplifier l'équation 40 en utilisant quelques transformations trigonométriques :

$$\begin{aligned} 1 - \cos(\alpha) &= 2 \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ \sin(\alpha) &= 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{aligned}$$

Si on remplace ces deux expressions dans l'équation du champ total, nous obtenons :

$$\vec{B}_1(M_1) = \frac{\mu_0}{4\pi r} I \frac{2 \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \vec{e}_\theta = \frac{\mu_0}{4\pi r} I \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) \vec{e}_\theta \quad (41)$$

Nous avons donc déterminé le champ magnétique total créé par le segment AB sur un point M_1 du segment AC , cette expression est fonction de " r " et de " α " pour une intensité de courant constante I .

Calcul des forces

A partir de la formule de Laplace nous pouvons calculer la force propre élémentaire exercée sur le fil et induite par le champ magnétique \vec{B}_1 .

Nous avons donc :

$$d\vec{f}_1 = I d\vec{l} \times \vec{B}_1 \quad (42)$$

Tel que :

$$\begin{aligned} d\vec{l} &= \begin{pmatrix} dr \\ 0 \\ dz \end{pmatrix} \\ \vec{B}_1 &= \begin{pmatrix} 0 \\ B_1 \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

En remplaçant l'expression du vecteur élémentaire et du champ magnétique dans l'équa-

tion 42 nous obtenons l'expression de la force élémentaire :

$$\vec{df}_1 = I \begin{pmatrix} dr \\ 0 \\ dz \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 0 \\ B_1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Le calcul du produit vectoriel donne :

$$\vec{df}_1 = I (B_1 dr \vec{e}_z - B_1 dz \vec{e}_r) \quad (43)$$

Avec

$$\vec{dl} = \begin{pmatrix} dl \cos(\alpha) \\ 0 \\ dl \sin(\alpha) \end{pmatrix}$$

Au final l'expression de la force élémentaire par unité de longueur est obtenue à partir de l'équation 43 en remplaçant les expressions du champ magnétique et du vecteur élémentaire :

$$\vec{df}_1 = \frac{\mu_0}{4\pi r} I^2 \left(\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) (\sin(\alpha) \vec{e}_z - \cos(\alpha) \vec{e}_r) dl \right) \quad (44)$$

On peut écrire l'équation 44 sous forme d'un rapport entre la force élémentaire \vec{df}_1 et l'unité de longueur \vec{df}_1 ce qui donne :

$$\frac{\vec{df}_1}{dl} = \frac{\mu_0}{4\pi r} I^2 \left(\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) (\sin(\alpha) \vec{e}_z - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \vec{e}_r) \right) \quad (45)$$