



HAL
open science

Contribution à l'intégration d'un indicateur de vieillissement lié à l'état mécanique de composants électroniques de puissance

Emmanuel Marcault

► **To cite this version:**

Emmanuel Marcault. Contribution à l'intégration d'un indicateur de vieillissement lié à l'état mécanique de composants électroniques de puissance. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Toulouse, 2012. Français. NNT: . tel-00728764

HAL Id: tel-00728764

<https://theses.hal.science/tel-00728764v1>

Submitted on 6 Sep 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Université
de Toulouse

THÈSE

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

Délivré par :
Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA Toulouse)

Discipline ou spécialité :
Micro-nanoélectronique

Présentée et soutenue par :
Emmanuel MARCAULT

le : 25 mai 2012

Titre :

Contribution à la conception d'un indicateur de vieillissement lié à l'état
mécanique de composants électronique de puissance

JURY

Mme Colette LEVADE
M. Eric WOIRGARD
M. Frédéric RICHARDEAU
M. Philippe DUPUY

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

LAAS-CNRS

Directeur(s) de Thèse :

M. Jean-Marie DORKEL
Mme Marie BREIL-DUPUY

Rapporteurs :

M. Zoubir KHATIR
M. Stéphane LEFEBVRE

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du groupe Intégration des Systèmes de Gestion de l'Energie "ISGE" du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes "LAAS" du CNRS à Toulouse. Je remercie Monsieur Raja CHATILA, Monsieur Jean-Louis SANCHEZ et Monsieur Jean ARLAT directeurs successifs du LAAS ainsi que Madame Marise BAFLEUR, responsable du groupe ISGE pour m'avoir accueilli au laboratoire et permis d'entreprendre ce travail de thèse.

Ce travail, qui a abouti à la rédaction de ce mémoire, a été réalisé sous la direction de Monsieur Jean-Marie DORKEL, Professeur Emérite à l'INSA de Toulouse et Marie BREIL, Chargée de Recherche au CNRS. Je tiens à les remercier très chaleureusement pour leur aide et leur gentillesse et recommencerais avec plaisir ce travail sous leur direction.

Je tiens également à remercier Messieurs Zoubir KHATIR, Directeur de recherche à l'INRETS et Stéphane LEFEBVRE, Professeur au SATIE qui ont accepté la tâche d'être rapporteur de mes travaux de thèse. Je remercie également Eric WOIRGARD Professeur à l'IMS qui a accepté de présider mon jury ainsi que tous les autres membres du jury : Frédéric RICHARDEAU, Professeur au Laplace ; Colette LEVADE, Maître de conférences au CEMES et Philippe DUPUY, Responsable d'une ligne de produit Freescale pour leur remarques et l'intérêt porté à mes travaux.

Je souhaite également remercier Monsieur Abdelhakim BOURENNANE, Maître de conférences à l'IUT de Toulouse pour son soutien, ses conseils et les discussions scientifiques que nous avons pu échanger autour de nombreux cafés. Sans oublier Monsieur Patrick TOUNSI, Maître de conférence à l'INSA de Toulouse pour son soutien et bien sûr, tous les autres membres permanents du groupe ISGE que j'ai côtoyés avec plaisir durant ces années de thèses.

J'adresse également un grand merci à Claude LAFFORE, secrétaire du groupe ISGE, sans qui, les départs en conférences seraient plus que compliqués.

Je souhaite aussi remercier mes colocs de bureau : Gaëtan qui m'a aidé à me sortir de la galère des simulations, et qui au fil des années est devenu un véritable expert SENTAURUS, Hakim, le spécialiste de l'IGBT et Hussein, le joueur d'échecs invétéré.

Je voudrais aussi remercier tous les doctorants, post-doctorant et anciens du laboratoire pour leur bonne humeur durant ces années de thèse : Nico, Antoine, Emilie, Laurent, Ben, Aude, Mélu, Vincent, Dariga, Mimo, ...

Merci également à toutes les personnes que je n'ai pas citées et qui ont, de près ou de loin, participé à la réalisation de ce travail. Merci pour leur sympathie et simplement pour le plaisir que j'ai eu à les côtoyer quotidiennement.

Pour finir, je souhaite remercier ma maman, mes grands-parents maternels et Amélie pour m'avoir soutenu et encouragé toutes ces années d'étude, pendant la thèse et même avant. Aujourd'hui, c'est enfin fini!

Table des matières

Table des matières	7
Table des figures	11
Liste des tableaux	19
1 État de l'art sur le vieillissement des modules électronique de puissance et son suivi	23
1.1 Introduction	23
1.2 Les composants de puissance à effet de champ	23
1.2.1 Le transistor LDMOS	24
1.2.2 Le transistor VDMOS et l'IGBT	25
1.2.3 Les transistors HDMOS	26
1.2.4 La technologie Smart Power	28
1.3 L'assemblage	28
1.3.1 Les brasures	29
1.3.2 Les connexions	31
1.3.3 La passivation	31
1.3.4 L'encapsulation	32
1.4 Effets des contraintes électro-thermo-mécaniques dans les assemblages de puissance	32
1.4.1 Reconstruction de la métallisation	33
1.4.2 Fissuration et délamination des brasures	35
1.4.3 Electromigration, thermomigration et "stressmigration"	36
1.5 Fiabilité	36
1.5.1 Notion de fiabilité	36
1.5.2 Estimation statistique de la durée de vie à partir de tests de vieillissement accéléré	38
1.5.3 Analyse des modes de défaillance à partir d'outils de simulation par éléments finis	39
1.5.4 Surveillance et sécurité des composants	41
1.6 Les capteurs de contraintes mécaniques à base de silicium	45
L'effet piézorésistif	45
L'effet piézojonction	46
L'effet piézotunnel	46
L'effet piézoMOS	47
1.7 Conclusion	47

2	Influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques d'une cellule VDMOS	49
2.1	Introduction	49
2.2	Silicium et contraintes mécaniques	49
2.2.1	Déformation élastique des solides	49
	Influence de la température sur le module d'Young	53
2.2.2	Influence sur la structure de bandes du silicium	54
2.2.3	Influence des contraintes mécaniques sur le transport de charges et leur modélisation	56
	Approche microscopique	57
	Approche piézorésistive	59
2.2.4	Bilan, approche "microscopique" ou approche "piézorésistive" ?	62
2.3	Impact des contraintes mécaniques sur les paramètres électriques d'un transistor VDMOS	65
	Choix de la structure étudiée	65
	Choix des modèles physiques utilisés	66
2.3.1	Fonctionnement à l'état bloqué	67
	Tension de claquage	67
	Courant de fuite	69
2.3.2	Fonctionnement dynamique	70
2.3.3	Fonctionnement à l'état passant	72
	Tension de seuil	72
	Caractéristique $I_D(V_{DS})$	73
	Résistance à l'état passant	78
2.3.4	Diode structurelle	81
2.3.5	Conclusion partielle	82
2.4	Compensation des effets thermiques	83
2.4.1	Résistance à l'état passant	84
2.4.2	Point de Coefficient thermique nul (point "CTN")	85
2.5	Conclusion	86
3	Influence du vieillissement de l'assemblage sur les caractéristiques électriques d'un VDMOS	89
3.1	Notions de mécanique liée au vieillissement	89
3.1.1	Contraintes thermo-mécaniques	89
3.1.2	Lois de comportement des solides	91
	Critère de von Mises	91
	Déformation réversible : la déformation élastique ($\sigma_{eq} < R_e$)	91
	Déformation permanente : la déformation plastique ($\sigma_{eq} > R_e$)	92
	Dépendance thermique et temporelle : la viscoplasticité	95
	Modèles unifiés	96
	Bilan	97
3.2	Simulation du vieillissement de la brasure	97
3.2.1	Protocole de simulation	97
3.2.2	Choix de la structure et paramètres des matériaux	99
3.2.3	Résultats de simulation du vieillissement mécanique de la brasure	100

	Influence du vieillissement mécanique de la brasure sur la résistance à l'état passant	103
	Influence du vieillissement mécanique de la brasure sur le coefficient thermique nul	104
3.3	Vieillissement de la métallisation de source	104
3.3.1	Description du test de vieillissement	105
3.3.2	Mesure de la résistivité de source par la technique des quatre pointes . . .	106
3.3.3	Évolution de la résistance à l'état passant et du Coefficient Thermique Nul lors du vieillissement de la métallisation de source	107
3.3.4	Évolution des contraintes mécaniques du composant lors du vieillissement de la métallisation de source	109
3.3.5	Résultats de simulation	112
3.4	Mesure de l'évolution du point "CTN" lors d'un test de vieillissement passif . . .	115
3.4.1	Vieillissement accéléré des composants par cyclage passif	117
3.4.2	Influence du vieillissement sur les caractéristiques électriques	118
3.5	Conclusion	118

Table des figures

1.1	Caractéristiques électriques d'un MOSFET standard.	24
1.2	Schéma de principe d'un MOSFET à canal N à enrichissement.	25
1.3	Représentation schématique d'un transistor VDMOS (a) et d'un IGBT (b).	26
1.4	Domaines d'utilisation des composants de puissance [64].	26
1.5	Comparaison de la densité de cellules entre un MOSFET et un HDMOS. Chaque carré représente un transistor [42].	27
1.6	a) Coupe d'un transistor HDMOS [42], b) comparaison des différentes résistances composant la R_{DSon} d'un VDMOS standard et d'un HDMOS [42].	27
1.7	Composant Smart Power Freescale Semiconductor de type quad 15 $m\Omega$ (SPQ-15) dont le boîtier protecteur a été éliminé par attaque chimique.	28
1.8	Assemblage traditionnel d'un module de puissance à base de transistors verticaux (VDMOS, HDMOS, IGBT, ...).	29
1.9	a) Photographie d'un composant SPQ-15 utilisant un boîtier PQFN (Power Quad Flat No-lead) ouvert par attaque chimique, monté à la surface d'un circuit imprimé ; b) Coupe verticale d'un boîtier PQFN monté à la surface d'un circuit imprimé [81].	29
1.10	Préforme du joint de brasure d'un boîtier PQFN (Power Quad Flat No-lead) utilisé pour l'assemblage des composants SPQ-15 [81].	31
1.11	Représentation schématique d'un claquage externe et localisation de la couche de passivation.	32
1.12	Types courants de boîtier de puissance.	32
1.13	Variations thermique et électro-thermique d'un assemblage de puissance.	33
1.14	Métallisation d'émetteur d'une puce IGBT avant (a) et après cyclage actif (b)[63].	34
1.15	Dégradation de fil de connexion : a) fissuration d'un pied de fil de connexion [102], b) levée d'un fil de connexion [63].	34
1.16	a) Effet de la présence d'une couche de polymère sur la variation de tension émetteur-collecteur d'un IGBT soumis à des cycles thermiques ($T_1=65\text{ C}$, $T_{max}=125\text{ C}$, $t_{on}=0,8s$ avec un rapport cyclique de 0,5 [14]), b) Puce connectée avec des rubans de connexion [3].	35
1.17	a) Courbe d'hystérésis de la contrainte mécanique en fonction de la déformation d'une brasure subissant des cycles thermiques répétés de 25°C à 125°C [92] ; b)Image MEB d'un bord de brasure en SnPbAg sur lequel on observe un début de délamination due à un cyclage thermique [97].	36
1.18	Evolution du taux de défaillance au cours de la vie d'un composant.	38

1.19	Exemples de défaillances :	
	a) défaillance de jeunesse, mauvais alignement du pied de fil avec la zone de prise de contact électrique [63]	
	b) défaillance aléatoire, défaillance d'un transistor causé par une surcharge électrique[80]	
	c) défaillance d'usure, levée d'un fil de connexion [63].	38
1.20	Comparaison, pour deux matériaux différents, de l'accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure soumis à des cycles thermiques. a) Accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure en SnPb après 2 cycles thermiques [97]. b) Accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure en SnAgCu après 2 cycles thermiques [97].	40
1.21	a) Profil de température obtenu par [93] après une impulsion de 25 W pendant 5 ms sur la structure simulée avec ANSYS. b) Modélisation ANSYS de la variation de la microstructure d'une couche de métallisation réalisée par [93] lors de l'application d'une succession d'impulsions de puissance (un pulse donnant le profil de température présentée figure 1.21a. L'état initial correspond à une température de 125°C uniformément répartie dans la couche de métallisation.	41
1.22	Exemples de capteur piézoresistifs intégrés :	
	a) Photographie d'un capteur piézorésistif permettant d'estimer l'état mécanique d'un assemblage électronique [86].	
	b) Photographie d'un capteur piézorésistif permettant de détecter le bon positionnement des fils de connexion [49].	42
1.23	Effets "piézo" du silicium [23].	45
1.24	Schéma de principe d'un pont de mesure piézorésistif [56].	46
1.25	a) Structure de la jonction latérale utilisée par [22] pour réaliser une jauge piézo-tunnel. La longueur totale est de 95 μm et la largeur de 40 μm .	
	b) Layout d'un capteur de pression utilisant une combinaison de piézorésistances et de jonctions piézo-tunnel afin de rendre le capteur indépendant de la température. La taille de la puce est de 16 mm^2 [22].	47
2.1	Structure cristalline du silicium (CFC).	50
2.2	Variations de l'énergie d'interaction entre deux atomes en fonction de leur distance.	51
2.3	Schéma des déformations élastiques provoquées par différentes sollicitations [17].	
	a) Contrainte de traction uni-axiale σ_x . b) Contrainte de cisaillement τ_{xy} dans le plan xy. c) Pression hydrostatique p.	52
2.4	Module d'élasticité (a), coefficient de Poisson (b) et module de cisaillement (c) calculés dans le plan (100) par [43].	53
2.5	Évolution du module d'Young de différents matériaux en fonction de la température :	
	a) Pour le silicium.	
	b) Pour une couche d'aluminium de faible épaisseur	54
2.6	Première zone de Brillouin du silicium. Les points et l'axe de symétrie les plus importants sont : Γ à $\pi/a(0, 0, 0)$ et L à $\pi/a(1/2, 1/2, 1/2)$ le long de l'axe $\langle 111 \rangle$ (Λ); X à $\pi/a(1, 0, 0)$ le long de l'axe $\langle 100 \rangle$ (Δ); K à $\pi/a(3/4, 3/4, 0)$ le long de l'axe $\langle 110 \rangle$ (Σ)[7].	55
2.7	Structure de bandes du silicium déterminée par un modèle kp : a) silicium non contraint et b) silicium contraint en tension biaxiale par une couche de $\text{Si}_{0,6}\text{Ge}_{0,4}$ [72].	56

2.8	Surfaces d'isoénergies à 39 meV des bandes $E_{V,1}$ et $E_{V,2}$ pour des contraintes biaxiales en tension et en compression appliquées dans le plan (001). Pour chaque surface d'isoénergie, les masses effectives de conductivité sont représentées pour les directions [001] et [110] [31].	56
2.9	Population des porteurs d'un semiconducteur intrinsèque et niveau de Fermi[75]. . .	59
2.10	Facteur de piézorésistance P(N,T) en fonction de la température et de la concentration en impuretés pour du silicium de type N et P [45].	61
2.11	Principe du calcul de l'influence des contraintes mécaniques sur les propriétés du transport électronique des porteurs dans le silicium, adapté de [73] et [32].	63
2.12	Mobilité des électrons dans le silicium intrinsèque en fonction de la déformation pour une contrainte mécanique appliquée suivant [100] (a) et [110] (b). La mobilité est tracée en fonction de la direction de la contrainte mécanique appliquée et suivant deux directions orthogonales et pour différentes méthodes de calcul. En trait plein : méthode FBMC (Full Band Monte Carlo), en pointillés : méthode ABMC (Analytical Band Monte Carlo) et les cercles indiquent le changement de mobilité calculé à partir des coefficients piézoresistifs[95]	64
2.13	a) Temps de calcul CPU pour la simulation d'une rampe en tension drain-source de 0 à 1V pour une tension grille-source de 12V. Cette rampe est appliquée sur la structure 3D présentée figure 2.13b pour différentes approche permettant de calculer l'impact des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques de la structure. b) Structure VDMOS utilisée pour les tests de temps de calcul.	64
2.14	Relation entre la maille cristalline et l'orientation d'un wafer (100) [66]. α est l'angle formé par la structure simulée et l'orientation cristallographique de référence [110] (perpendiculaire au méplat d'un wafer (100)).	65
2.15	Profils des contraintes mécaniques hydrostatiques (figure 2.3 c) appliquées et profils de dopage de la structure 2D simulée.	66
2.16	Localisation des zones de claquage couramment rencontrées (a) et champ électrique atteint au moment du claquage pour la structure simulée (b).	67
2.17	Coupe verticale de la vitesse des porteurs dans la région de charge d'espace où le taux d'impact par ionisation est maximal lors du premier claquage pour différentes contraintes mécaniques. a) Contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal. b) Contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal.	68
2.18	Taux d'impact par ionisation atteint pour une tension drain-source $V_{DS} = 49,5V$. a) Contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal. b) Contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal.	69
2.19	Évolution de la tension de claquage sous l'effet des contraintes mécaniques (a) et de la température (b).	69
2.20	Variation du courant de fuite.	70
2.21	Circuit de charge de grille à courant constant utilisé lors des simulations de commutation.	71
2.22	Evolutions des tensions de grille, de drain et du courant de drain en fonction du temps lors d'une charge de grille à courant constant pour différentes contraintes mécaniques.	71
2.23	Caractéristiques I_D-V_{GS} à $V_{DS}=0,1V$ et pour différentes contraintes mécaniques appliquées de manière uniforme sur la structure présentée figure 2.15.	73
2.24	Variation de la tension de seuil.	73

2.25	Caractéristiques courant tension pour différentes contraintes mécaniques appliquées de manière uniforme sur la structure présentée figure 2.15.	74
2.26	Caractéristique courant tension pour des contraintes mécaniques biaxiales.	74
2.27	Contraintes mécaniques réparties	75
2.28	Caractéristiques courant tension pour différentes contraintes mécaniques appliquées parallèlement à la direction du canal (σ_{xx}), de manière répartie sur la structure comme présenté figure 2.27 (a) et de manière uniforme (b).	76
2.29	Caractéristiques courant tension pour différentes contraintes mécaniques appliquées perpendiculairement à la direction du canal (σ_{yy}), de manière répartie sur la structure comme présenté figure 2.27 (a) et de manière uniforme (b).	76
2.30	Impact de la température : a) tracé de la fonction $\left(\frac{T}{T_0}\right)^{-\alpha_\mu}$ pour $\alpha_\mu = 1,5$ b) Caractéristiques courant tension pour différentes températures en l'absence de contraintes mécaniques.	77
2.31	Caractéristiques courant tension (trait plein, échelle de gauche) et température moyenne du composant (pointillés, échelle de droite) pour différentes contraintes mécaniques	78
2.32	Coupe schématique du transistor VDMOS étudié et localisation des principales composantes de sa résistance à l'état passant.	79
2.33	Résistance à l'état passant. a) Contribution des différentes résistances constituant la résistance à l'état passant pour une tension grille-source de 12V. b) Variation de chaque résistance constituant la résistance à l'état passant pour différentes contraintes extérieures et pour une tension grille-source de 12V.	79
2.34	Evolution de la résistance à l'état passant pour une tension $V_{GS}=12V$: a) en fonction des contraintes mécaniques à une température de 25°C. b) en fonction de la température et en l'absence de contraintes mécaniques.	80
2.35	Evolution de la résistance à l'état passant en fonction de la tension grille-source : a) pour différentes variations de contraintes mécaniques, à 25°C. b) pour différentes variations de température et en l'absence de contraintes mécaniques.	80
2.36	Coupe schématique du transistor VDMOS étudié et localisation de la diode structurale dite "body diode".	81
2.37	Evolution de la caractéristique directe de la diode structurale en fonction des contraintes mécaniques.	82
2.38	Evolution de la caractéristique directe de la diode structurale en fonction de la température.	82
2.39	Evolution de la résistance à l'état passant : a) en fonction de la contrainte mécanique appliquée, b) en fonction de la température pour une contrainte mécanique nulle.	84
2.40	Evolution de la résistance à l'état passant après correction de la température.	85
2.41	Mise en évidence du point de fonctionnement à coefficient thermique nul à partir des caractéristiques I_D-V_{GS} à $V_{DS}=0,1V$	86
2.42	Mise en évidence de l'influence des contraintes mécaniques et de la polarisation drain-source sur le coefficient thermique nul.	86
3.1	Contraintes et déformations dans un assemblage de matériaux hétérogènes, résultats de simulation COMSOL pour $T_{ref}=323K$, $\alpha_1=2.10^{-5}K^{-1}$ et $\alpha_2=1.10^{-5}K^{-1}$	90
3.2	Distribution des contraintes dans un élément solide [37].	90
3.3	Courbe de contrainte-déformation d'un matériau en traction.	91

3.4	a) Courbe d'écrouissage d'un matériau plastique subissant plusieurs chargements, b) Courbe contrainte-déformation d'un alliage de brasure [92]	92
3.5	Représentation graphique de la fonction de charge f	93
3.6	Modèles classiques de comportement élasto-plastique	94
3.7	Différentes phases de fluage apparaissant au cours d'un essai de fluage à température et contrainte constantes.	95
3.8	Protocole 1.	98
3.9	Protocole 2.	98
3.10	Protocole 3.	98
3.11	Évolution de la limite élastique du cuivre en fonction de son épaisseur tracée à partir des données de [104].	100
3.12	Cycle thermique appliqué pour les simulations de vieillissement	101
3.13	101
3.14	Répartition des contraintes de von Mises dans la structure avant cyclage (a) et après 150 cycles (b).	102
3.15	Coupe verticale effectuée à la position $x=400\mu\text{m}$ présentant les contraintes de von Mises pour différentes épaisseurs de brasure.	102
3.16	Coupe verticale effectuée à la position $x=400\mu\text{m}$ présentant différentes contraintes mécaniques : c) suivant l'axe x (parallèle à la direction du canal), d) suivant l'axe y (perpendiculairement à la direction du canal).	102
3.17	Structures simulées : a) Sources communes, b) Sources dissociées	103
3.18	Variation de la résistance à l'état passant de plusieurs cellules et de la "puce" en fonction du vieillissement.	104
3.19	Variation du point "CTN" de la "puce" simulée pour différents cycles de vieillissement.	104
3.20	a) Vue d'ensemble du banc de vieillissement, b) disposition des cartes de circuit imprimé.	105
3.21	Principe d'un test de vieillissement accéléré par impulsions répétées de courant (test IOL) [57].	105
3.22	Principe de la mesure des 4 pointes. Le cercle en pointillés jaune entoure une dégradation locale de la métallisation provenant du contact des pointes avec la métallisation.	106
3.23	a) Évolution de la conductivité électrique de la métallisation en fonction de la durée du vieillissement, b) Évolution de la conductivité thermique de la métallisation calculée à partir de la loi de Wiedemann-Franz [26].	107
3.24	108
3.25	Influence du vieillissement de la métallisation de source sur la résistance à l'état passant.	109
3.26	Variation du coefficient thermique nul sous l'effet de contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal et sous l'effet de la variation de la résistance de source.	109
3.27	a) Photographie du composant étudié après élimination de l'enrobage par attaque chimique sélective, b) Vue agrandie de l'un des quatre transistors composant la puce de puissance	111
3.28	Principe des simulations électro-thermo-mécaniques.	112
3.29	Densité de courant au niveau de la métallisation de source obtenue par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms.	113

3.30	Température atteinte à la surface du silicium obtenue par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms	113
3.31	a) Évolution de la température au niveau du capteur de température durant une impulsion de courant de 80A. b) Évolution de la température à la fin d'une impulsion de courant de 80A en fonction du vieillissement de la métallisation, dans la structure et au niveau du capteur.	114
3.32	Déplacement de l'assemblage obtenu par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms	114
3.33	Contraintes de von Mises dans la puce de silicium obtenues par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms	115
3.34	a) Banc de caractérisation électrique. b) Puce et support de caractérisation.	116
3.35	Détermination du coefficient thermique nul à partir de caractéristiques $I_D(V_{GS})$ à $V_{DS}=6V$	116
3.36	Caractéristiques du courant de drain en fonction de la tension grille-source à différentes températures et polarisations drain-source.	117
3.37	a) Consigne appliquée lors des tests de cyclages b) Vitesse de variation de température de l'étuve sans échantillon	117
3.38	Caractéristique du courant de drain en fonction de la tension grille-source pour une tension drain-source de 6V permettant de déterminer le point "CTN" après plusieurs cycles de vieillissement.	118
3.39	Localisation des capacités d'une structure MOSFET verticale.	129
3.40	Caractéristiques $C_{GD}-V_{GD}$ pour différentes contraintes mécaniques	130
3.41	Caractéristiques $C_{DS}-V_{DS}$ pour différentes contraintes mécaniques a.	131
3.42	Caractéristiques $C_{DS}-V_{DS}$ pour différentes contraintes mécaniques	131

Liste des tableaux

1.1	Comparaison de différents alliages de brasure [63].	30
1.2	Lois usuelles de fiabilité [27].	37
1.3	Modèles d'accélération généralement utilisés [100].	39
1.4	Variation des contraintes plastiques (exprimées en %) par cycle thermique et facteur d'accélération [97].	40
1.5	Conséquences des différents mécanismes de dégradation des composants de puissance provoqués par des contraintes électro-thermo-mécaniques (adapté de [96])	42
1.6	Principaux mécanismes et moyens de détection permettant d'accéder aux contraintes mécaniques, adapté de [36].	44
2.1	Propriétés mécaniques des matériaux constituant un assemblage de puissance	53
2.2	Valeurs des potentiels de déformation [82] utilisées lors des simulations	58
2.3	Paramètres piézorésistifs des électrons.	61
2.4	Paramètres piézorésistifs des trous.	61
2.5	Différents cas de contraintes mécaniques étudiés.	66
2.6	Comparaison des effets de la température et des contraintes mécaniques sur les principales caractéristiques électriques d'un VDMOS.	83
3.1	Coefficients de brasures utilisé par [101] pour décrire le comportement d'une brasure en utilisant l'équation 3.12.	96
3.2	Coefficient d'Anand d'une brasure Sn _{96,5} Ag _{3,5} selon WANG et PEI [59].	99
3.3	Propriétés mécaniques des matériaux constituant l'assemblage	100
3.4	Valeurs de la résistance électrique de la métallisation de source utilisées pour les simulations. Valeurs correspondantes des conductivités électrique et thermique.	107
3.5	Propriétés thermiques des matériaux constituant l'assemblage	111
3.6	Propriétés mécaniques des matériaux constituant l'assemblage	111

Introduction

Depuis quelques années, le marché de l'électronique de puissance dans l'environnement embarqué est en plein essor ; de plus en plus de modules électroniques apparaissent dans les véhicules : avions, trains, voitures et même vélos électriques, Leurs fonctions étaient jusqu'à présent limitées à des fonctions auxiliaires (climatisation, vitres électriques, ...) ou à l'assistance de fonctions principales (ABS, direction assistée, ...). De nos jours, l'évolution des besoins des équipementiers entraîne une complexité des fonctions à réaliser et un désir de remplacer les dernières liaisons mécaniques ou hydrauliques (direction, freinage, transmission, ...) par des liaisons électriques (technologie par fils), ce qui engendre des problèmes de miniaturisation et de fiabilité pour les acteurs de l'industrie électronique de puissance. La fiabilité des composants de puissance est donc un enjeu majeur pour eux. Actuellement, elle est avant tout prédictive et basée sur l'utilisation de profils de missions types. Mais ceux-ci ne sont pas toujours représentatifs d'une utilisation réelle et peuvent engendrer des erreurs importantes sur l'évaluation de la fiabilité.

De ce fait, les acteurs industriels sont demandeurs de dispositifs intégrés permettant d'anticiper la panne afin d'optimiser la maintenance sans temps mort et aussi de pouvoir garantir la sécurité du client. L'objectif général du projet "RéMaPoDe (Reliability Management of Power Devices)" dans lequel s'est inscrite cette thèse était de contribuer à la réalisation d'un dispositif permettant d'évaluer en temps réel l'état de vieillissement d'un assemblage de puissance par le suivi de son état thermique et mécanique durant son fonctionnement. L'essentiel du travail de thèse présenté ici consiste à faire le lien entre le vieillissement mécanique d'un assemblage de puissance et la dérive d'un paramètre électrique qui pourra être utilisé comme indicateur. De plus, compte tenu des problèmes thermiques liés aux applications embarquées, cet indicateur devra s'affranchir des effets de la température.

Le premier chapitre présentera les principaux types de composants utilisés dans l'automobile ainsi que leurs assemblages. Il s'en suivra une description des principaux mécanismes de défaillance. Enfin, les moyens actuels permettant d'anticiper ces mécanismes (fiabilité, estimation statistique, ...) ou de les suivre en temps réel seront présentés.

Le deuxième chapitre sera quant-à lui consacré dans sa première partie à la description des propriétés mécaniques du silicium (module d'Young, déformations, contraintes). Ceci nous permettra d'étudier l'impact des contraintes mécaniques sur le transport des charges dans le silicium et de mener une analyse de l'influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques d'un transistor VDMOS. Cette étude permettra de distinguer une caractéristique électrique indépendante de la température et potentiellement exploitable pour le suivi de l'état mécanique d'un assemblage de puissance à base de transistors VDMOS.

Le troisième chapitre permettra tout d'abord d'établir un lien entre le vieillissement mécanique d'un assemblage de puissance, en se focalisant sur le vieillissement de la brasure et la dérive de caractéristiques électriques du composant de puissance qui auront été identifiées au second chapitre comme potentiellement utilisables pour le suivi de son état mécanique. Enfin,

des tests de vieillissement accélérés par cyclage thermique confirmeront l'évolution de l'une des caractéristiques électriques retenues comme indicateur potentiel d'état mécanique.

Chapitre 1

État de l'art sur le vieillissement des modules électronique de puissance et son suivi

1.1 Introduction

Dans un contexte où de plus en plus de modules électroniques apparaissent dans les véhicules, leur fiabilité devient un enjeu majeur. Les effets thermiques, par le biais des coefficients de dilatation des différents matériaux constituant l'assemblage, peuvent engendrer des contraintes mécaniques qui, du fait de variations de température répétées, finissent par détériorer le composant. Ce chapitre présente dans un premier temps les principaux types de composant utilisés dans l'automobile ainsi que leurs assemblages. Il s'en suivra une description des principaux mécanismes de défaillance. Enfin, les moyens actuels permettant d'anticiper ces mécanismes (fiabilité, estimation statistique, ...) ou de les suivre en temps réel seront présentés.

1.2 Les composants de puissance à effet de champ

Les composants de puissance ont avant tout un rôle d'interrupteur, ils fonctionnent donc selon deux régimes distincts : l'état passant et l'état bloqué.

A l'état bloqué, lorsque la tension grille-source est inférieure à la tension de seuil, le composant doit être capable de supporter une tension spécifique appelée tension de claquage (V_{DSBr}) qui est la tension maximale pouvant être appliquée entre le drain et la source. Cette dernière doit être supérieure à la tension d'alimentation du composant et de son circuit de charge.

A l'état passant, lorsque la tension grille-source est notablement supérieure à la tension de seuil, le composant se comporte comme une résistance, notée R_{DSon} et impose à ses bornes une chute de tension V_{DS} qui s'exprime :

$$V_{DS} = R_{DSon} \cdot I_D \quad (1.1)$$

où I_D exprime la valeur du courant de drain imposé par le circuit extérieur.

Avec la tenue en tension (V_{DSBr}), la résistance à l'état passant (R_{DSon}) est l'un des paramètres les plus importants des composants de puissance. Une faible valeur de cette résistance permet de réduire les pertes en conduction et l'auto-échauffement du composant en limitant la puissance dissipée :

$$P_D = V_{DS} \cdot I_D = R_{DSon} \cdot I_D^2 \quad (1.2)$$

1.2.1 Le transistor LDMOS

Le premier transistor LDMOSFET pour (“Lateral Drain Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”) à été réalisé pour la première fois en 1959 dans les laboratoires Bells par Martin Atalla [60] et Dawon Kahn [15, 44]. La structure de base de ce transistor est constituée essentiellement d’un substrat, généralement de type P, dans lequel deux diffusions N⁺ constituent les électrodes de source et de drain. Entre ces deux électrodes, une capacité MOS dont l’électrode de commande constitue la grille permet de moduler la conduction du canal (figure 1.2). Ainsi, en l’absence de toute polarisation, l’état de la région du canal peut être, suivant les travaux de sortie du métal et du semi-conducteur, en régime d’accumulation, de bande plate ou de déplétion (figure 1.2a). Il s’avère alors qu’en l’absence de polarisation le transistor ne conduit pas, il est donc à l’état bloqué. Tant que la tension grille-source est inférieure à la tension de seuil V_{TH} , le canal n’est toujours pas formé, le transistor est toujours à l’état bloqué. Lorsque la tension grille-source est supérieure à la tension de seuil, il se crée une inversion des porteurs de charge à l’interface oxyde/silicium ce qui forme un canal N permettant la conduction des électrons entre la source et le drain (figure 1.2b). Le composant est alors à l’état passant. Lorsque la tension grille-source augmente, la taille de la zone d’inversion des porteurs augmente ainsi que la densité des électrons accumulés à l’interface oxyde-semiconducteur. De ce fait, la conductivité du canal augmente et le courant qui circule dans le composant augmente également. Toutefois, pour une tension grille-source supérieure à la tension de seuil, lorsque la tension drain-source V_{DS} devient élevée (de l’ordre de V_{DSsat}), le canal d’inversion se déforme et finit par subir le phénomène de pincement comme le montre la figure 1.2c. Au delà de cette valeur V_{DSsat} , la longueur du canal diminue (figure 1.2d) et le courant de drain devient pratiquement insensible à la tension V_{DS} , le transistor MOS opère alors en régime de saturation de courant (figure 1.1) .

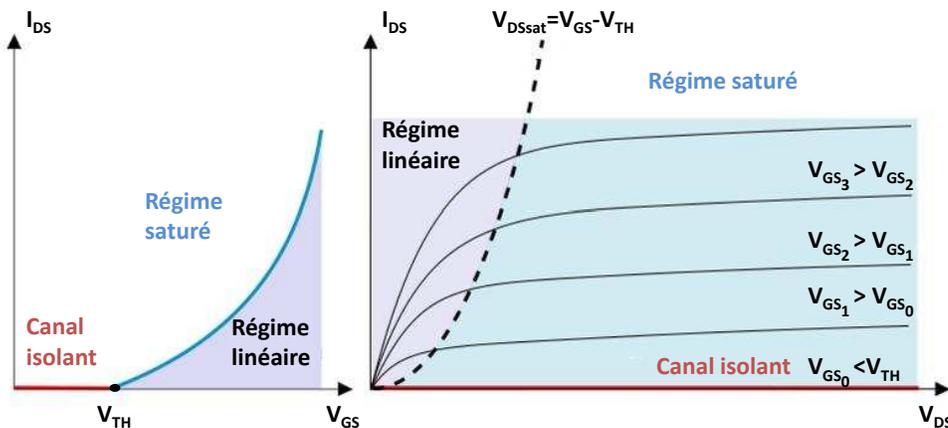
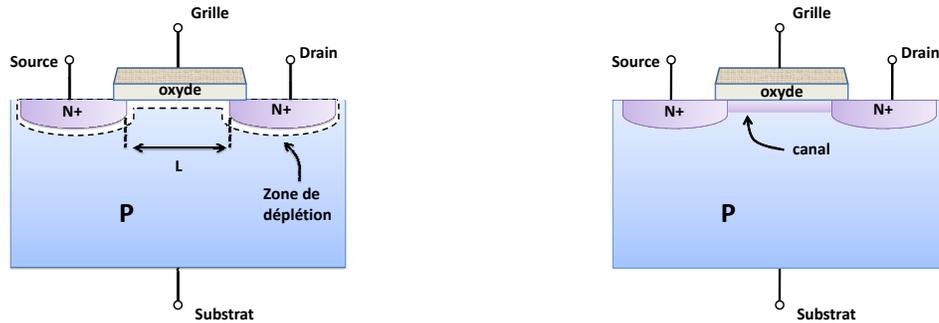
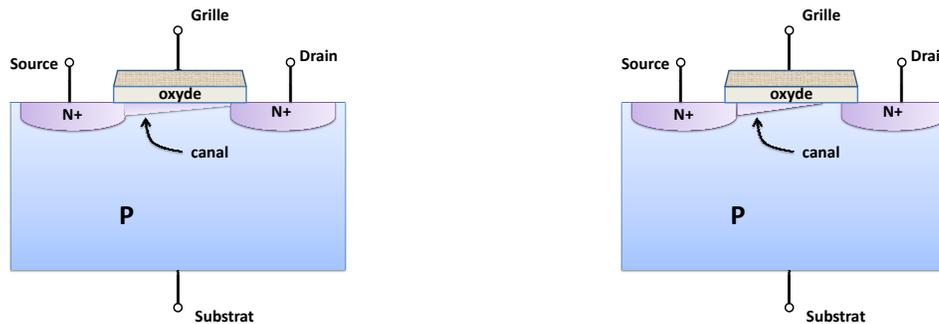


FIGURE 1.1 – Caractéristiques électriques d’un MOSFET standard.



(a) Régime de déplétion : absence de polarisation (b) Régime de conduction : $V_{GS} > V_T$, $V_{DS} \ll V_{DSsat}$



(c) Régime de pincement : $V_{GS} > V_T$, $V_{DS} \leq V_{DSsat}$ (d) Régime de saturation : $V_{GS} > V_T$, $V_{DS} > V_{DSsat}$

FIGURE 1.2 – Schéma de principe d'un MOSFET à canal N à enrichissement.

1.2.2 Le transistor VDMOS et l'IGBT

Le transistor VDMOS (Vertical Double Diffused MOSFET) de puissance est classiquement obtenu par l'épithaxie d'une couche N^- sur substrat N^+ suivie de la diffusion de la région porte canal ("P-well") et finalement de la diffusion de sources N^+ . Sa structure présentée figure 1.3a est très proche de celle du MOSFET latéral présenté figure 1.2. Il garde un canal horizontal et l'ajout d'une couche N^- dans l'épaisseur du substrat permet de tenir la plus grande partie de la tension drain-source lorsque le transistor est bloqué. Ainsi, sa tenue en tension à l'état bloqué est plus importante et peut encore être augmentée en réduisant le dopage ou en augmentant l'épaisseur de la couche épithaxiée N^- . Toutefois, le fait de diminuer le dopage ou d'augmenter l'épaisseur de la couche N^- entraîne l'augmentation de la résistance à l'état passant. Ce compromis (R_{DSOn}/V_{DSBr}) qui fait l'objet de nombreuses études telles que [61] et [94] constitue le principal inconvénient du transistor MOSFET, et le restreint aux applications basse tension (inférieure à quelques centaines de volts). Pour des tensions supérieures, l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) présente en général de plus faibles pertes en conduction et sera mieux adapté (figure 1.4). La différence majeure provient de la présence d'un substrat P^+ au niveau de l'anode de l'IGBT alors qu'un substrat N^+ est utilisé dans le VDMOS (figure 1.3). La présence de ce

substrat P^+ entraîne l'injection de trous dans la région épitaxiée N^- ce qui module la résistance de cette zone lorsque le composant est mis à l'état passant. Ainsi, l'IGBT est bien adapté pour les utilisations en forts courants.

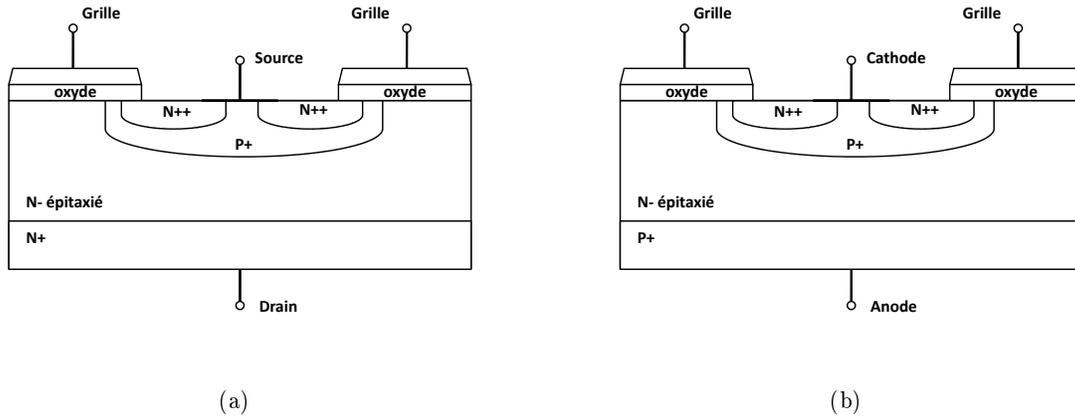


FIGURE 1.3 – Représentation schématique d'un transistor VDMOS (a) et d'un IGBT (b).

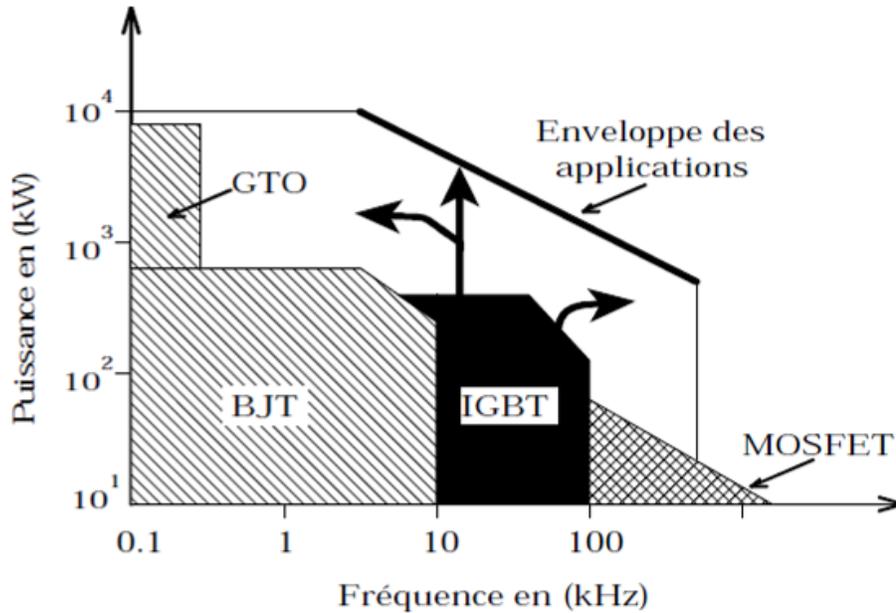


FIGURE 1.4 – Domaines d'utilisation des composants de puissance [64].

1.2.3 Les transistors HDMOS

La technologie HDMOS (High Density MOS) est une évolution des VDMOS standard. Dans cette technologie, la densité de transistors par unité de surface est augmentée en réduisant la taille des cellules élémentaires (figure 1.5). Cela permet de réduire la résistance à l'état passant du

composant (R_{DSon}) en réduisant la contribution des résistances de drift : R_{drift} , JFET : R_{JFET} , d'accumulation : R_a et de canal : R_{canal} (figure 1.6b) [42, 105]. La diminution de la résistance de substrat $R_{substrat}$ et des fils R_{fils} est due à des améliorations technologiques entre les deux technologies comparées (amincissement du substrat et utilisation de fils de connexion moins résistifs). La métallisation n'ayant pas été modifiée entre ces deux technologies, sa résistance est identique.

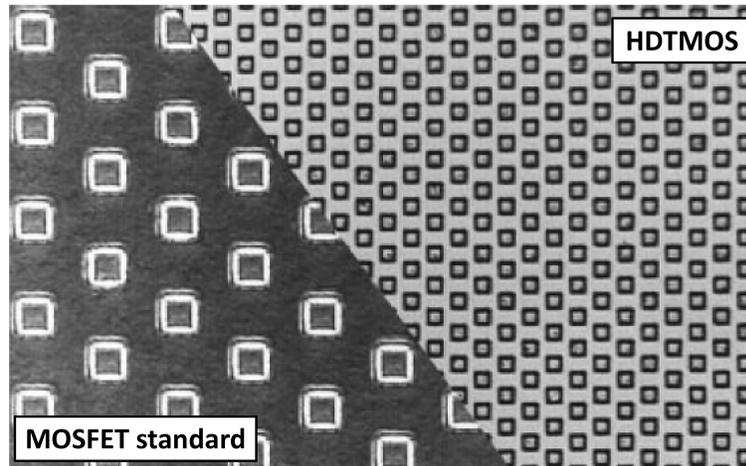


FIGURE 1.5 – Comparaison de la densité de cellules entre un MOSFET et un HDMOS. Chaque carré représente un transistor [42].

Toutefois, l'augmentation de la densité de transistors par unité de surface ne permet pas de réduire indéfiniment la résistance à l'état passant. En effet, à partir d'une certaine densité de transistors, celle-ci est limitée par l'augmentation de la résistance JFET [42].

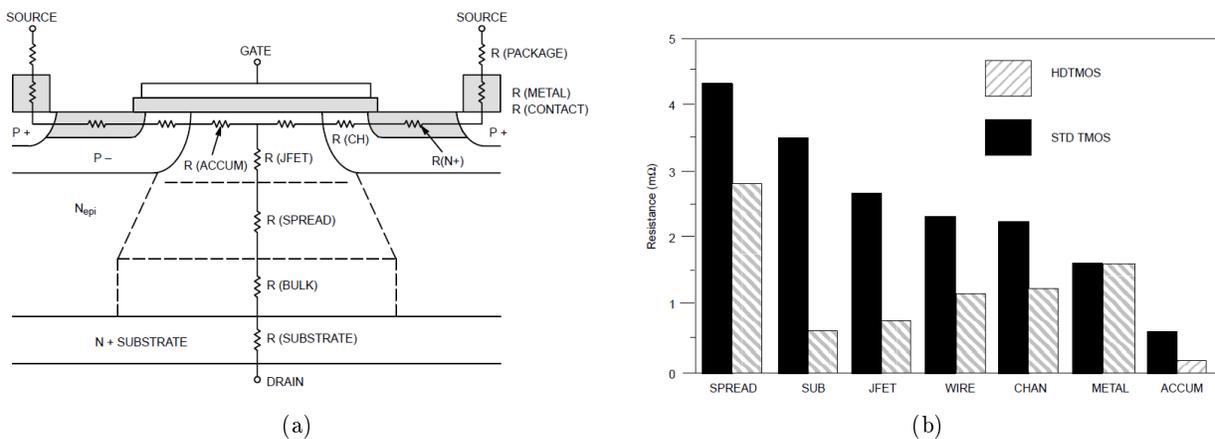


FIGURE 1.6 – a) Coupe d'un transistor HDMOS [42], b) comparaison des différentes résistances composant la R_{DSon} d'un VDMOS standard et d'un HDMOS [42].

1.2.4 La technologie Smart Power

Pour les applications automobiles où il faut commander des courants allant jusqu'à 60A continu sous 12V de tension, il est nécessaire de disposer d'une carte de contrôle permettant de piloter le transistor et également d'en assurer l'intégrité en cas d'anomalies diverses (surtension, court-circuit, température trop élevée, ...). Depuis maintenant une trentaine d'années, cette partie contrôle dite "intelligente" est intégrée dans le boîtier protecteur avec la puce de puissance, comme dans le cas des composants Smart Power Quad (SPQ) développés par Freescale Semiconductor (figure 1.7) qui feront l'objet de notre étude. Pour ces composants, la partie puissance comprend quatre commutateurs ayant une résistance à l'état passant de 15 $m\Omega$.

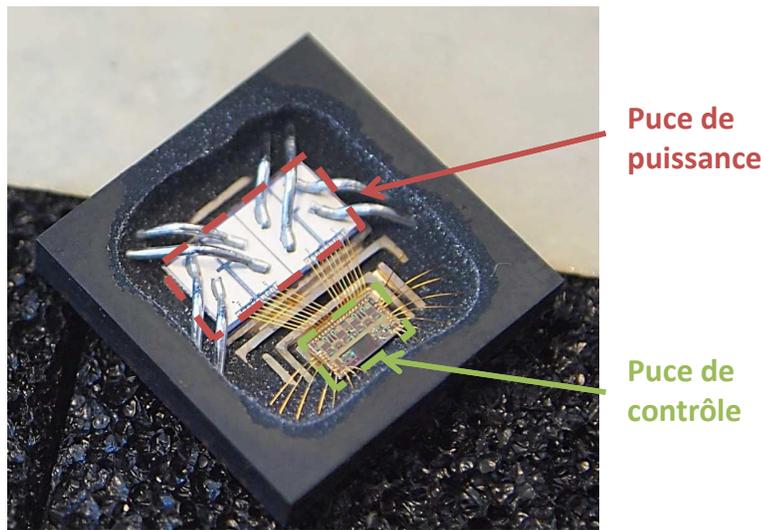


FIGURE 1.7 – Composant Smart Power Freescale Semiconductor de type quad 15 $m\Omega$ (SPQ-15) dont le boîtier protecteur a été éliminé par attaque chimique.

1.3 L'assemblage

L'assemblage d'un composant de puissance désigne la structure permettant d'interconnecter la puce de contrôle avec une ou plusieurs puces de puissances (4 dans le cas du SPQ-15) afin de réaliser une fonction de conversion d'énergie électrique tout en protégeant la puce active des agressions extérieures : mécaniques, thermiques, électriques, C'est également cet assemblage, souvent appelé "packaging" qui permet d'évacuer la chaleur dissipée par la puce active. La figure 1.8 fait apparaître les principales parties d'un assemblage de puissance dont la partie puissance est assurée par un transistor à technologie verticale. Le fait d'utiliser des transistors verticaux (VDMOS, HDMOS, IGBT, ...) avec un drain ou un collecteur directement relié au substrat permet à tous les transistors d'un même composant d'être reliés à un contact commun (en face arrière), et connectés à un radiateur par une brasure. En outre, toutes les sources sont reliées entre elles par une métallisation de surface et il en est de même pour les grilles. L'utilisation de transistors verticaux permet donc de limiter le nombre de contacts à trois. Afin de constituer un module de puissance pouvant être utilisé, une seconde brasure permet de monter l'assemblage de

puissance à la surface d'un circuit imprimé (PCB) (figure 1.9a et 1.9b). Les différents éléments de l'assemblage vont maintenant être détaillés.

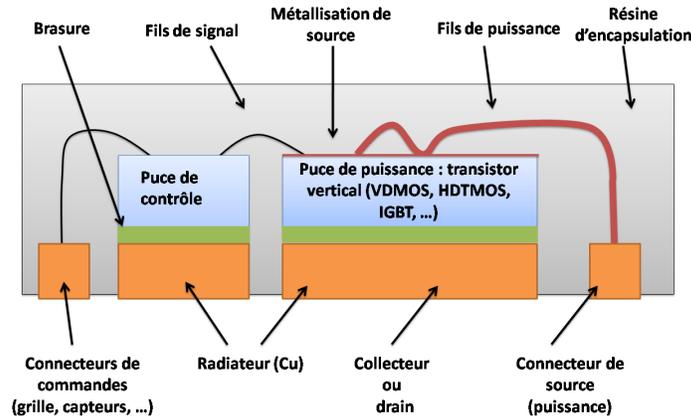
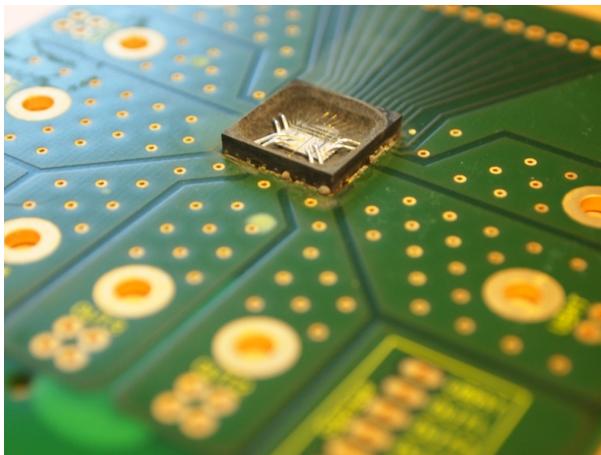
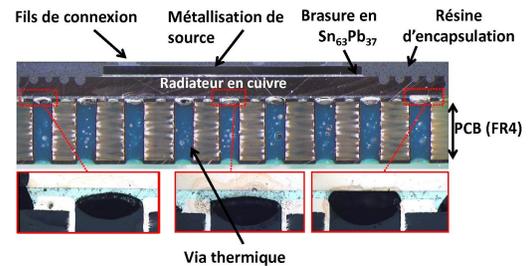


FIGURE 1.8 – Assemblage traditionnel d'un module de puissance à base de transistors verticaux (VDMOS, HDMOS, IGBT, ...).



(a)



(b)

FIGURE 1.9 – a) Photographie d'un composant SPQ-15 utilisant un boîtier PQFN (Power Quad Flat No-lead) ouvert par attaque chimique, monté à la surface d'un circuit imprimé ; b) Coupe verticale d'un boîtier PQFN monté à la surface d'un circuit imprimé [81].

1.3.1 Les brasures

À la différence de la microélectronique, où de nombreuses techniques d'assemblages existent (brasure, thermocompression, colle epoxyde chargée ou non d'argent, ...), l'attache de puces de puissance s'effectue bien souvent par brasage [8]. Le brasage consiste à déposer une préforme (figure 1.10) constituée d'un alliage entre les deux éléments à brasier, l'ensemble est ensuite

porté au-delà de la température de fusion de la brasure réalisant ainsi une liaison métallurgique après refroidissement [63]. Dans le cas des composants de puissance verticaux, la brasure qui existe entre le radiateur et la puce a un double rôle, assurant à la fois la connexion électrique et thermique entre la puce et le radiateur. Elle doit donc être un bon conducteur thermique et électrique, tout en étant robuste, peu coûteuse et compatible avec les puces. Le tableau 1.1 montre que les alliages à base de plomb tel que le $\text{Sn}_{63}\text{Pb}_{37}$ sont les plus intéressants et sont toujours utilisés malgré plusieurs projets de loi et directives en Europe, aux Etats-Unis et au Japon qui visent à interdire l'utilisation du plomb dans les alliages. Parmi les alliages sans plomb, l'alliage qui semble le plus intéressant est l'alliage étain-argent-cuivre (SAC) qui répond aux principaux critères demandés pour la réalisation de brasure (bonne mouillabilité, température de fusion faible et bonne résistance à la fatigue) [68, 63, 74].

Alliage	Température de fusion (°C)	Résistivité ($\mu\Omega \cdot cm$)	Conductivité thermique ($W/m \cdot K$)	Avantages	Inconvénients
SnPb_{37}	183	14,5	50	Faible coût, bonne mouillabilité, bonne fiabilité, simplicité de fabrication	Brasure au plomb
$\text{SnAg}_{3,5}$	221	10 à 15	33	Bonne résistance à la fatigue	Coût élevé
$\text{SnCu}_{0,7}$	227	10 à 15	53	Relativement économique, cuivre soluble dans l'étain	Mauvaise mouillabilité, faible résistance à la fatigue
$\text{SnAg}_4\text{Cu}_{0,5}$	217	10 à 15	55	Bonne mouillabilité, bonne résistance mécanique	Risque de formation de composé intermétallique (Cu_6Sn_5)
SnBi_{58}	138	30 à 35	-	Bonne résistance mécanique	Bi sous produit de l'extraction du Pb et aussi toxique
SnZn_9	199	10 à 15	-	Température de fusion relativement faible	Problème d'oxydation et de corrosion

Tableau 1.1 – Comparaison de différents alliages de brasure [63].

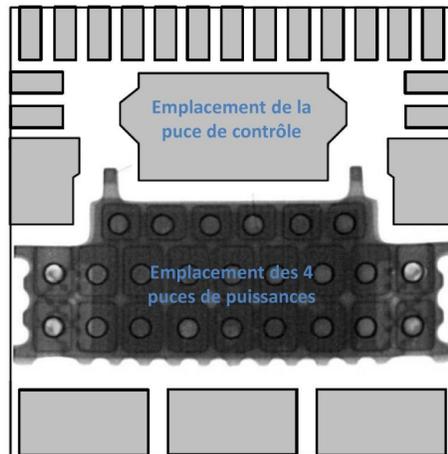


FIGURE 1.10 – Préforme du joint de brasure d’un boîtier PQFN (Power Quad Flat No-lead) utilisé pour l’assemblage des composants SPQ-15 [81].

1.3.2 Les connexions

Les connexions internes, présentées sur les figures 1.7 et 1.8 assurent la circulation de la puissance électrique et des signaux de commande vers les éléments actifs. Les fils de puissance qui permettent le transport du courant entre la métallisation de source et le connecteur de source doivent supporter des intensités de plusieurs dizaines d’ampères. De ce fait, ce sont généralement des fils en aluminium d’une section comprise entre 100 et 500 μm . Les fils de commande, parcourus par des courants de faible intensité ont un diamètre plus petit, de l’ordre de 25 μm . Ces fils de connexion sont soudés par ultrasons à la température ambiante.

1.3.3 La passivation

Lorsqu’il existe en surface de fortes différences de potentiels entre des régions de type P et de type N, un fort champ électrique se forme, ce qui peut conduire au claquage externe de la structure par contournement du champ électrique (figure 1.11a) [50]. Le dépôt d’une couche de passivation constituée d’un matériau à forte rigidité diélectrique permet alors de réduire le champ électrique et ainsi le risque de claquage (figure 1.11b) [16].

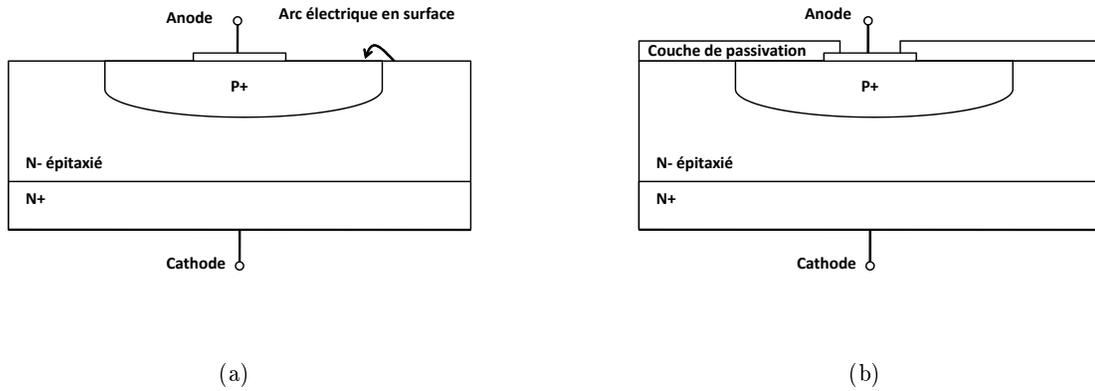
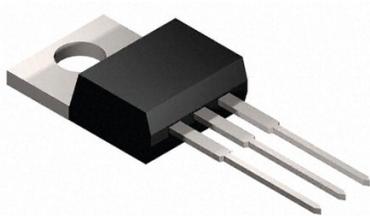


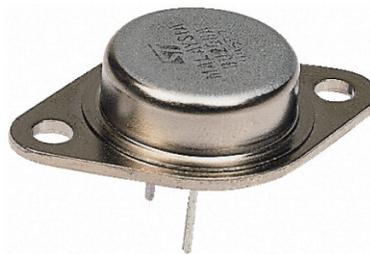
FIGURE 1.11 – Représentation schématique d’un claquage externe et localisation de la couche de passivation.

1.3.4 L’encapsulation

Il existe essentiellement deux modes d’encapsulation. Le premier consiste à enrober l’ensemble des éléments à protéger (puce de puissance, fils de connexion, ...) et à ne laisser exposés que la surface d’échange thermique et les terminaux électriques. Pour ce faire, un matériau de type résine époxyde est généralement utilisé (figure 1.12a). L’autre technique consiste à remplir un carter de protection en plastique ou en métal par un gel en silicone (figure 1.12b). Les boîtiers en résine époxy sont généralement préférés par les fabricants du fait de leur faible coût. Toutefois, leur utilisation est limitée à des applications basse température à cause de la forte différence de coefficients de dilatation thermique qui existe entre la résine et le silicium et aussi à cause de leur sensibilité à l’humidité.



(a) Boîtier en résine époxy de type TO-220AB [69]



(b) Boîtier métallique de type TO-3 [69]

FIGURE 1.12 – Types courants de boîtier de puissance.

1.4 Effets des contraintes électro-thermo-mécaniques dans les assemblages de puissance

Les dispositifs électroniques de puissance utilisés dans les applications embarquées tels que les transports sont confrontés à une demande importante de réduction de poids et d’encombrement.

Ainsi, les structures actuelles deviennent de plus en plus intégrées et la densité de la puissance qui en résulte s'en trouve significativement augmentée (jusqu'à plusieurs centaines de Watts/cm² à évacuer). Cette dissipation de puissance dans les puces actives crée des variations thermiques qui peuvent s'ajouter à de fortes contraintes thermiques extérieures (-50°C à 150°C en ce qui concerne l'automobile). La figure 1.13 représente la combinaison de ces deux types de variations thermiques.

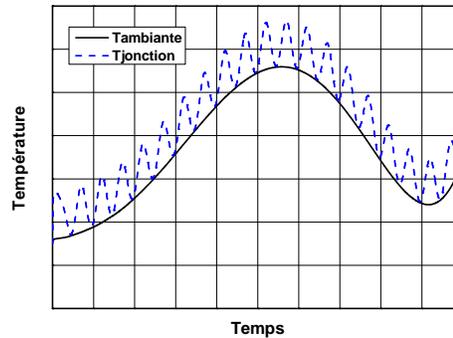


FIGURE 1.13 – Variations thermique et électro-thermique d'un assemblage de puissance.

En termes de fiabilité et de durée de vie, bien qu'une température élevée puisse être responsable du vieillissement des matériaux de la puce tels que l'oxyde de grille et de dysfonctionnement comme l'apparition de courant de fuite, les causes de défaillance concernent principalement l'assemblage. Deux types d'endommagement apparaissent préférentiellement : le décollement des fils de connexion et la délamination des brasures [13, 63].

1.4.1 Reconstruction de la métallisation

L'aluminium est un matériau plastique avec une limite élastique relativement basse. Ainsi, d'après Ciappa, lorsque la température de l'assemblage atteint une température de l'ordre de 110°C, les contraintes mécaniques générées au niveau de la métallisation sont suffisantes pour solliciter la couche d'aluminium dans son régime plastique [12]. Par conséquent, des relaxations de contraintes peuvent avoir lieu sous forme de déplacement de dislocations ou encore de glissements de joints de grain, modifiant ainsi la structure microscopique de la couche d'aluminium (figure 1.14) [13, 29, 46, 54, 57, 84]. La modification de la structure de la métallisation change alors ses caractéristiques électriques et thermiques, ce qui engendre une augmentation de la température et des contraintes mécaniques dans l'assemblage, notamment à l'interface entre la métallisation et les fils de connexion. Ceci contribue à l'apparition de fissures au niveau du contact entre la puce et le fil de connexion, comme illustré sur la figure 1.15a. Ces fissures se propagent ensuite et conduisent au décollement du fil (figure 1.15b) [78, 1, 63].

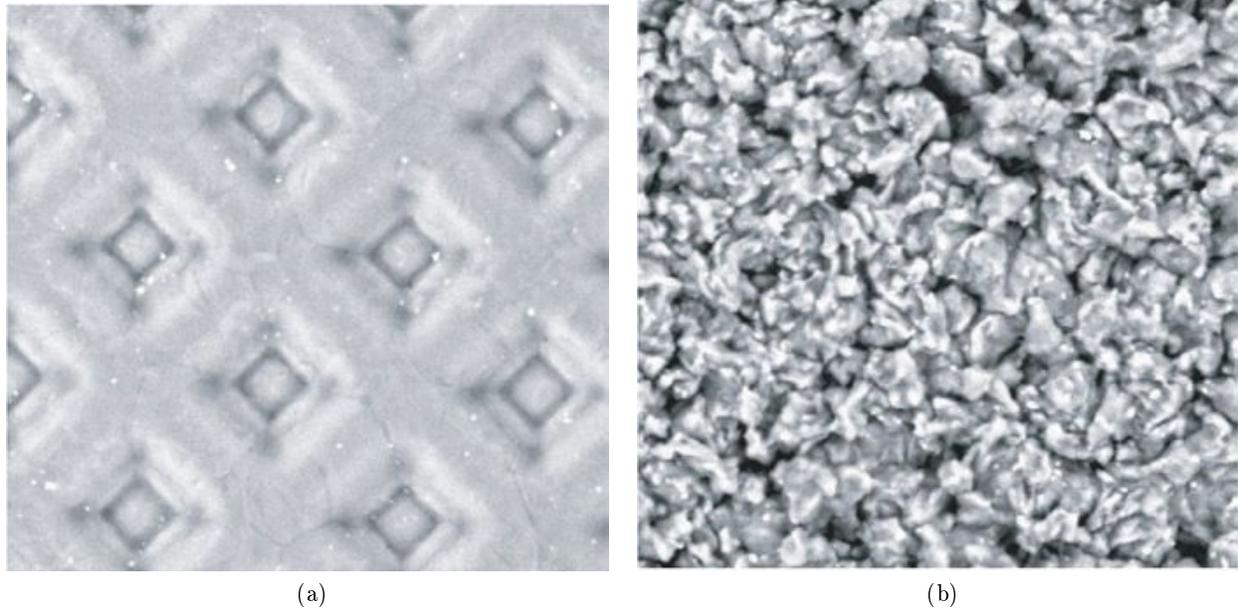


FIGURE 1.14 – Métallisation d'émetteur d'une puce IGBT avant (a) et après cyclage actif (b)[63].

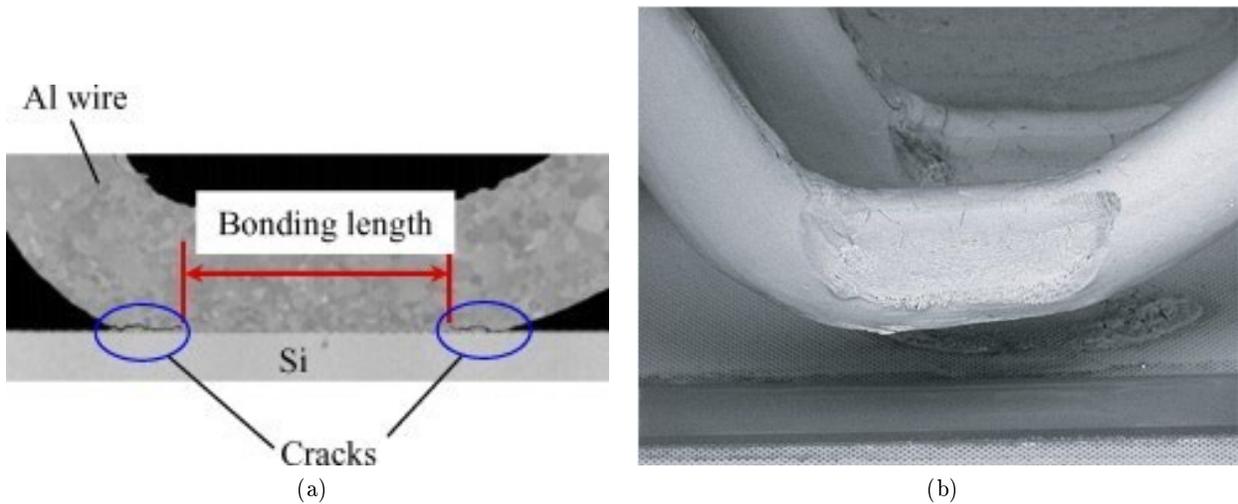
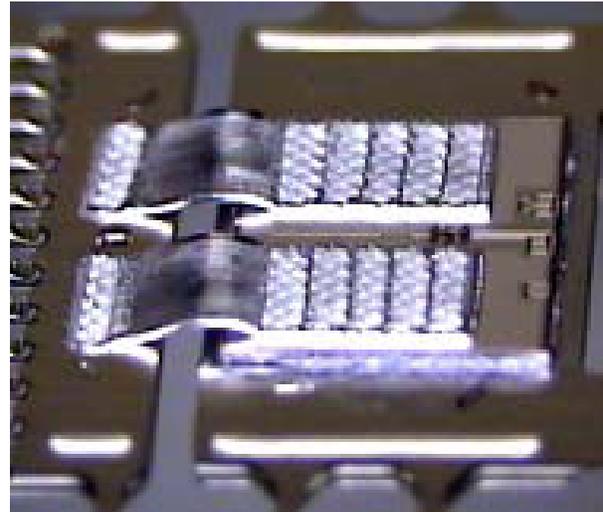
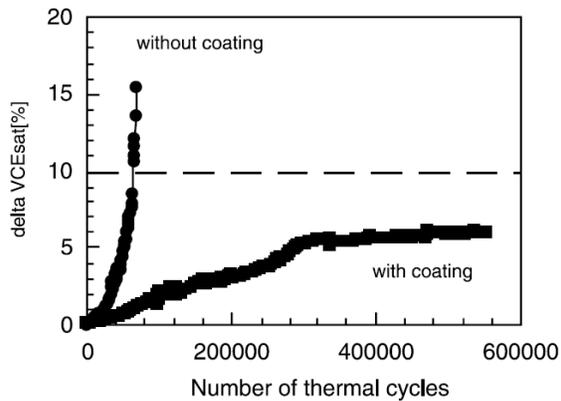


FIGURE 1.15 – Dégradation de fil de connexion : a) fissuration d'un pied de fil de connexion [102], b) levée d'un fil de connexion [63].

Pour améliorer la robustesse des fils de connexion, il est possible d'ajouter un polymère sur le pied des fils de connexion qui va permettre de garder le contact physique entre le fil de connexion et la métallisation de source malgré la dégradation de l'interface fil/métallisation [14]. La figure 1.16a montre l'impact d'une couche de polymère sur la variation de tension émetteur-collecteur d'un IGBT soumis à des cycles thermiques. Une autre solution consiste à insérer une couche d'un matériau ayant un coefficient de dilatation thermique intermédiaire entre le fil et la métallisation. Cette couche permet de réduire et de distribuer les contraintes mécaniques aux

interfaces [1]. Une dernière solution consiste à remplacer les fils de connexion par des rubans (figure 1.16b) qui sont plus malléables et absorbent mieux les déformations dues aux différences de coefficients de dilatation thermique entre les matériaux [3, 30].



(a)

(b)

FIGURE 1.16 – a) Effet de la présence d’une couche de polymère sur la variation de tension émetteur-collecteur d’un IGBT soumis à des cycles thermiques ($T_1 = 65\text{ C}$, $T_{\max} = 125\text{ C}$, $t_{\text{on}} = 0,8\text{ s}$ avec un rapport cyclique de 0,5 [14]), b) Puce connectée avec des rubans de connexion [3].

1.4.2 Fissuration et délamination des brasures

La dégradation de la brasure (figure 1.17b) résulte de l’accumulation de contraintes mécaniques (environ $0,08\text{ MPa/cycle}$ [55]) dans les matériaux plastiques tels que le SnPb. Son apparition est progressive et peut être divisée en quatre étapes [53] :

1. Accumulation des contraintes mécaniques dans la brasure due à son caractère visco-plastique (figure 1.17a) [34, 92, 55].
2. Initiation de fissure dans la brasure.
3. Propagation des fissures.
4. Délamination de la brasure (figure 1.17b).

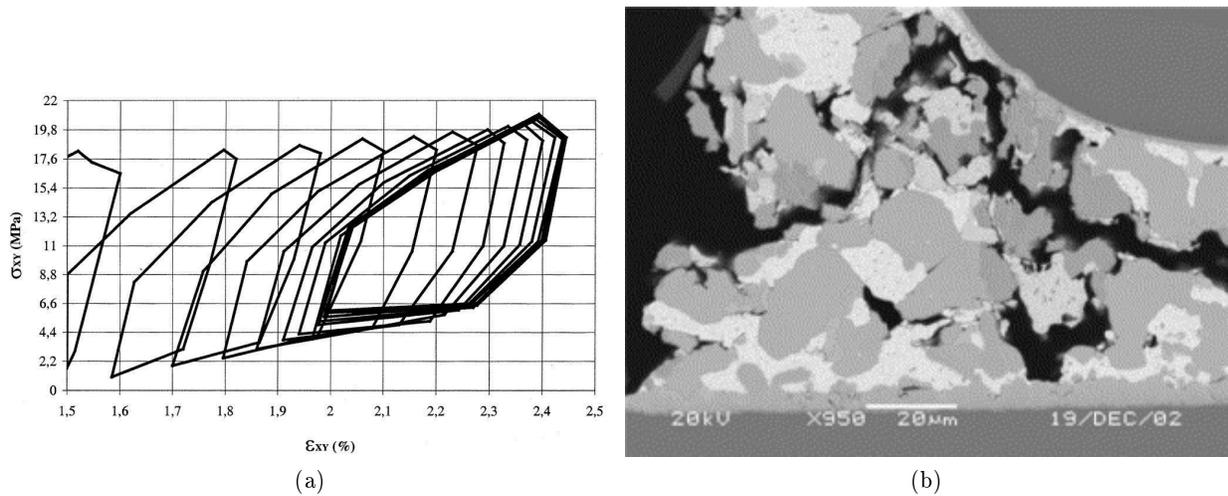


FIGURE 1.17 – a) Courbe d’hystérésis de la contrainte mécanique en fonction de la déformation d’une brasure subissant des cycles thermiques répétés de 25°C à 125°C [92] ; b) Image MEB d’un bord de brasure en SnPbAg sur lequel on observe un début de délamination due à un cyclage thermique [97].

1.4.3 Electromigration, thermomigration et “stressmigration”

Lorsque la densité de courant dans les fils de connexion ou dans la métallisation devient importante ($5 \cdot 10^5$ A/cm²), un phénomène d’électromigration peut apparaître. En effet, lorsque le courant d’électrons traverse la métallisation, une certaine quantité de mouvement des électrons est transférée aux atomes du conducteur, ce qui entraîne leur déplacement dans la direction du flux d’électrons [40]. Petit à petit, les atomes du métal peuvent migrer dans le silicium, jusqu’à engendrer des court-circuits au niveau des jonctions. Ce phénomène de migration n’est pas uniquement dû au courant et peut également résulter d’effets thermique (thermomigration) ou mécanique (stress-migration). Ainsi, la migration n’est pas uniquement un mécanisme de défaillance d’usure et peut apparaître dès la fabrication, notamment pendant les phases de métallisations où les températures peuvent atteindre 500°C [96, 71].

1.5 Fiabilité

1.5.1 Notion de fiabilité

La fiabilité peut être définie comme étant la probabilité qu’un dispositif puisse effectuer une fonction donnée sous certaines conditions de fonctionnement et pendant une durée définie. Par conséquent, la fiabilité n’est pas une propriété intrinsèque du dispositif étudié. Mais elle va dépendre de l’utilisation qui en est faite. Ainsi, le fonctionnement d’un transistor VDMOS destiné à l’automobile va être garanti pour une quinzaine d’années de fonctionnement dans une plage de températures allant de -50°C à 150°C. Dans le cas des transports ferroviaires, le temps d’utilisation devra généralement dépasser une trentaine d’années. L’équation 1.3 permet d’exprimer la fiabilité pour un mode de fonctionnement et un environnement donnés [63].

$$R(t) = \frac{N_t}{N_{t_0}} \quad (1.3)$$

où $R(t)$ est une fonction qui à chaque instant associe le rapport entre le nombre de composants fonctionnels (N_t) et le nombre de composants testés (N_{t_0}). En utilisant la fonction de fiabilité $R(t)$, basé sur des analyses statistiques, il est possible de définir le taux de défaillance $\lambda(t)$ qui est une expression probabiliste de l'apparition d'une défaillance à un instant t au cours de la vie du composant :

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{f(t)}{1 - F(t)} \quad (1.4)$$

avec :

$\lambda(t)$, le taux de défaillance à un instant t

$R(t)$, la fonction de fiabilité

$F(t)$, la fonction de défaillance

$f(t)$, la densité de probabilité de défaillance :

$$f(t) = \frac{1}{N_{t_0}} \cdot \frac{dN_f}{dt} = \frac{dR}{dt} \quad (1.5)$$

dN_f étant le nombre de composants défaillants durant l'intervalle de temps dt .

Ainsi, à partir de l'équation 1.4, le taux de défaillance peut s'exprimer par :

$$\lambda(t) = \frac{1}{R(t)} \cdot \frac{dR}{dt} \quad (1.6)$$

Suivant la loi de fiabilité choisie : exponentielle, Weibull, ... (tableau 1.2), le taux de défaillance peut s'exprimer de différentes manières.

Loi usuelle de fiabilité :	Fonction de fiabilité	Fonction de défaillance $1 - R(t)$	Densité de probabilité $dR(t)/dt$
exponentielle	$R(t) = e^{-\lambda t}$	$F(t) = 1 - e^{-\lambda t}$	$f(t) = \lambda e^{-\lambda t}$
Weibull β, γ et η sont des constantes	$R(t) = \exp \left[- \left(\frac{t-\gamma}{\eta} \right)^\beta \right]$	$F(t) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{t-\gamma}{\eta} \right)^\beta \right]$	$f(t) = \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{t-\gamma}{\eta} \right)^{\beta-1} \exp \left[- \left(\frac{t-\gamma}{\eta} \right)^\beta \right]$

Tableau 1.2 – Lois usuelles de fiabilité [27].

Expérimentalement, l'évolution du taux de défaillance $\lambda(t)$ représentée de manière graphique sur la figure 1.18 donne une courbe en forme de "baignoire" faisant apparaître trois types de défaillance selon la durée du fonctionnement :

1. Les défaillances de jeunesse ou défaillances précoces qui résultent généralement d'un problème de fabrication (figure 1.19a) et dont le taux d'apparition diminue avec le temps d'utilisation.
2. Les défaillances aléatoires qui sont souvent le résultat de surcharge, causée par un seul événement dont l'intensité dépasse la capacité du composant, telle qu'une surtension (figure 1.19b) et entraîne sa défaillance immédiate et sans préavis. Leur taux d'apparition reste constant avec le temps d'utilisation.
3. Les défaillances d'usure qui sont le résultat d'une accumulation de dégâts dus à des chargement répétés telles que des variations de température, de courant, ... (figure 1.19c). Leur taux d'apparition augmente avec le temps d'utilisation.

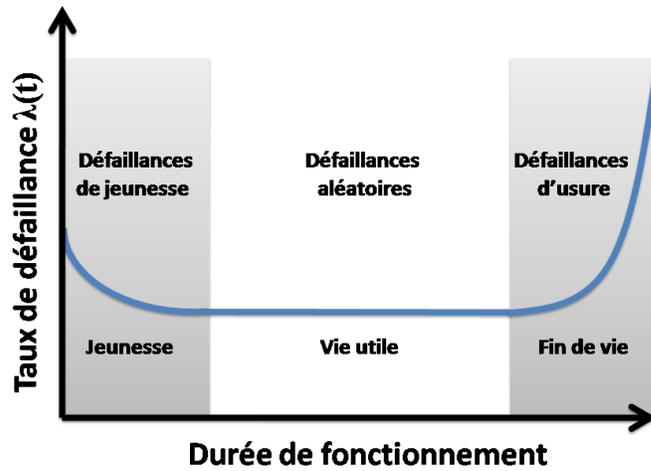


FIGURE 1.18 – Evolution du taux de défaillance au cours de la vie d'un composant.

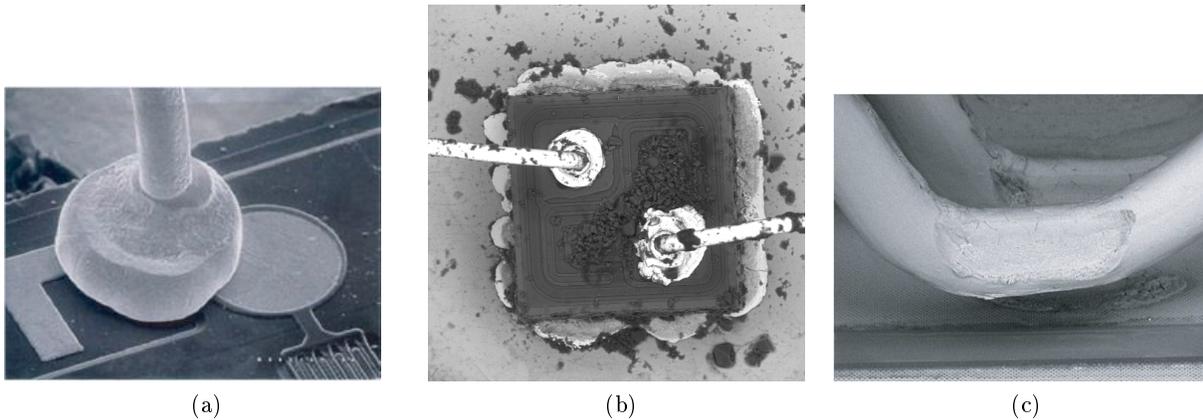


FIGURE 1.19 – Exemples de défaillances :

- a) défaillance de jeunesse, mauvais alignement du pied de fil avec la zone de prise de contact électrique [63]
- b) défaillance aléatoire, défaillance d'un transistor causé par une surcharge électrique[80]
- c) défaillance d'usure, levée d'un fil de connexion [63].

1.5.2 Estimation statistique de la durée de vie à partir de tests de vieillissement accéléré

Du fait de la durée de vie importante des composants de puissance vis-à-vis de l'évolution permanente des technologies, il n'est pas possible d'estimer le temps de vie des composants en se basant sur un retour d'expérience. C'est pourquoi il est nécessaire de recourir à des tests de vieillissement accéléré de manière à provoquer les mêmes défaillances que celles pouvant être observées dans le cadre d'une application réelle. Lors de ces tests de vieillissement accéléré, deux voies sont généralement mises en oeuvre. La première voie consiste à augmenter la fréquence

des événements (thermique, électrique, mécanique, ...), la seconde voie consiste à augmenter l'amplitude des événements qui sont à l'origine de la défaillance.

Les résultats de ces tests de vieillissement doivent ensuite être extrapolés afin de les relier à des conditions normales de fonctionnement. Pour cela, un facteur de vieillissement ("ageing factor", équation 1.7) doit être déterminé :

$$AF = \frac{\text{temps d'utilisation en condition réelle}}{\text{temps d'utilisation en condition de stress}} \quad (1.7)$$

Ce coefficient de vieillissement étant lié au type de stress utilisé (température, tension, taux d'humidité, ...), il est nécessaire de disposer de modèles qui lient les durées de vie sous des conditions accélérées à celles de conditions normales d'utilisation [63]. Le tableau 1.3 présente les modèles d'accélération généralement utilisés en fonction du facteur de stress.

Facteur de stress	Modèle	Expression
Température	Arrhenius	$AF(T) = \exp \left[\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_{\text{utilisation}}} - \frac{1}{T_{\text{stress}}} \right) \right]$
Température et tension	Eyring	$AF(V, T) = AF(T) \cdot \exp [B (V_{\text{stress}} - V_{\text{utilisation}})]$
Température et humidité	Peck	$AF(RH, V, T) = AF(T) \cdot f(V) \cdot \left[\frac{RH_{\text{stress}}}{RH_{\text{utilisation}}} \right]^n$
Cyclage thermique	Coffin-Manson	$AF(\Delta T) = \left[\frac{\Delta T_{\text{stress}}}{\Delta T_{\text{utilisation}}} \right]^c$

E_a : Energie d'activation thermique (eV)

k_B : Constante de Boltzmann = $8,617 \cdot 10^{-5}$ eV/K

c et n étant des constantes dépendante de la technologie

T : Température (K)

V : Tension (V)

RH : Humidité relative (%)

Tableau 1.3 – Modèles d'accélération généralement utilisés [100].

1.5.3 Analyse des modes de défaillance à partir d'outils de simulation par éléments finis

Afin de réduire la durée des essais de vieillissement, ainsi que le nombre d'échantillons, les tests de vieillissement accéléré tendent à être remplacés au maximum par des études numériques basées sur des logiciels F.E.M. tels que ANSYS, COMSOL, ABAQUS, Le recours à la modélisation par éléments finis permet de réaliser rapidement des plans d'expériences permettant d'estimer l'impact de paramètres tels que : la géométrie, les matériaux utilisés, ... et aussi de déterminer les facteurs d'accélération correspondants. La figure 1.20 qui présente des résultats de simulations ANSYS réalisés par [97] permet de comparer l'accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure soumis à des cycles thermiques dans le cas du SnPb et du SnAgCu. Cette étude complétée par des résultats expérimentaux, a permis aux auteurs d'estimer les facteurs d'accélération de l'assemblage étudié (Tableau 1.4).

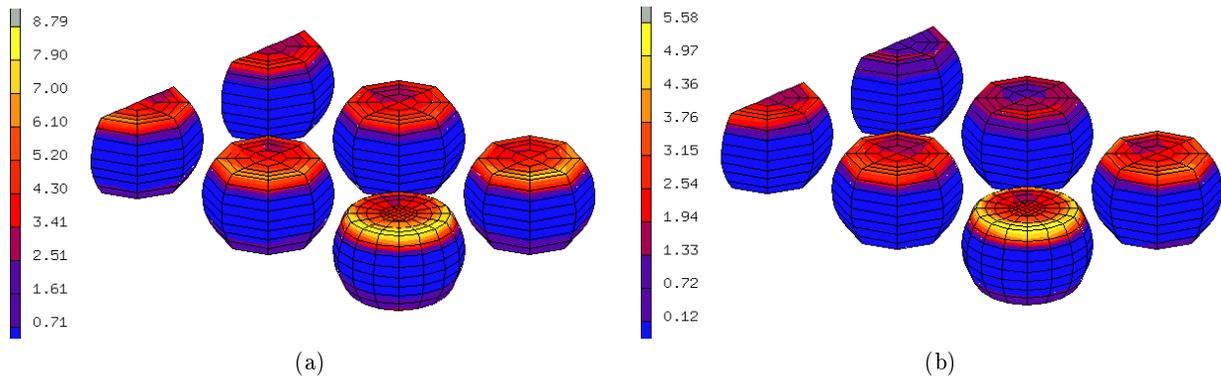


FIGURE 1.20 – Comparaison, pour deux matériaux différents, de l'accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure soumis à des cycles thermiques. a) Accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure en SnPb après 2 cycles thermiques [97]. b) Accumulation de contraintes plastiques dans des joints de brasure en SnAgCu après 2 cycles thermiques [97].

Matériau de la brasure	0 à 100°C	-40°C à 125°C	Facteur d'accélération
SnPb	1,17%	2,08%	1,78
SnAgCu	0,43%	1,25%	2,91

Tableau 1.4 – Variation des contraintes plastiques (exprimées en %) par cycle thermique et facteur d'accélération [97].

De plus, ces études numériques sont un très bon complément aux tests réels car elles permettent d'accéder à des grandeurs physiques telles que la répartition des températures et des contraintes mécaniques dans les différents éléments constituant l'assemblage et ainsi de mieux comprendre les phénomènes mis en jeu. La figure 1.21 met en évidence l'influence de la microstructure d'une couche de métallisation sur l'accumulation de contraintes mécaniques plastiques dans une couche soumise à des cycles thermiques. Les grains de métallisation de faible taille ayant une limite élastique de 10% supérieure à celle des grains de grande taille, vont pouvoir se déformer de manière plus importante avant d'atteindre leur régime de plasticité.

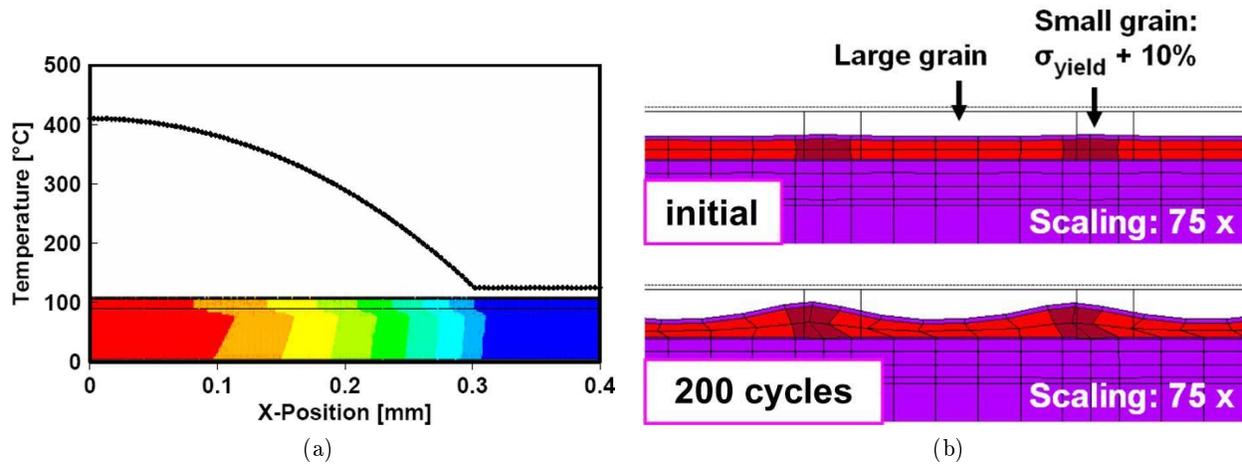


FIGURE 1.21 – a) Profil de température obtenu par [93] après une impulsion de 25 W pendant 5 ms sur la structure simulée avec ANSYS. b) Modélisation ANSYS de la variation de la microstructure d’une couche de métallisation réalisée par [93] lors de l’application d’une succession d’impulsions de puissance (un pulse donnant le profil de température présentée figure 1.21a. L’état initial correspond à une température de 125°C uniformément répartie dans la couche de métallisation.

Toutefois, les modèles physiques permettant de mener à bien les études numériques, nécessitent une connaissance approfondie des matériaux constituant l’assemblage et par conséquent ne peuvent remplacer les tests accélérés qui restent indispensables à la validation des modèles de simulation.

1.5.4 Surveillance et sécurité des composants

La surveillance et la sécurité des composants (“health monitoring”) est un domaine pluridisciplinaire. Il nécessite la conception et l’intégration de capteurs, la mise en oeuvre de méthodes de calculs et d’algorithmes de traitement de signal permettant de traiter les informations fournies par les différents indicateurs d’état et de prévoir par des moyens statistiques l’apparition de la défaillance et ainsi anticiper le remplacement du module de puissance. Actuellement, lors des études de vieillissement en laboratoire, les mesures de grandeurs électriques sont couramment exploitées comme indicateurs de vieillissement. Le tableau 1.5 montre que pour la plupart des modes de dégradation, les variations de la résistance à l’état passant et de la température de jonction sont les indicateurs de vieillissement le plus souvent observés.

Mode de dégradation	Conséquences	Indicateurs
Déformation de la métallisation de source	Augmentation limitée de la résistance de la métallisation, auto-échauffement	$\Delta R_{ON}, \Delta T_J$
Fissuration des pieds de fils	Augmentation de la résistance de contact entre les fils et la métallisation de source, auto-échauffement	$\Delta R_{ON}, \Delta T_J$
Déconnexion des fils de connexion	Auto-échauffement, ouverture des fils de connexion amenant la génération d'arcs électriques	-
Fatigue des brasures et délamination des puces	Augmentation des résistances thermique et électrique de la brasure, élévation de la température de jonction	$\Delta R_{ON}, \Delta T_J$
Electromigration	Rupture de la métallisation, court-circuit	Augmentation des courants de fuite

Tableau 1.5 – Conséquences des différents mécanismes de dégradation des composants de puissance provoqués par des contraintes électro-thermo-mécaniques (adapté de [96]) .

Les technologies de type smart-MOS intègrent donc des capteurs permettant de mesurer la résistance à l'état passant et la température du composant. Cela permet de protéger le composant en cas de courant ou de températures excessives. Des capteurs de contraintes mécaniques peuvent également être intégrés afin d'estimer l'état mécanique de l'assemblage (figure 1.22)[86] ou le bon positionnement des fils de connexion lors de leur mise en place (figure 1.22b).

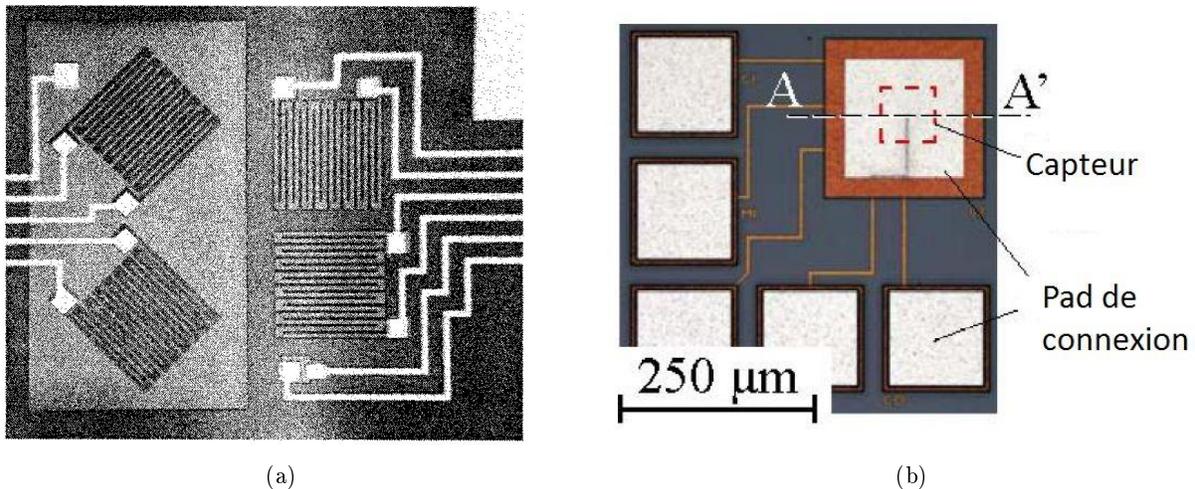


FIGURE 1.22 – Exemples de capteur piézoresistifs intégrés :

- a) Photographie d'un capteur piézoresistif permettant d'estimer l'état mécanique d'un assemblage électronique [86].
- b) Photographie d'un capteur piézoresistif permettant de détecter le bon positionnement des fils de connexion [49].

Les techniques permettant de mesurer déformations, forces et contraintes mécaniques sont maintenant bien connues et de nombreuses technologies existent. Les principales sont répertoriées dans le tableau 1.6. Certaines de ces techniques telles que les jauges de contraintes métalliques sont assez peu sensibles et ne peuvent être utilisées que pour la détection de fortes contraintes mécaniques (GPa). D'autres techniques telles que celles basées sur la piézoélectricité ou la piézorésistivité géante à base de nanomatériaux utilisent des matériaux "exotiques" pour une technologie de type MOS et sont donc plus difficilement intégrables. Les systèmes de détection optique sont eux aussi très difficiles à intégrer. Ainsi, parmi les mécanismes présentés dans le tableau 1.6, ceux qui semblent les plus propices au suivi de l'évolution de l'état mécanique d'un assemblage de puissance sont les capteurs basés sur les propriétés "piézo" du silicium. Ces dernières seront détaillées au paragraphe 1.6.

Mécanismes / Moyens de détections	Matériau	Composant	Complexité	Linéarité	Sensibilité à la température	Limites et intérêts
Piézoresistivité des métaux	métal	jauge	+	+++	+++	- faible sensibilité - très simple
Piézoresistivité du silicium	silicium	résistance	+	+++	+++	- facilement intégrable
Piézojonction [38]	silicium	transistors et diodes bipolaires	++	-	++	- faible consommation d'énergie - nécessite moins de surface qu'une résistance
Piézotunnel [22]	silicium	diodes à effet tunnel	+++	faible	++	- sensible aux effets de surfaces
PiézomOS	silicium	transistor à grille MOS	-	-	-	- peu utilisé
Piézoresistivité géante [76]	silicium / aluminium	structure hybride	+++	+++	-	- très sensible - structure hybride
Pézoélectricité	quartz, PZT, ...	-	quartz, PZT, ...	++	+++	- fabrication complexe, matériaux "exotiques" - très sensible
Systèmes de détection optique	-	profilomètre optique, ...	+++	+++	+	- difficilement intégrable

Tableau 1.6 – Principaux mécanismes et moyens de détection permettant d'accéder aux contraintes mécaniques, adapté de [36].

1.6 Les capteurs de contraintes mécaniques à base de silicium

Les propriétés intrinsèques du silicium permettent de disposer d'un nombre important d'effets exploitables tels que l'effet Seebeck, l'effet Hall, l'effet photovoltaïque, ... Il offre également un effet physique intéressant pour la détection des contraintes mécaniques : l'effet "piézo". Cet effet se manifeste sous différents aspects suivant l'architecture silicium rencontrée (figure 1.23). Tous ces mécanismes permettent de moduler le courant qui circule dans le composant et ne doit pas être confondu avec l'effet piézoélectrique¹ qui lui n'existe pas dans le silicium du fait des symétries du réseau cristallin [77].

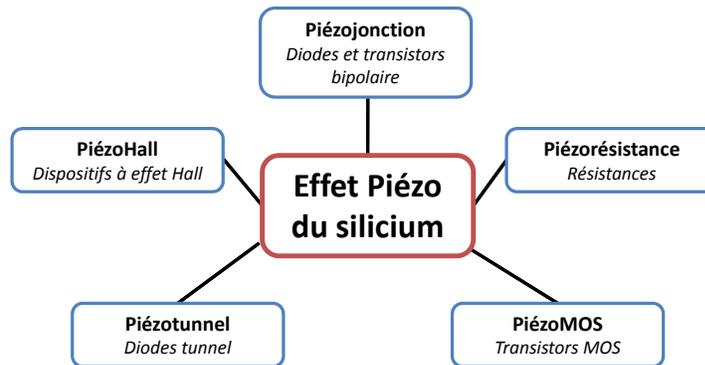


FIGURE 1.23 – Effets "piézo" du silicium [23].

L'effet piézorésistif

La majorité des capteurs de contraintes mécaniques sont basés sur l'effet piézorésistif : sous l'effet de contraintes mécaniques, la résistance du matériau est modifiée. Il s'agit d'une propriété intrinsèque du matériau. Ainsi, en 1954, Smith [85] a démontré expérimentalement que, comparé à un métal, cet effet est cent fois plus important dans des semiconducteurs tels que le silicium ou le germanium. La plupart des dispositifs permettant de détecter des contraintes mécaniques à partir de cet effet sont des jauges de contraintes. Lorsqu'une contrainte mécanique est appliquée sur une jauge, elle se déforme. L'effet piézorésistif traduit alors les déformations mécaniques longitudinales ε_L et/ou transverse ε_T en une variation de résistance ΔR du matériau constituant la jauge de contrainte. Dans le cas où la direction perpendiculaire au substrat est négligée, la variation de résistance peut s'exprimer sous la forme :

$$\frac{\Delta R}{R_0} = J_L \cdot \varepsilon_L + J_T \cdot \varepsilon_T \quad (1.8)$$

R_0 étant la résistance initiale du matériau, J_L et J_T des facteurs de jauge longitudinaux et transversaux des jauges de contrainte.

Généralement, dans les capteurs piézorésistifs, les jauges de contraintes ne sont pas utilisées seules mais elles sont assemblées en pont de Wheatstone, et complétées par des résistances d'ajustement. Un schéma typique d'une cellule de mesure est donné figure 1.24. De ce fait, ces

1. L'effet piézoélectrique est la propriété qu'a un matériau (quartz, PZT, ...) à se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique et réciproquement de se déformer lorsqu'on lui applique un champ électrique.

dispositifs utilisent une surface importante de silicium et nécessitent l'utilisation de nombreux fils de connexion qui vont à l'encontre de l'aspect fiabilité recherché.

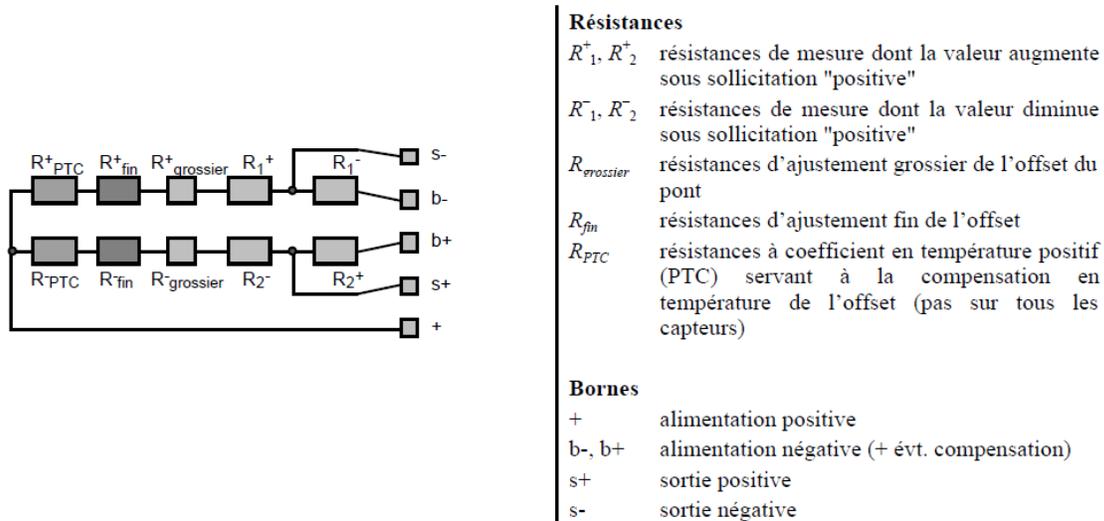


FIGURE 1.24 – Schéma de principe d'un pont de mesure piézorésistif [56].

L'effet piézojonction

L'effet piézojonction peut se décrire comme étant le changement du courant de saturation d'un transistor bipolaire ou d'une jonction p-n sous l'effet de contraintes mécaniques [38]. Les origines physiques de cet effet sont très proches de celles de l'effet piézorésistif. Il peut ainsi être utilisé à la place des jauges piézorésistives pour la détection de contraintes mécaniques. En outre, les dispositifs qu'il permet de réaliser possèdent deux avantages vis à vis de ceux réalisés à partir de l'effet piézorésistif : leur consommation d'énergie est plus faible et une plus petite surface de silicium est nécessaire à leur réalisation.

L'effet piézo-tunnel

Cet effet est basé sur l'utilisation d'une jonction P-N fortement dopée et très abrupte (figure 1.25a). La zone de charge d'espace ainsi obtenue présente une épaisseur très faible (quelques dizaines d'ångströms). De ce fait, des porteurs peuvent traverser la barrière de potentiel par effet tunnel. Comme les contraintes mécaniques affectent les bandes d'énergie du silicium, le courant tunnel va être modulé sous l'effet des contraintes mécaniques. Pour le même substrat, le facteur de jauge de ce type de dispositif est environ quatre fois supérieur à celui d'une piézoresistance et est moins sensible aux effets thermiques. Toutefois, il nécessite de recourir à une combinaison de piézorésistances et de jonctions piézo-tunnel afin de rendre le capteur indépendant de la température. Ce qui nécessite l'utilisation d'une surface importante de silicium (figure 1.25b). En outre, dans les procédés MOS standard, il nécessite une étape technologique supplémentaire à cause des forts niveaux de dopages rencontrés [22, 23].

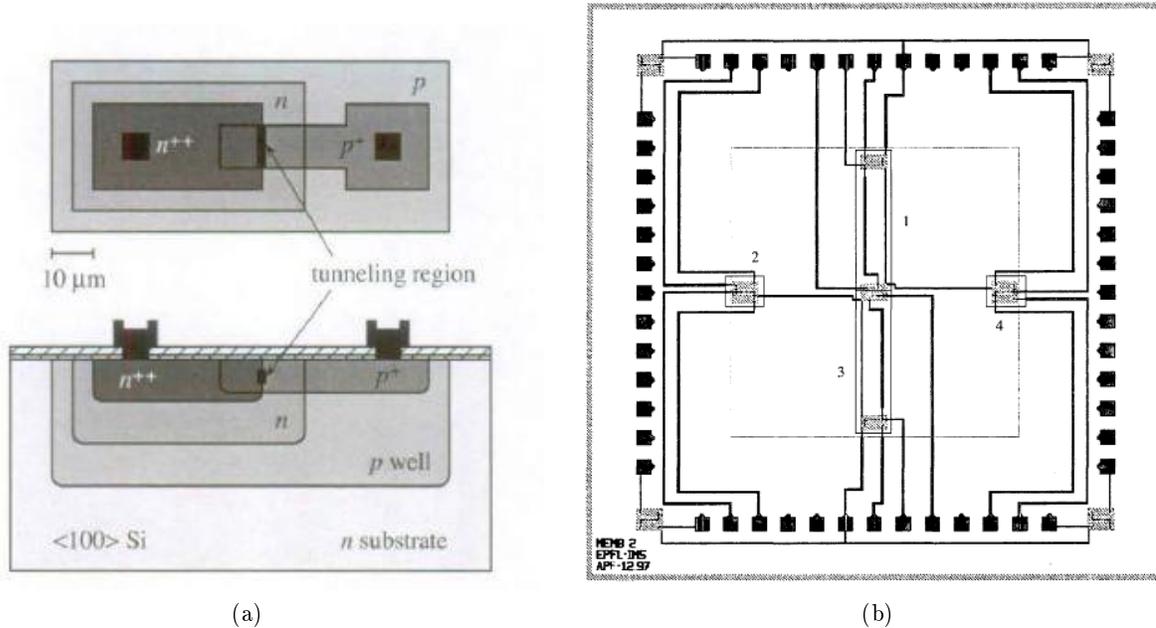


FIGURE 1.25 – a) Structure de la jonction latérale utilisée par [22] pour réaliser une jauge piézo-tunnel. La longueur totale est de $95 \mu\text{m}$ et la largeur de $40 \mu\text{m}$.

b) Layout d'un capteur de pression utilisant une combinaison de piézorésistances et de jonctions piézo-tunnel afin de rendre le capteur indépendant de la température. La taille de la puce est de 16 mm^2 [22].

L'effet piézoMOS

Sous l'effet de l'application de contraintes mécaniques, les caractéristiques électriques (tension de seuil, courant de drain, résistances à l'état passant...) des transistors MOS sont modifiées [70, 88]. Quelques capteurs de contraintes mécaniques basés sur cet effet ont été proposés [33]. Mais, la plupart des études menées concernent l'aspect négatif que peuvent avoir les contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques des transistors MOS (brasage, contraintes mécaniques extérieures, ...) [2]. De plus, ces études portent essentiellement sur des MOS petit signaux et à l'exception de [90] et [5] qui se sont intéressés aux IGBTs, très peu de données sont disponibles concernant les composants de puissances verticaux. C'est pourquoi une étude plus approfondie des propriétés "piézo" d'un transistor VDMOS de puissance fera l'objet du second chapitre.

1.7 Conclusion

Les composants de puissances sont soumis à des environnements sévères d'utilisations (régimes extrêmes, hydrométrie, variations de température, ...). Les variations de températures, liées aux modes de fonctionnement de ces composants, entraînent de fortes contraintes électrothermo-mécaniques qui conduisent au vieillissement des assemblages (déconnexion des fils de connexion, délamination des brasures, ...) et ainsi à leur défaillance. La fiabilité des composants de puissance est donc un enjeu majeur pour les industriels. Actuellement, elle est avant tout prédictive et basée sur l'utilisation de profils de missions types. Mais ceux-ci ne sont pas toujours

représentatifs d'une utilisation réelle et peuvent engendrer des erreurs importantes sur l'évaluation de la fiabilité. Il serait donc intéressant pour les acteurs industriels et les équipementiers de disposer d'un indicateur permettant de donner en temps réel une indication exploitable sur l'état de vieillissement de la puce et de l'assemblage. Il existe aujourd'hui des capteurs piézoresistifs permettant d'évaluer l'état mécanique de l'assemblage. Mais ceux-ci nécessitent des étapes de fabrication supplémentaires, une grande surface de silicium et également de nombreux fils de connexion et sont donc peu attractifs pour les industriels. Or, il a été démontré par [90] que des composants de puissance à grille MOS tels que des transistors VDMOS ou des IGBTs sont eux aussi sensibles aux contraintes mécaniques et qu'une dérive de leurs caractéristiques électriques peut être observée expérimentalement. Une étude sur la sensibilité des paramètres électriques d'un transistor MOS vertical vis-à-vis des contraintes mécaniques sera donc menée au second chapitre, afin de voir si le suivi de l'évolution de l'un de ces paramètres peut être envisageable pour suivre le vieillissement de composants de puissance à base de transistors VDMOS.

Chapitre 2

Influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques d'une cellule VDMOS

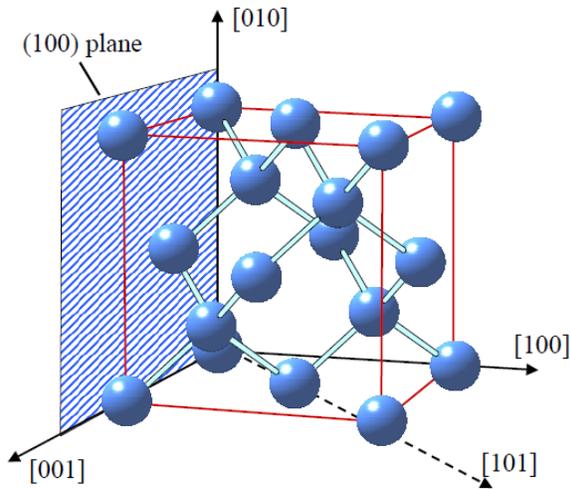
2.1 Introduction

Ce chapitre décrit dans sa première partie les propriétés mécaniques du silicium (module d'Young, déformations, contraintes), ce qui permet d'étudier l'impact des contraintes mécaniques sur le transport des charges dans le silicium et de choisir un modèle numérique permettant de le simuler. Ainsi, après avoir choisi une voie de simulation, une analyse de l'influence des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques d'un transistor VDMOS est présentée afin de mettre en évidence une caractéristique électrique exploitable pour le suivi de l'état mécanique d'un assemblage de puissance.

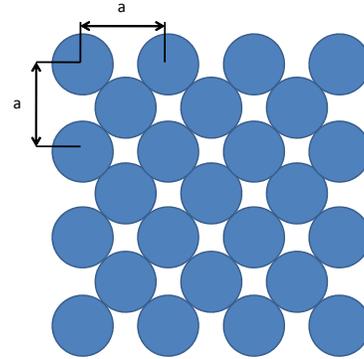
2.2 Silicium et contraintes mécaniques

2.2.1 Déformation élastique des solides

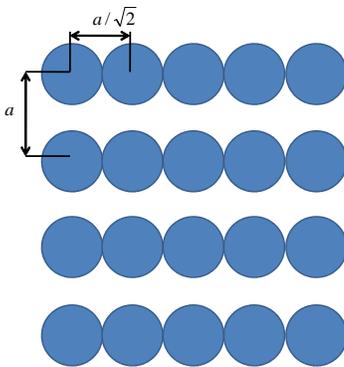
Dans un cristal de silicium, la cohésion des atomes est assurée par des liaisons covalentes. Une liaison covalente est une liaison dans laquelle chaque atome lié met en commun un électron afin de former un doublet. Ce sont des liaisons fortes et très directionnelles. C'est ce qui explique la structure diamant du silicium (figure 2.1a) et régit les distances entre les atomes constituant le réseau cristallin [48].



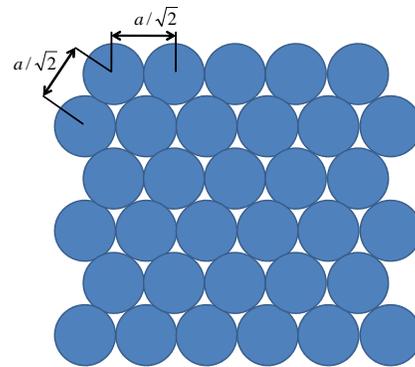
(a) Structure cristalline d'une maille élémentaire de silicium montrant le plan cristallin (100) et les principaux axes cristallographiques [43].



(b) famille de plans {100}



(c) famille de plans {110}



(d) famille de plans {111}

FIGURE 2.1 – Structure cristalline du silicium (CFC).

La figure 2.2 montre l'énergie d'interaction qui existe entre deux atomes. Aux distances a élevées, c'est l'attraction qui domine. Puis, aux faibles valeurs de a , l'énergie de répulsion croît plus vite que l'énergie d'attraction ne décroît. Il existe ainsi une position d'équilibre (a_0) pour laquelle l'énergie est minimale. Lorsque les atomes sont éloignés ou rapprochés de cette position, l'énergie du système augmente. Il y a alors une "force de rappel" qui permet de ramener les atomes vers la position d'énergie minimum (a_0) (sauf dans le cas d'un écartement au-delà de a_d , distance de dissociation des atomes). Cette "force de rappel" qui tend à maintenir les atomes à distance constante peut être exprimée en fonction de la dérivée seconde du potentiel interatomique [48]. Toutefois, pour de faibles déplacements, la "force de rappel" E est généralement considérée comme proportionnelle au déplacement $a - a_0$ [17]. La déformation $\varepsilon = \frac{a - a_0}{a_0}$ du solide est alors proportionnelle à la contrainte $\sigma = \frac{F}{S}$ (figure 2.2), ce qu'exprime la loi de Hooke :

$$\sigma = \frac{F}{S} = E \cdot \frac{a - a_0}{a_0} = E \cdot \varepsilon \quad (2.1)$$

où :

- σ exprime la contrainte mécanique en MPa.
- ε exprime la déformation et est sans dimension.
- Le coefficient E , appelé module d'élasticité ou module de Young du matériau, s'exprime en MPa.

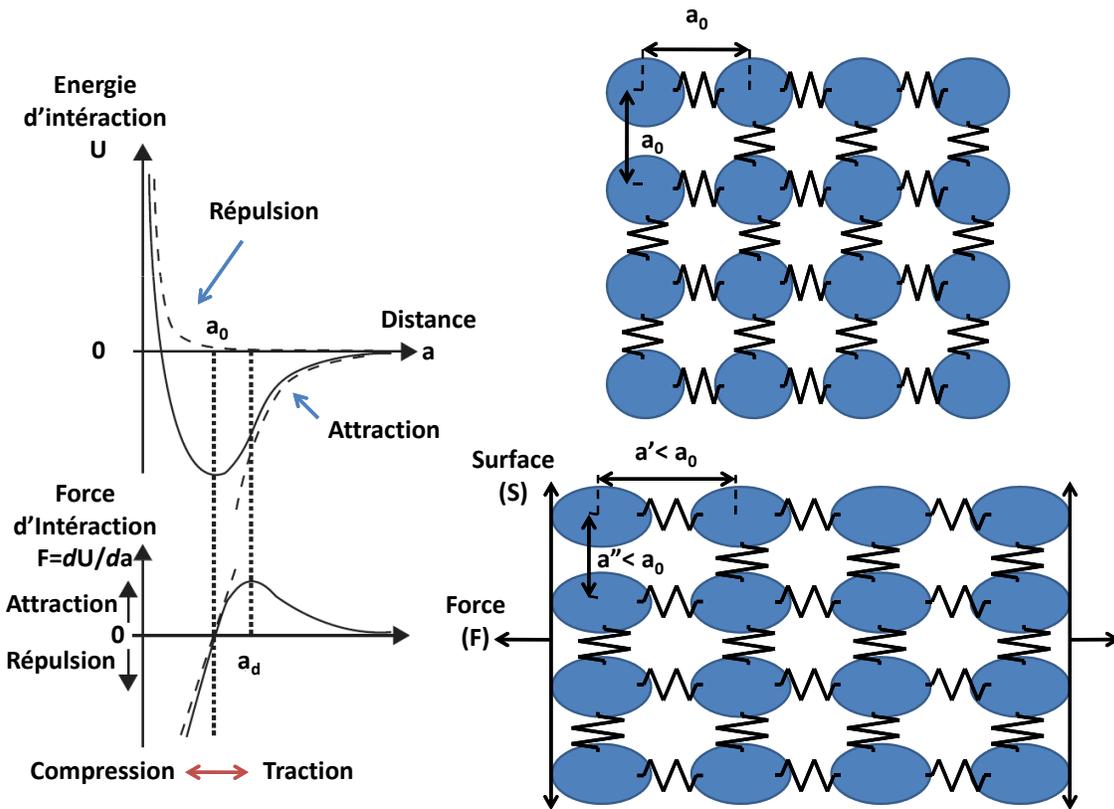


FIGURE 2.2 – Variations de l'énergie d'interaction entre deux atomes en fonction de leur distance.

Dans la direction d'application de la force (F), des déformations de signe opposé se produisent dans les directions orthogonales (figure 2.2 a). En faisant intervenir le coefficient de Poisson (ν), il est alors possible d'exprimer toutes les déformations en fonction de la contrainte σ_{xx} appliquée dans la direction x :

$$\varepsilon_x = \frac{\Delta x}{x_0} = \frac{\sigma_{xx}}{E} \quad (2.2)$$

et

$$\varepsilon_y = \frac{\Delta y}{y_0} = \varepsilon_z = \frac{\Delta z}{z_0} = -\nu \cdot \varepsilon_x = -\frac{\nu}{E} \cdot \sigma_{xx} \quad (2.3)$$

Dans le cas d'une contrainte de cisaillement (τ) (figure 2.2 b), il apparaît une déformation de distorsion (γ) qui, dans l'hypothèse d'un faible déplacement, est proportionnelle au cisaillement appliqué.

$$\gamma = \frac{\Delta y}{x_0} = \frac{\Delta x}{y_0} = \frac{\tau}{2G} \quad (2.4)$$

où G est le module de cisaillement du matériau et s'exprime en MPa.

Dans le cas d'une contrainte hydrostatique¹ de pression P (figure 2.3 c), il est possible de définir le module de compressibilité K (MPa) du matériau à partir de la variation relative du volume (V) :

$$\frac{\Delta V}{V_0} = -\frac{P}{K} \quad (2.5)$$

Ainsi, dans le cas d'un matériau isotrope, il suffit d'utiliser deux des constantes d'élasticité définies précédemment (E , ν , G et K) pour caractériser le comportement élastique du matériau grâce aux relations :

$$G = \frac{E}{2(1+\nu)}, \quad K = \frac{E}{3(1-2\nu)}, \quad G = \frac{3}{2} \cdot K \cdot \frac{(1-2\nu)}{(1+\nu)}, \quad E = \frac{9K \cdot G}{G+3K} \quad (2.6)$$

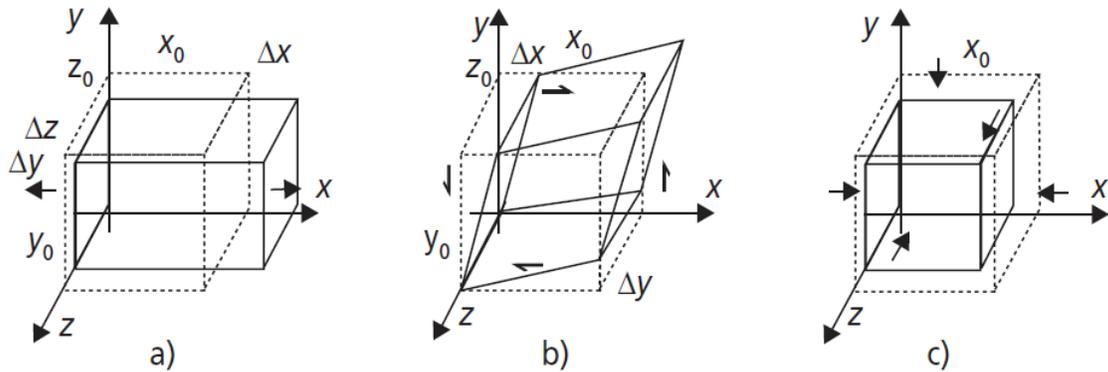


FIGURE 2.3 – Schéma des déformations élastiques provoquées par différentes sollicitations [17]. a) Contrainte de traction uni-axiale σ_x . b) Contrainte de cisaillement τ_{xy} dans le plan xy . c) Pression hydrostatique p .

Pour les matériaux anisotropes, tel que le silicium, la distance entre les atomes diffère suivant l'orientation cristalline (figure 2.1a), il existe donc une "force de rappel" pour chaque orientation cristalline. Ainsi, il ne suffit plus d'utiliser deux des constantes d'élasticité définies précédemment pour caractériser le comportement élastique du silicium et il devient nécessaire de l'exprimer par un plus grand nombre de constantes d'élasticité. Le module d'élasticité du silicium se présente alors sous la forme d'un tenseur d'élasticité qui s'écrit :

$$[C_{ijkl}] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{11} & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{12} & C_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} C_{11} &= 165,7 \text{ GPa} \\ C_{12} &= 63,9 \text{ GPa} \\ C_{44} &= 79,56 \text{ GPa} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Afin d'illustrer l'anisotropie du silicium, la figure 2.4 présente l'évolution du module d'élasticité, du coefficient de Poisson et du module de cisaillement du silicium dans le plan (100) en

1. Contrainte hydrostatique : c'est l'état de contrainte auquel est soumis un corps immergé dans un fluide.

fonction de l'orientation cristalline. Il apparaît que le silicium est plus rigide (module élastique plus élevé) suivant l'axe cristallographique [110] que suivant l'axe [100], ce qui s'explique par le fait que suivant l'axe [100], les atomes sont situés à une distance a les uns des autres alors que suivant la direction [110], ils ne sont plus qu'à une distance $a/\sqrt{2}$. (figure 2.1a)

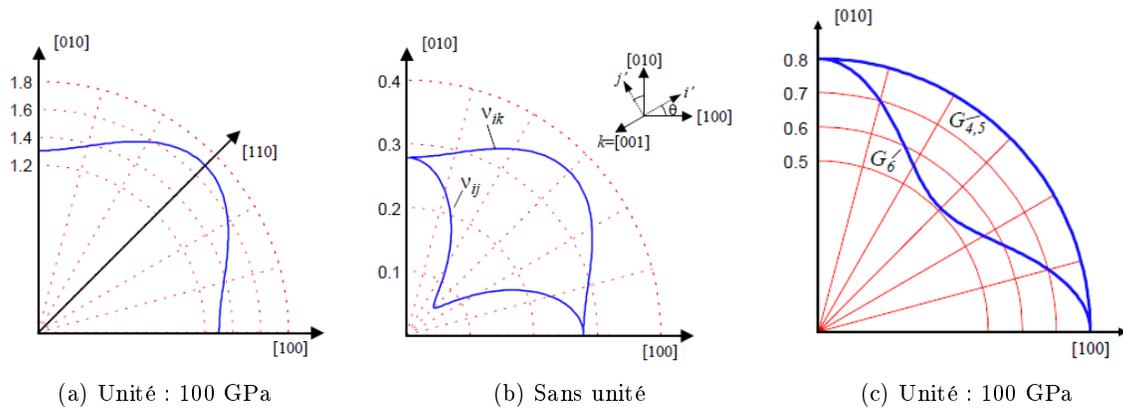


FIGURE 2.4 – Module d'élasticité (a), coefficient de Poisson (b) et module de cisaillement (c) calculés dans le plan (100) par [43].

Influence de la température sur le module d'Young

L'agitation thermique, en provoquant un éloignement des atomes (dilatation thermique), relâche l'intensité des liaisons interatomiques. Ainsi, toute élévation de température se traduit par une diminution de la rigidité élastique des matériaux et par conséquent du module d'Young E comme le montrent les figures 2.5 tracées à partir du tableau 2.1.

Matériaux	Coefficient de Poisson[18]	Module d'Young (GPa)
Silicium [52]	0,278	$C_{11} = 163,8 - 0,0128 \cdot T(K)$ $C_{12} = 59,2 - 0,0048 \cdot T(K)$ $C_{44} = 81,7 - 0,0059 \cdot T(K)$
Cuivre [52]	0,344	119 @ 20°C
Aluminium de faible épaisseur [41]	0,33	$69,7 - 0,0368 \cdot T(^{\circ}C)$

Tableau 2.1 – Propriétés mécaniques des matériaux constituant un assemblage de puissance

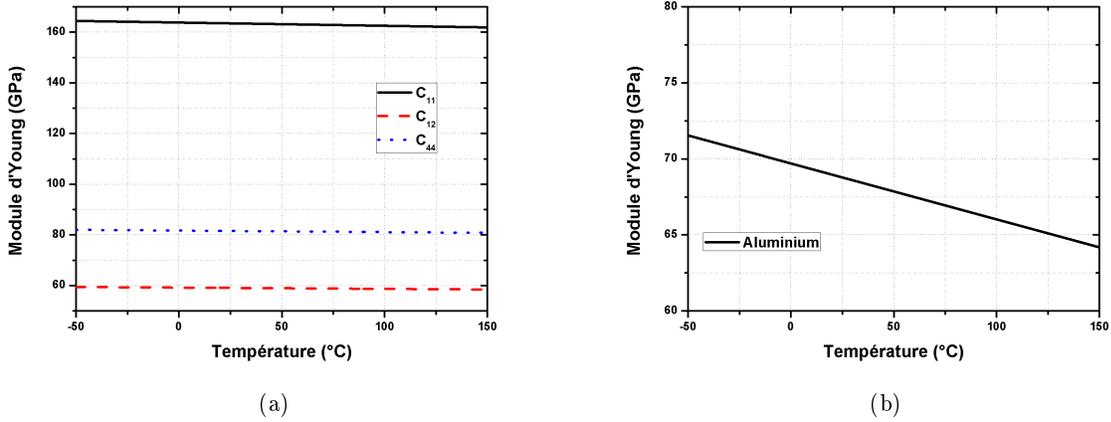


FIGURE 2.5 – Évolution du module d'Young de différents matériaux en fonction de la température :

- a) Pour le silicium.
- b) Pour une couche d'aluminium de faible épaisseur .

2.2.2 Influence sur la structure de bandes du silicium

La figure 2.1a montre la position des atomes de silicium dans l'espace réel. A ce réseau direct correspond un réseau réciproque dans l'espace des vecteurs d'onde (k) (figure 2.6). Cet espace réciproque joue un rôle important dans l'analyse des structures périodiques et plus particulièrement dans la description des bandes d'énergie des semi-conducteurs². En effet, en utilisant cet espace réciproque, il est possible de définir la relation de dispersion de l'énergie $E(\vec{k})$ du silicium (figure 2.7) en résolvant l'équation de Schrödinger par calcul ab initio. Pour cela, différents types de méthodes de résolution existent : pseudo-potentiel, $\vec{k} \cdot \vec{p}$, LCAO, ... [9]

2. Une bande d'énergie est constituée par un continuum des états d'énergie quantiques autorisés pour les électrons périphériques de chaque atome. L'effet de continuum est dû à l'interaction entre tous les atomes du cristal.

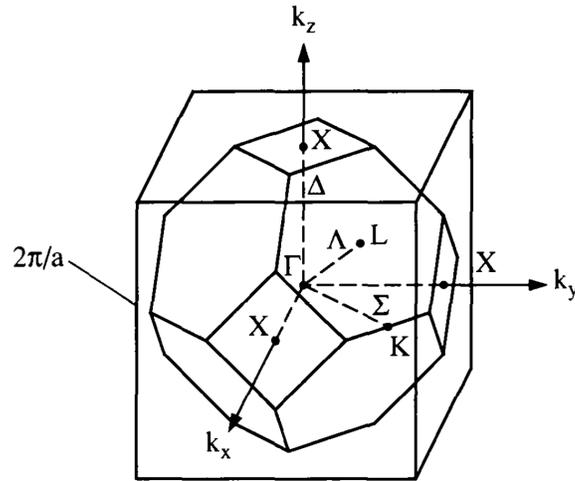


FIGURE 2.6 – Première zone de Brillouin du silicium. Les points et l'axe de symétrie les plus importants sont : Γ à $\pi/a(0,0,0)$ et L à $\pi/a(1/2,1/2,1/2)$ le long de l'axe $\langle 111 \rangle$ (Λ); X à $\pi/a(1,0,0)$ le long de l'axe $\langle 100 \rangle$ (Δ); K à $\pi/a(3/4,3/4,0)$ le long de l'axe $\langle 110 \rangle$ (Σ)[7].

Sous l'influence d'une contrainte mécanique, le réseau du silicium se déforme, ce qui se traduit par une modification des bandes d'énergie. La figure 2.7 montre un résultat de calcul de la structure électronique du silicium contraint, en tension biaxiale obtenue par une méthode $\vec{k} \cdot \vec{p}$ à 30 bandes. On remarquera que, dans ce cas, l'énergie des vallées Δ_2 est abaissée alors que l'énergie des vallées Δ_4 augmente. Ainsi, selon la nature des contraintes mécaniques rencontrées (compression, tension, cisaillement), il y a un rapprochement ou un éloignement des bandes de valence et de conduction, ce qui implique une modification de la bande interdite, ainsi qu'une modification de la courbure des bandes qui entraîne une modification des masses effectives³ des électrons et des trous [62].

3. Dans un semiconducteur, les électrons de masse m_e et les trous de masse m_h ne sont pas libres de se déplacer et subissent l'influence du potentiel du réseau cristallin. Afin d'inclure l'effet du réseau, les porteurs sont assimilés à des quasi-particules de masse effective m_e^* et m_h^* et cette masse effective est directement proportionnelle à l'inverse de la courbure des bandes d'énergie dans l'espace des \vec{k} [58].

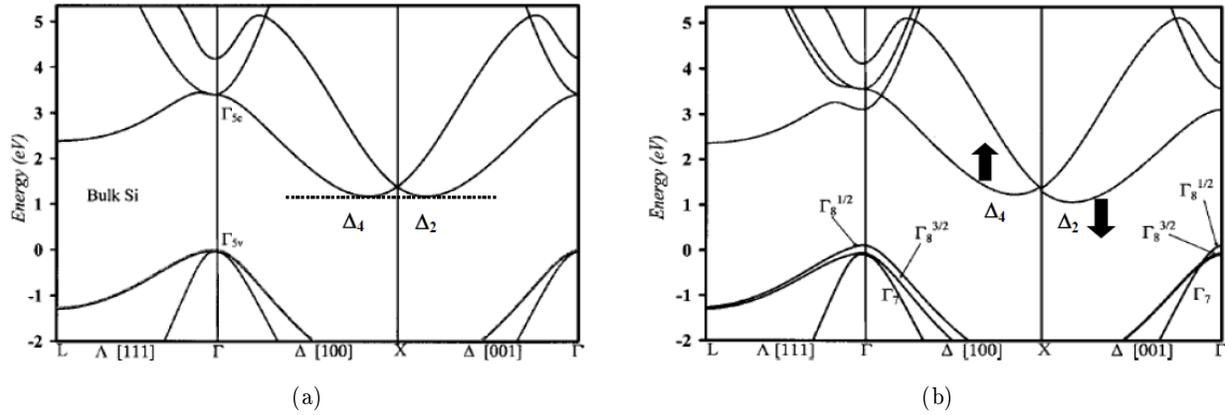


FIGURE 2.7 – Structure de bandes du silicium déterminée par un modèle kp : a) silicium non contraint et b) silicium contraint en tension biaxiale par une couche de $Si_{0,6}Ge_{0,4}$ [72].

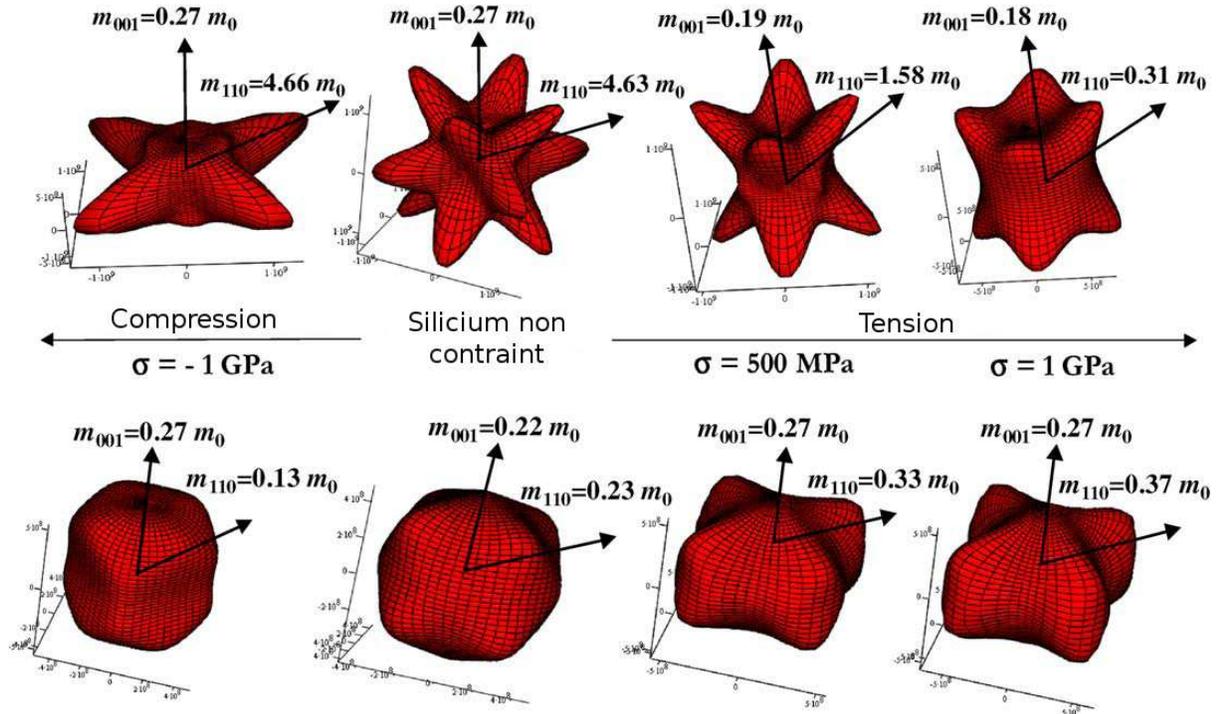


FIGURE 2.8 – Surfaces d'isoénergies à 39 meV des bandes $E_{V,1}$ et $E_{V,2}$ pour des contraintes biaxiales en tension et en compression appliquées dans le plan (001). Pour chaque surface d'iso-énergie, les masses effectives de conductivité sont représentées pour les directions [001] et [110] [31].

2.2.3 Influence des contraintes mécaniques sur le transport de charges et leur modélisation

Pour simuler l'évolution des caractéristiques électriques de composants électroniques, plusieurs niveaux de modélisation existent avec des approximations plus ou moins importantes.

Les modèles les moins sophistiqués sont analytiques, ce sont des modèles électriques de type SPICE qui permettent de reproduire le comportement d'un dispositif à partir de mesures expérimentales afin de simuler un circuit. Les temps de simulation sont courts mais il n'est pas possible d'obtenir d'informations ou de prévisions concernant la physique des composants à l'aide de ces modèles.

Les modèles les plus précis consistent à résoudre directement les équations présentées dans la section précédente. Une telle approche donne accès aux grandeurs microscopiques (énergie des porteurs de charges, leur vitesse, leur fonction de distribution). Cependant, cette approche demande énormément de ressource matérielle et ne permet pas de simuler un composant entier. Elle peut toutefois fournir des paramètres pour des modèles phénoménologiques de type Dérive Diffusion ou Hydrodynamique. Ces modèles "intermédiaires" permettent d'obtenir un certain nombre d'informations sur la physique des dispositifs étudiés. Parmi ces modèles, plusieurs approches permettant de décrire l'influence des contraintes mécaniques existent : l'approche dite "microscopique" et l'approche "piézorésistive".

Approche microscopique

Modification des bandes de valence et de conduction Pour décrire ce phénomène, Herring et Vogt ont introduit la théorie du potentiel de déformation [35]. Cette théorie permet de relier le décalage des bandes d'énergie des semi-conducteurs multivallées à la déformation du matériau via des paramètres appelés "potentiels de déformation". Cette théorie reprise par Bir et Pikus [28] leur permit de développer un modèle analytique, implanté dans Sentaurus Device :

$$\Delta E_{C,i} = \Xi_d (\varepsilon'_{11} + \varepsilon'_{22} + \varepsilon'_{33}) + \Xi_u \varepsilon'_{ii} \quad (2.8)$$

$$\Delta E_{V,i} = -a (\varepsilon'_{11} + \varepsilon'_{22} + \varepsilon'_{33}) \pm \delta E \quad (2.9)$$

où :

- $\delta E = \sqrt{\frac{b^2}{2} (\varepsilon'_{11} - \varepsilon'_{22})^2 + (\varepsilon'_{22} - \varepsilon'_{33})^2 + (\varepsilon'_{11} - \varepsilon'_{33})^2 + d^2 \cdot (\varepsilon'_{12} + \varepsilon'_{13} + \varepsilon'_{23})}$
- $\Delta E_{C,i}$ et $\Delta E_{V,i}$ expriment respectivement la variation d'énergie des bandes de conduction et de valence.
- Ξ_d, Ξ_u, a, b, d sont les différents potentiels de déformations du modèle utilisé.
- i correspond au numéro de bande.
- ε'_{ij} sont les composantes du tenseur des déformation dans le système de coordonnées du cristal.
- Le signe \pm désigne la séparation entre trous lourds et légers.

Toutefois, ces différents modèles ne prennent pas en compte l'effet du cisaillement sur les électrons, ce qui a été résolu par les auteurs de [95] en utilisant une méthode $\vec{k} \cdot \vec{p}$ simplifiée afin d'obtenir un terme supplémentaire de cisaillement pour la bande de conduction .

$$\Delta E_{C,i} = \Xi_d (\varepsilon'_{11} + \varepsilon'_{22} + \varepsilon'_{33}) + \Xi_u \varepsilon'_{ii} + \begin{cases} -\frac{\Delta}{4} \eta_i^2, & |\eta_i| \leq 1 \\ -(2|\eta_i| - 1) \frac{\Delta}{4}, & |\eta_i| > 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

où :

- $\eta_i = \frac{4\Xi_u \varepsilon'_{jk}}{\Delta}$ qui est sans dimension et exprime le terme général de la diagonale de la matrice de déformation avec $j \neq k \neq i$.
- ε'_{jk} est la composante de cisaillement du tenseur de déformation.

- Δ est la différence d'énergie entre les deux bandes de conduction les plus basses.
- $\Xi_{u'}$ est le potentiel de déformation responsable de la séparations des bandes de conduction de plus basse énergie (Δ_2 et Δ_4) qui apparaissent sur la figure 2.7 b.

Les valeurs des différents potentiels de déformation sont encore aujourd'hui sujettes à discussion car elles varient suivant les auteurs et les méthodes d'extraction auxquelles ces derniers ont recours. A titre d'exemple, le potentiel de déformation de cisaillement uniaxial Ξ_u obtenu par des mesures sous hautes pressions (GPa) a une valeur comprise entre 8 et 12 eV, alors qu'il a une valeur plus importante comprise entre 12 et 24 eV lorsqu'il est extrait à partir de mesures de la mobilité dans une couche d'inversion à température ambiante sur du silicium massif [73]. Les valeurs des différents potentiels de déformation utilisées lors des simulations sont présentés dans le tableau 2.2. Elles correspondent au cas du silicium massif et leurs valeurs restent constantes au cours des simulations.

Ξ_u (eV)	Ξ_d (eV)	$\Xi_{u'}$ (eV)	Δ (eV)	a (eV)	b (eV)	d (eV)
9,16	0,77	7	0,53	2,1	-2,3	-4,75

Tableau 2.2 – Valeurs des potentiels de déformation [82] utilisées lors des simulations .

Masses effectives Dans l'approche microscopique qui tient compte de la modification des bandes de valence et de conduction, la variation de la masse effective peut être calculée à l'aide de l'équation [91] :

$$\frac{m_\sigma^*}{m_0^*} = a \cdot \frac{E_g(0)}{E_g(\sigma)} \quad (2.11)$$

où m_σ^* et m_0^* désignent respectivement la masse effective des électrons ou des trous lors de l'application d'une contrainte mécanique et en l'absence de contrainte, a étant une constante qui pour les électrons vaut 0,1905 ; $E_g(0)$ et $E_g(\sigma)$ désignent les énergies de bande interdite en l'absence de contrainte mécanique et lors de l'application d'une contrainte mécanique.

Repopulation des porteurs A température constante, un équilibre s'établit (figure 2.9) entre les phénomènes d'ionisation thermique et de recombinaison. La mécanique statistique montre alors que la population des porteurs libres (n électrons par cm^3 dans la bande de conduction et p trous par cm^3 dans la bande de valence) s'exprime selon les lois :

$$n = N_C \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E_n}{k_B T}\right) \text{ et } p = N_v \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E_p}{k_B T}\right) \quad (2.12)$$

où T est la température exprimée en K, k_B est la constante de Boltzmann, N_C et N_v sont respectivement la densité d'état des électrons dans la bande de conduction et la densité d'état des trous dans la bande de valence. ΔE_n et ΔE_p désignent les différences d'énergie par rapport au niveau de Fermi, entre le bas de la bande de conduction et entre le haut de la bande de valence respectivement. Lors de l'application de contraintes mécaniques, les niveaux d'énergie des bandes de valence, de conduction et le niveau de Fermi sont modifiés et une repopulation des porteurs s'opère.

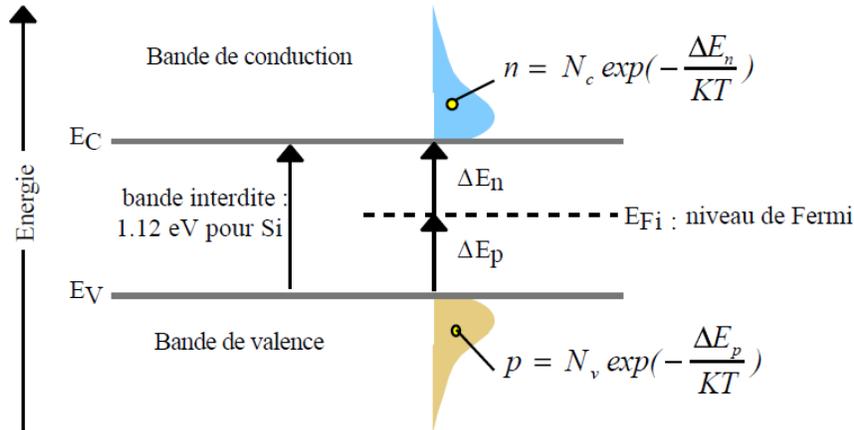


FIGURE 2.9 – Population des porteurs d'un semiconducteur intrinsèque et niveau de Fermi[75].

Impact sur la mobilité des porteurs La mobilité des porteurs (μ) décrit leur faculté à se déplacer dans le silicium sous l'effet d'un champ électrique \vec{E} . Elle permet de lier la vitesse des porteurs (\vec{v}) au champ électrique par la relation : $\vec{v} = \mu \vec{E}$ et peut être exprimée en fonction de la masse effective par la relation 2.13 où q est la charge élémentaire, τ est le temps de relaxation entre deux interactions et m^* est la masse effective de la particule considérée (électron ou trou).

$$\mu = \frac{q \langle \tau \rangle}{m^*} \quad (2.13)$$

Le temps de relaxation moyen $\langle \tau \rangle$ tient compte de toutes les interactions⁴ que peuvent subir les porteurs lors de leur transport.

Dans l'hypothèse de Matthiessen qui stipule que la fréquence de relaxation moyenne $\langle f = 1/\tau \rangle$ est la somme des fréquences de chaque mécanisme, la mobilité totale peut s'écrire [73] :

$$\mu = \frac{q}{n} \sum_v \frac{1}{m_v^*} \sum_{iev} n_i \left(\sum_s \frac{1}{\tau_{iev,s}} \right)^{-1} \quad (2.14)$$

où n est le nombre totale de porteurs, v désigne une vallée et s le mécanisme d'interaction.

L'équation 2.14 montre alors que la mobilité des porteurs dépend de la population des porteurs et des masses effectives qui dépendent des contraintes mécaniques par la variation des niveaux d'énergie.

Approche piézorésistive

D'après la loi d'Ohm, la conductivité électrique (σ_{el}) relie la densité de courant \vec{j} au champ électrique \vec{E} par la relation :

$$\vec{j} = \sigma_{el} \vec{E} \quad (2.15)$$

avec $\sigma_{el} = 1/\rho$ où ρ est la résistivité électrique. Dans le cas d'un cristal anisotrope tel que le silicium, la résistivité électrique peut être écrite sous forme d'un vecteur (ρ_m) dont la variation

4. Les interactions les plus connues sont les interactions avec le réseau (phonons), mais d'autres interactions existent avec : les défauts chargés, les charges d'interfaces, la rugosité du diélectrique de grille, ...

peut être reliée au tenseur des contraintes mécaniques (σ_{mn}^-) par l'intermédiaire d'un tenseur⁵ de rang 2 appelé tenseur de piézoresistivité $\bar{\pi}_{ij}$.

$$\Delta\rho_m/\rho_0 = \pi_{ij}\sigma_n \quad (2.16)$$

Le tenseur de piézoresistivité se présente sous la forme d'une matrice qui s'exprime :

$$\bar{\pi}_{ij} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Comme les contraintes mécaniques entraînent une modification des masses effectives et une dispersion anisotrope, les coefficients π_{ij} de la matrice ne sont pas constants. Ainsi, d'après [45] le premier effet est décrit par un terme indépendant et constants $\pi_{ij,cst}$, le second effet quant à lui s'exprime en utilisant un second terme $\pi_{ij,var}$ dépendant de la température et du dopage par l'intermédiaire d'un facteur :

$$P(N, T) = \frac{300 F_0'(\frac{E_F}{kT})}{T F_0(\frac{E_F}{kT})} \quad (2.18)$$

où :

- F_0 est l'intégrale de Fermi à l'ordre 0
- F_0' est la première dérivée de l'intégrale de Fermi
- E_F est l'énergie de Fermi qui, pour les électrons, est égale au niveau de Fermi des électrons moins l'énergie de la bande de conduction : $F_n - E_C$ et qui, pour les trous, est égale à l'énergie de la bande de valence moins le niveau de Fermi des trous : $E_V - F_p$.

Les figures 2.10 a et b sont une représentation graphique du facteur de piézorésistance $P(N, T)$ en fonction de la température et de la concentration en impuretés pour du silicium de type n et p. Il y apparaît que le facteur de piézoresistivité décroît avec la concentration en impuretés et avec l'élévation de la température jusqu'à des concentrations de l'ordre de 1.10^{20} atomes par cm^{-3} dans le cas du type N et de 5.10^{19} atomes par cm^{-3} dans le cas du type P.

5. Le tenseur de piézoresistivité est en fait un tenseur de rang 4 composé de 81 coefficients qui peut être réduit à un tenseur de rang 2 par symétrie.

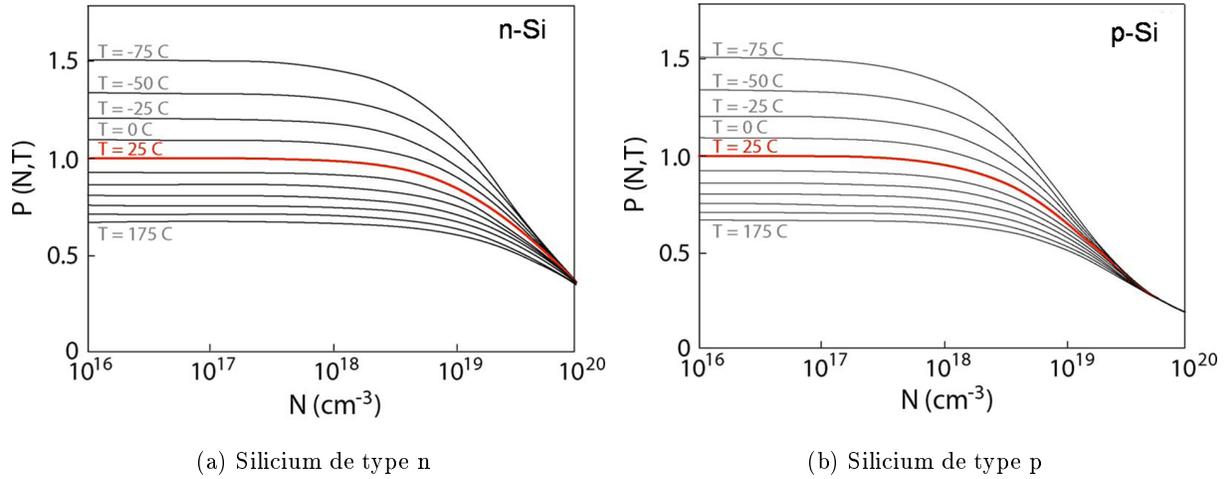


FIGURE 2.10 – Facteur de piézorésistance $P(N,T)$ en fonction de la température et de la concentration en impuretés pour du silicium de type N et P [45].

Les coefficients de la matrice de piézorésistivité s'expriment alors :

$$\pi_{ij} = \pi_{ij,cst} + \pi_{ij,var} \cdot P(N,T) \quad (2.19)$$

Les valeurs des paramètres $\pi_{ij,cst}$ et $\pi_{ij,var}$ utilisés lors des simulations sont données dans le tableau 2.3 pour les électrons et dans le tableau 2.4 pour les trous.

$\pi_{11,con}$	$\pi_{12,con}$	$\pi_{44,con}$	$\pi_{11,var}$	$\pi_{12,var}$	$\pi_{44,var}$	Unité
0	0	0	$-1,03 \times 10^{-9}$	$5,34 \times 10^{-10}$	$-1,36 \times 10^{-10}$	Pa^{-1}

Tableau 2.3 – Paramètres piézorésistifs des électrons.

$\pi_{11,con}$	$\pi_{12,con}$	$\pi_{44,con}$	$\pi_{11,var}$	$\pi_{12,var}$	$\pi_{44,var}$	Unité
$5,1 \times 10^{-11}$	$-2,6 \times 10^{-11}$	$2,8 \times 10^{-10}$	$1,5 \times 10^{-11}$	$1,5 \times 10^{-11}$	$1,1 \times 10^{-9}$	Pa^{-1}

Tableau 2.4 – Paramètres piézorésistifs des trous.

Les coefficients piézorésistifs diffèrent donc en signe et en amplitude parce qu'ils résultent de différents mécanismes modifiant la structure de bandes d'énergie du silicium. Ils incluent la modification de la position énergétique des bandes, entraînant une modification de la bande interdite et une redistribution des porteurs dans les différentes bandes d'énergie, mais aussi la déformation des bandes entraînant une modification des masses effectives et des densités d'états. Tous ces effets modifient la mobilité des porteurs.

Impact sur la mobilité des porteurs Dans le cas de contraintes mécaniques faibles (inférieures à 400 MPa), l'influence sur la mobilité des porteurs n et p peut s'exprimer de façon simple [99] :

$$\mu_{\alpha} = \mu_{\alpha}^0 (\bar{1} - \pi_{ij}^{\alpha} \cdot \sigma_{ij}), \quad \alpha = n, p \quad (2.20)$$

où :

- μ_α est le tenseur de mobilité, α définit le type de porteur : n pour les électrons et p pour les trous
- μ_α^0 est la mobilité isotrope en l'absence de contrainte mécaniques
- $\bar{1}$ est la matrice identité
- σ_{ij} est le tenseur des contraintes
- π_{mn}^α est le tenseur des coefficients piézorésistifs qui dépend de la température et du dopage

2.2.4 Bilan, approche “microscopique” ou approche “piézorésistive” ?

Les approches microscopique et piézorésistive qui viennent d'être détaillées sont résumées sur la figure 2.11. Il y apparaît que l'approche microscopique nécessite l'utilisation de modèles physiques complexes qui doivent être résolus en parallèle. De ce fait, comparée à l'approche microscopique, l'approche piézorésistive apparaît relativement “simple” et semble indiquée pour l'étude que nous souhaitons mener. Toutefois, avant de l'utiliser, il est nécessaire de comparer la précision des différentes méthodes. La figure 2.12 permet de comparer les différentes approches de résolution de l'impact de la déformation sur la mobilité des électrons. En trait plein, une méthode ab-initio, en pointillés, une méthode semi-empirique proche de l'approche microscopique présentée précédemment et des cercles indiquent le changement de mobilité calculée à partir des coefficients piézorésistifs. Il apparaît clairement que, pour de faibles déformations, les trois approches donnent des résultats similaires. L'approche piézorésistive quant-à-elle ne peut plus être utilisée dans le cas de fortes contraintes de cisaillement (figure b).

Afin d'adopter un compromis entre les détails de la structure (géométrie, maillage, ...) et le degré de sophistication des modèles de transport, tout en conservant un temps de calcul raisonnable (figure 2.13a), nous avons choisi d'utiliser l'approche piézorésistive (figure 2.11) en limitant notre étude à des contraintes mécaniques faibles (inférieures à 400 MPa [91]). A cela, nous avons ajouté le modèle de déformation du potentiel ϵ_{kp} , également présent dans le logiciel Sentaurus TCAD, qui permet de considérer l'influence de la variation des bandes de valence et de conduction ainsi que le cisaillement, le tout étant résolu par une méthode mathématique permettant de considérer l'anisotropie du silicium.

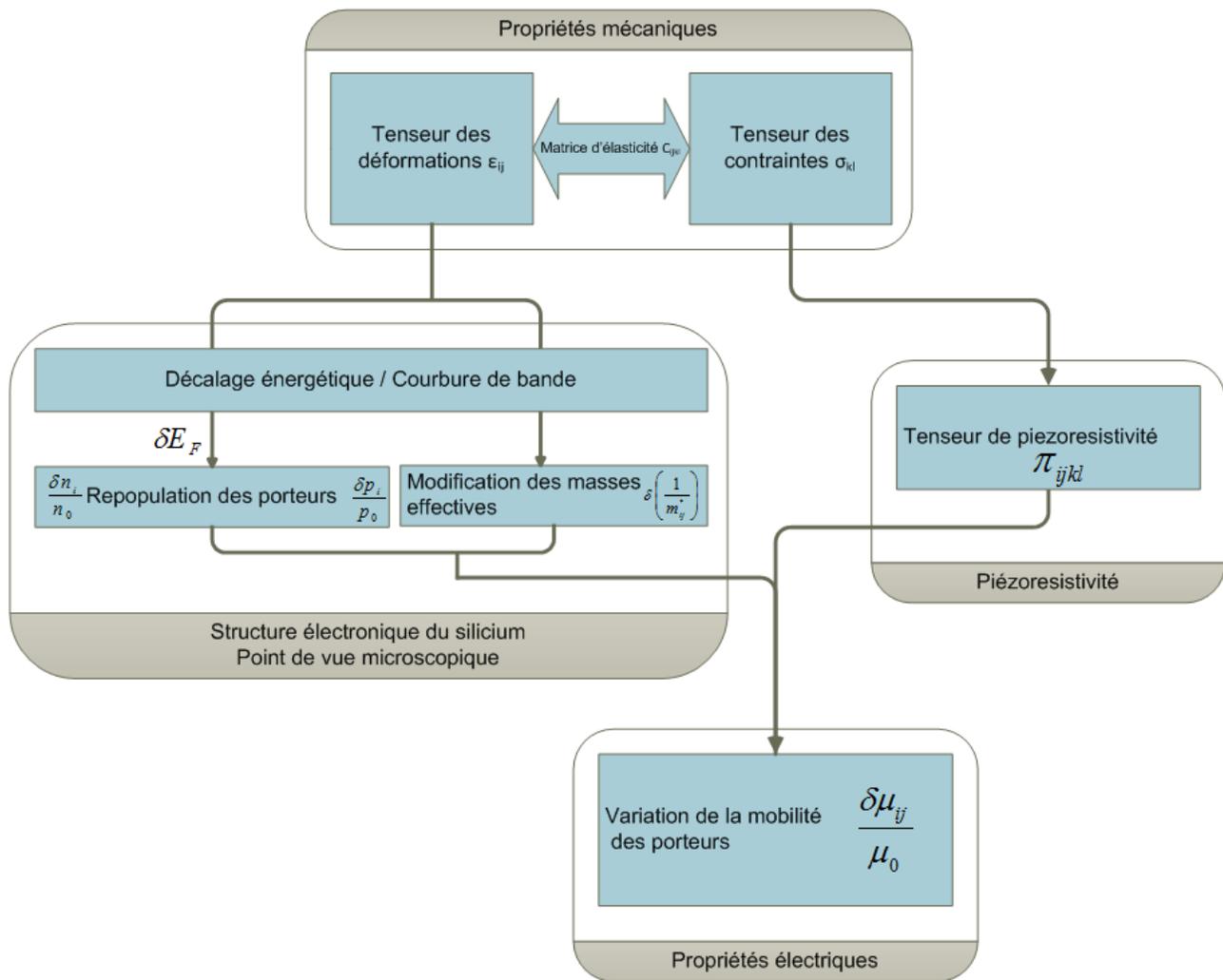


FIGURE 2.11 – Principe du calcul de l'influence des contraintes mécaniques sur les propriétés du transport électronique des porteurs dans le silicium, adapté de [73] et [32].

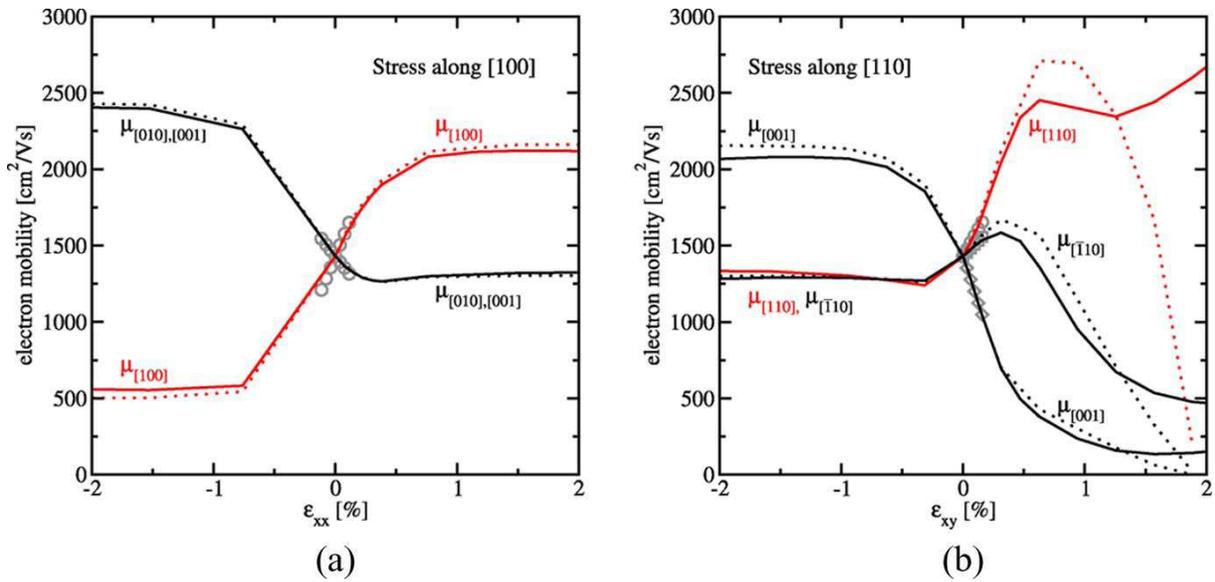
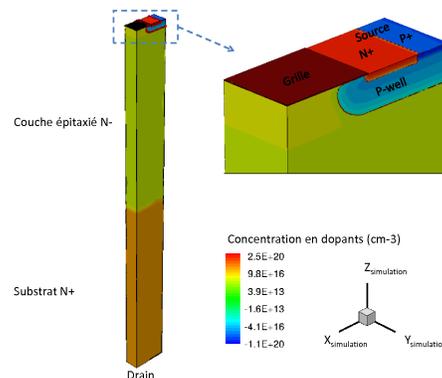


FIGURE 2.12 – Mobilité des électrons dans le silicium intrinsèque en fonction de la déformation pour une contrainte mécanique appliquée suivant [100] (a) et [110] (b). La mobilité est tracée en fonction de la direction de la contrainte mécanique appliquée et suivant deux directions orthogonales et pour différentes méthodes de calcul. En trait plein : méthode FBMC (Full Band Monte Carlo), en pointillés : méthode ABMC (Analytical Band Monte Carlo) et les cercles indiquent le changement de mobilité calculé à partir des coefficients piézo-résistifs[95] .

Approche choisie	Temps de calcul CPU (heure)
Temps de référence (sans modèle mécanique)	2h59
Approche piézo-résistive	4h10
Approche piézo-résistive + modèle de déformation de potentiel ϵ_{kp}	4h24
Approche microscopique	4h41

(a)



(b)

FIGURE 2.13 – a) Temps de calcul CPU pour la simulation d'une rampe en tension drain-source de 0 à 1V pour une tension grille-source de 12V. Cette rampe est appliquée sur la structure 3D présentée figure 2.13b pour différentes approche permettant de calculer l'impact des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques de la structure.

b) Structure VDMOS utilisée pour les tests de temps de calcul.

2.3 Impact des contraintes mécaniques sur les paramètres électriques d'un transistor VDMOS

Le silicium utilisé en micro-électronique est obtenu par le procédé Czochralski⁶. Les plaquettes ainsi réalisées respectent l'ordonnancement fixé par le germe initial. La structure cristallographique élémentaire du germe (2.1a) étant de type cubique à face centrée interpénétré ou cubique diamant, le wafer aura le même réseau quelle que soit l'orientation du germe initial. L'orientation cristallographique du germe définira en revanche les familles de plan rencontrées. Ainsi, un germe orienté $[100]$ ⁷ (2.1b) engendrera des wafers (100) et un germe orienté $[110]$, des wafers (110) (2.1c). La figure 2.14 permet de situer la position d'une plaquette (100) selon les directions X, Y et Z qui seront utilisées lors des simulations 3D. Dans le cas des simulations 2D, l'axe Z_{3D} deviendra Y et l'axe dans le plan sera appelé X en précisant l'axe cristallographique correspondant.

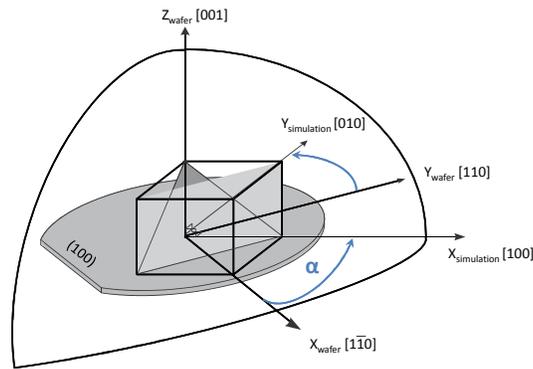


FIGURE 2.14 – Relation entre la maille cristalline et l'orientation d'un wafer (100) [66]. α est l'angle formé par la structure simulée et l'orientation cristallographique de référence $[110]$ (perpendiculaire au méplat d'un wafer (100)).

Choix de la structure étudiée

La structure étudiée est une demi cellule VDMOS de type N ayant un canal orienté $[100]$ (figure 2.15) sur laquelle plusieurs types de contraintes mécaniques sont appliquées : en tension et en compression, parallèlement et perpendiculairement à la direction du canal (figure 2.15). Les contraintes mécaniques appliquées suivant la direction $[100]$ (parallèlement à la direction du canal) seront notées σ_{xx} et celles appliquées selon la direction $[010]$ (perpendiculairement à la direction du canal) seront notées σ_{yy} . L'ensemble des cas de simulation est résumé dans le tableau 2.5.

6. Le procédé Czochralski consiste à tremper un germe de silicium monocristallin à la surface d'un bain de silicium dont la température est légèrement supérieure à la température de fusion du silicium. Le germe est ensuite tiré à faible vitesse en exerçant une rotation, formant ainsi un barreau de silicium monocristallin. Ce barreau est ensuite découpé afin de réaliser des wafers utilisables en microélectronique.

7. En cristallographie, les symboles $[\]$ désignent une direction cristallographique; les symboles $(\)$ désignent les plan cristallographiques et les symboles $\{ \}$ désignent tous les plans équivalents par symétrie, ce qui constitue une famille de plans. Dans le cas d'une maille cubique, la famille $\{100\}$ regroupe les plans (100), (010), (001).

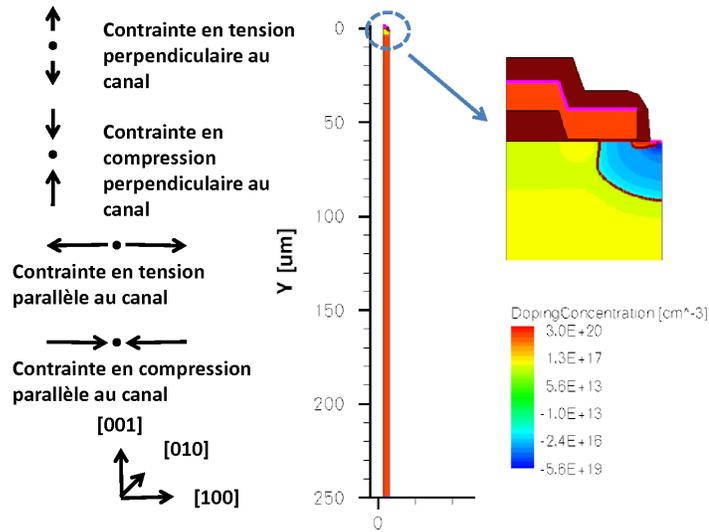


FIGURE 2.15 – Profils des contraintes mécaniques hydrostatiques (figure 2.3 c) appliquées et profils de dopage de la structure 2D simulée.

Cas	Type de contrainte	Axe	Valeurs
0	Nulle	-	0 MPa
1	Compression	$X_{\text{simulation}} = [100]$	-300 MPa
2	Compression	$Y_{\text{simulation}} = [010]$	-300 MPa
3	Tension	$X_{\text{simulation}} = [100]$	300 MPa
4	Tension	$Y_{\text{simulation}} = [010]$	300 MPa
Plan			
5	Cisaillement	$XY_{\text{simulation}} = (010)$	300 MPa
6	Cisaillement	$XY_{\text{simulation}} = (010)$	-300 MPa

Tableau 2.5 – Différents cas de contraintes mécaniques étudiés.

Les résultats de simulation des contraintes de cisaillement (cas 5 et 6) n'ayant montré aucune modification notable des caractéristiques électriques dans la gamme des contraintes mécaniques étudiées ne seront pas présentés.

Choix des modèles physiques utilisés

Toutes les simulations, sauf indication contraire, ont été réalisées en utilisant les modèles physiques standard des semiconducteurs, y compris les modèles de génération par avalanche. Compte tenu des valeurs de champs électriques obtenues, le modèle d'avalanche Okuto-Crowel valable pour un champ électrique compris entre 10^5Vcm^{-1} et 10^6Vcm^{-1} a été utilisé. Les modèles permettant de résoudre l'aspect mécanique sont ceux présentés précédemment.

2.3.1 Fonctionnement à l'état bloqué

Tension de claquage

À l'état bloqué, lorsque la tension grille-source est inférieure à la tension de seuil (V_T), la tension appliquée entre le drain et la source est supportée principalement par la zone de charge d'espace (ZCE) qui apparaît dans la couche N^- (région de drift du transistor VDMOS) [61]. Ainsi la tenue en tension dépend des propriétés de la région N^- et aussi de l'oxyde de grille (polarisé à 0V), les zones de claquage possibles sont localisées sur la figure 2.16a. Ces zones à "risque" correspondent aux zones peu dopées recouvertes de l'oxyde de grille ou de l'oxyde lui même (1), aux régions où les effets de courbure de jonction sont prépondérants (2) et à la zone frontale (3). La figure 2.16b montre que dans le cas de la structure étudiée, le champ électrique au moment du claquage est maximum dans les zones 1 et 3.

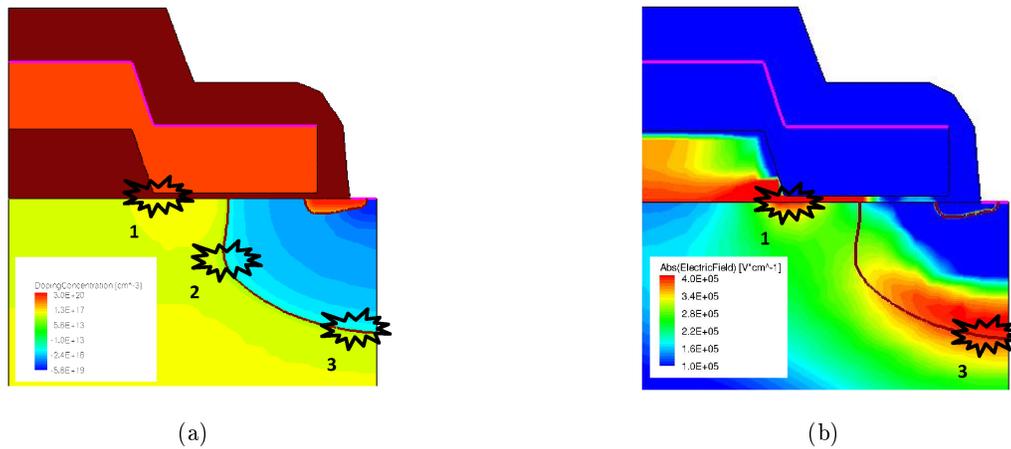


FIGURE 2.16 – Localisation des zones de claquage couramment rencontrées (a) et champ électrique atteint au moment du claquage pour la structure simulée (b).

Dans ces zones, le champ électrique atteint une valeur critique⁸ ($E_{critique}$) permettant de communiquer suffisamment d'énergie aux porteurs libres de la zone de déplétion, pour que ceux qui entrent en collision avec le réseau cristallin brisent des liaisons électroniques et créent des paires électron-trou. Ces porteurs libres nouvellement générés vont être accélérés par le champ électrique, jusqu'à atteindre une vitesse limite et vont créer à leur tour de nouvelles paires électron-trou. Il s'agit du phénomène d'avalanche ou d'impact par ionisation dont le taux de génération G est donné par la relation :

$$G = \alpha_n n v_n + \alpha_p p v_p \quad (2.21)$$

où α_n et α_p sont les coefficients d'ionisation pour les électrons et les trous et où v_n et v_p sont les vitesses des porteurs.

Les coefficients d'ionisation peuvent être exprimés de façon simple par la relation 2.22, déterminée expérimentalement par [11]. Cette équation montre que les coefficients d'ionisation

8. Le champ électrique critique peut s'exprimer d'après [24] : $E_C = 2.10^3 \times N_D^{1/7}$. Ainsi, pour des valeurs de de dopage N_D de l'ordre de $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, il atteint $4 \times 10^5 \text{ V}\cdot\text{cm}^{-1}$.

dépendent du seul champ électrique, en plus de quelques paramètres constants relatifs au silicium exprimés à travers la constante $\alpha_{n,p}^\infty$ qui dans le cas de nos simulations est indépendante des contraintes mécaniques.

$$\alpha_{n,p} = \alpha_{n,p}^\infty \cdot \exp\left(-\frac{E_{critique}}{E}\right) \quad (2.22)$$

Quant-à la vitesse des porteurs qui intervient à l'équation 2.21, les résultats de simulations présentés figure 2.17 montrent que :

- Dans le cas des électrons, la vitesse augmente sous l'effet d'une contrainte en compression parallèle au canal [100] et diminue sous l'effet d'une contrainte en tension. En revanche dans le cas de contraintes appliquées perpendiculairement à la direction du canal [010], la vitesse des électrons diminue sous l'effet d'une contrainte compressive et augmente dans le cas d'une contrainte en tension.
- Dans le cas des trous, la vitesse ne semble pas influencée de manière notable (figure 2.24).

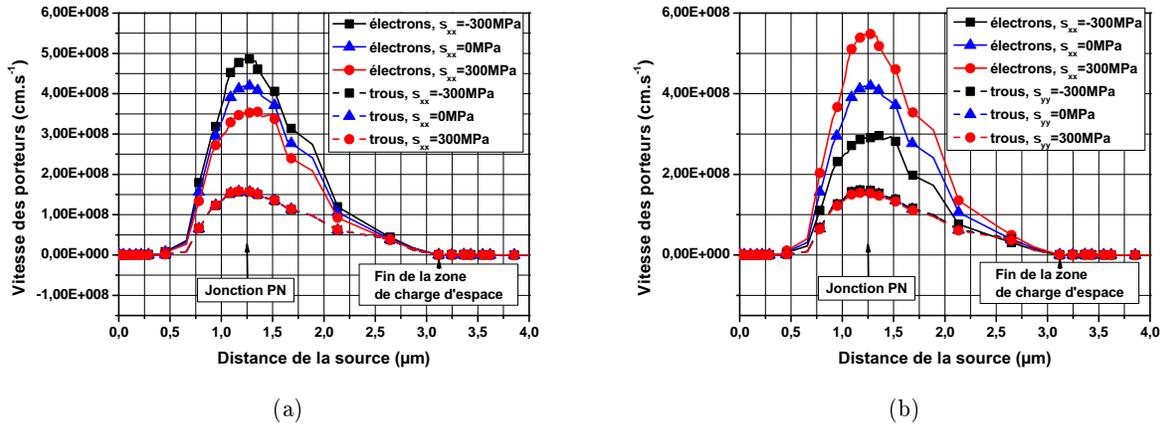


FIGURE 2.17 – Coupe verticale de la vitesse des porteurs dans la région de charge d'espace où le taux d'impact par ionisation est maximal lors du premier claquage pour différentes contraintes mécaniques.

- a) Contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal.
- b) Contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal.

En accord avec l'équation 2.21, les variations de vitesse des porteurs observées vont directement influencer le taux d'impact par ionisation. En effet, les résultats de simulations présentés (figure 2.18) montrent que pour une tension drain-source suffisante pour initier le phénomène d'avalanche, le taux d'impact par ionisation est maximal au niveau de la zone frontale de la jonction PN, lorsque la vitesse des porteurs est maximale. Ce qui conduit à la modification de la tension de claquage d'un composant soumis à une contrainte mécanique (figure 2.19a). Toutefois, comparé à l'influence de la température, l'effet des contraintes mécaniques dans la gamme étudiées (-300MPa à 300MPa) peut être considéré comme négligeable.

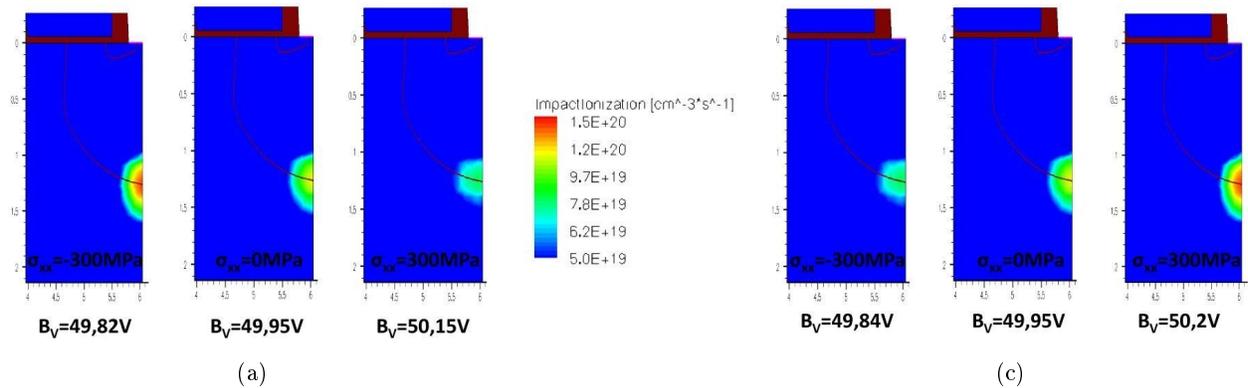


FIGURE 2.18 – Taux d’impact par ionisation atteint pour une tension drain-source $V_{DS} = 49,5V$.

- a) Contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal.
- b) Contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal.

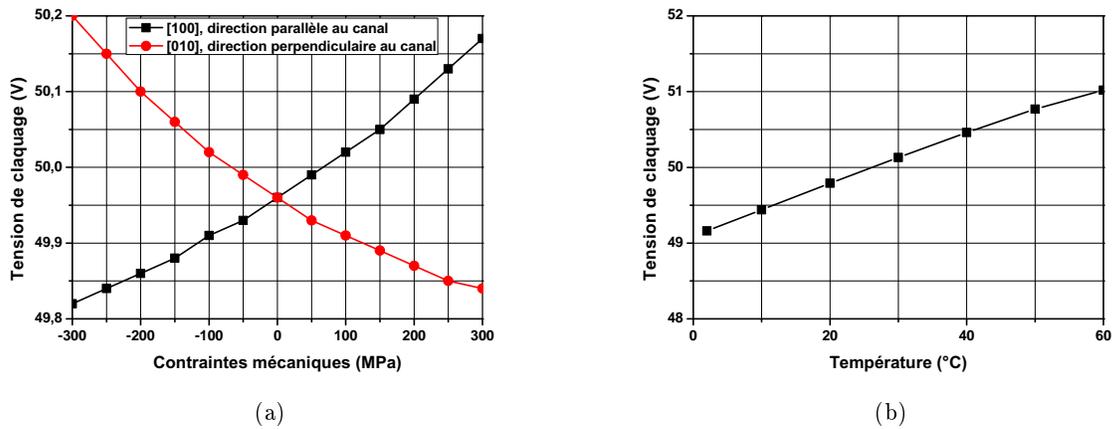
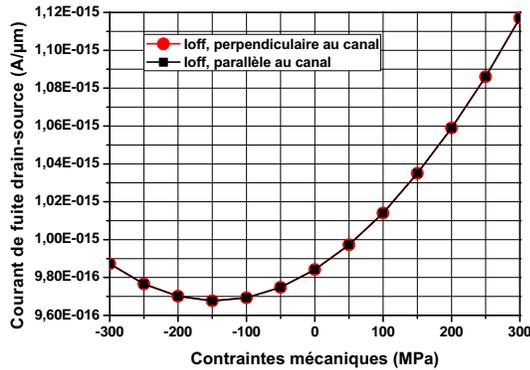


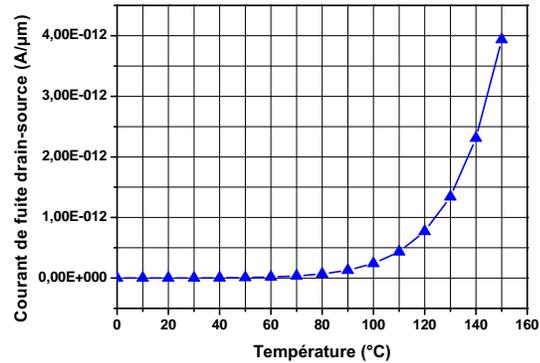
FIGURE 2.19 – Évolution de la tension de claquage sous l’effet des contraintes mécaniques (a) et de la température (b).

Courant de fuite

Le courant de fuite a été extrait en utilisant la fonction “ExtractIoff” de Sentaurus Inspect pour une tension grille-source faible ($V_{GS} = 0,01V$) à partir des courbes $I_D = f(V_{GS})$ tracées pour une tension drain-source élevée ($V_{DS} = 10V$). La figure 2.20 a donné l’évolution du courant de fuite en fonction des contraintes mécaniques. On remarque que le courant de fuite diminue avant d’augmenter de nouveau sous l’effet de contraintes mécaniques en compression et qu’il augmente sous l’effet de contraintes en tension. De plus, il semble indépendant de l’orientation de la contrainte. Toutefois, il est extrêmement dépendant de la température (figure 2.20 b).



(a) Impact des contraintes mécaniques



(b) Impact de la température

FIGURE 2.20 – Variation du courant de fuite.

2.3.2 Fonctionnement dynamique

En fonctionnement dynamique, un transistor VDMOS est caractérisé par ses capacités inter-électrodes. Ces capacités peuvent être évaluées à partir d'une mesure de charge de grille à courant constant, dont le montage est représenté sur la figure 2.21. Dans ce montage, les capacités d'entrée, C_{GS} et C_{DS} sont chargées à partir d'un générateur de courant constant. Une résistance (R) dont la valeur est ajustée de manière à limiter le courant circulant dans le composant est placée en série avec une source de tension (V_{DD}). Cette source de tension permet de polariser le drain à une tension de 12V.

Les courbes représentant l'évolution des tensions de grille, de drain et du courant de drain lors d'une charge de grille à courant constant qui sont présentées figure 2.22 peuvent être décomposées en trois phases :

1. Lors de l'application d'un courant constant sur la grille, la capacité équivalente vue entre grille et source a une valeur quasi-constante proche de C_{GS} . La tension grille-source évolue donc linéairement entre t_0 et t_1 . Lors de l'application de contraintes mécaniques, cette évolution n'est pas affectée.
2. De t_1 et t_2 , avec l'apparition d'un courant de drain (I_D), la tension V_{DS} diminue, ce qui entraîne une réduction de l'épaisseur de la charge d'espace dans la région de drift et par conséquent une augmentation de la capacité grille-drain. Cette capacité se charge alors grâce à un courant $i_{C_{GD}} = C_{GD} \frac{dV_{C_{GD}}}{dt}$ qui constitue la majeure partie du courant de grille, ce qui engendre le plateau correspondant à l'effet Miller présent sur la tension V_{GS} . Dans un même temps, le courant de drain croît jusqu'à atteindre sa valeur maximale et la tension V_D sa valeur minimale (V_{Dson}).
3. Après l'instant t_2 , la capacité grille-drain a atteint sa valeur maximale C_{GDmax} et la tension grille-source augmente de nouveau, la capacité équivalente entre la grille et la source étant égale à $C_{GS} + C_{GDmax}$. Durant cette phase, le composant est en régime ohmique et le courant de drain se trouve affecté par les contraintes mécaniques. L'impact des contraintes mécaniques sur le courant de drain sera mis en évidence dans la partie consacrée à l'état passant (2.3.3).

Lors de la commutation, simulée ici par une charge de grille à courant constant, les contraintes mécaniques ne semblent pas affecter les différentes capacités. Une analyse “petit signal” des différentes capacités présentée à l’annexe 1 montre également que, dans la gamme de contraintes mécaniques étudiées les différentes capacités ne sont pas ou très peu influencées par les contraintes mécanique alors qu’elles affectent légèrement le courant de drain lorsque le composant est en régime ohmique. Cet effet est légèrement plus prononcé dans le cas de contraintes mécaniques exercées dans une direction perpendiculaire à celle du canal (σ_{yy}).

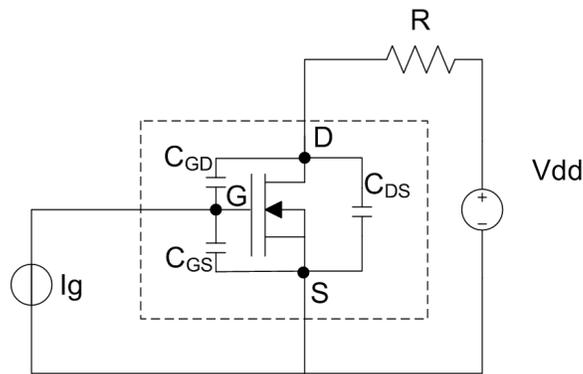


FIGURE 2.21 – Circuit de charge de grille à courant constant utilisé lors des simulations de commutation.

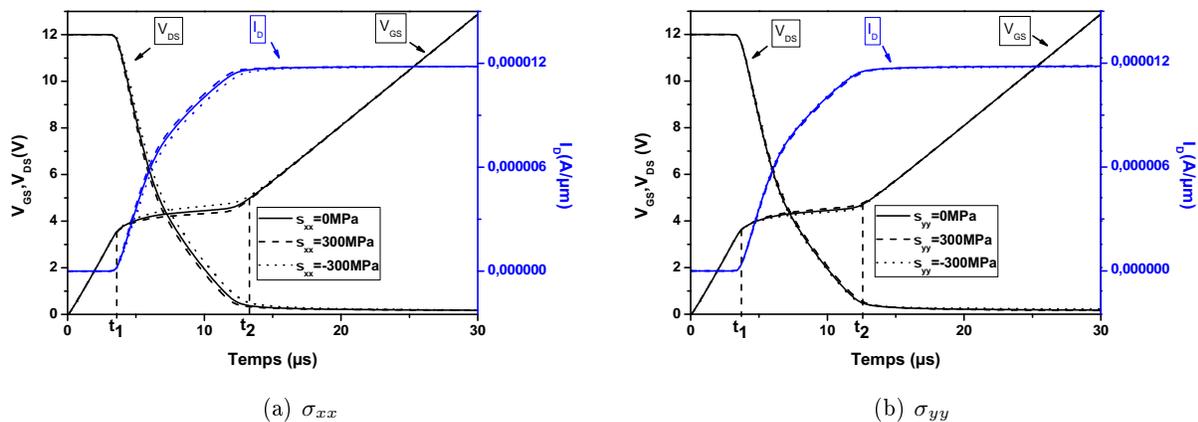


FIGURE 2.22 – Evolutions des tensions de grille, de drain et du courant de drain en fonction du temps lors d’une charge de grille à courant constant pour différentes contraintes mécaniques.

2.3.3 Fonctionnement à l'état passant

Tension de seuil

La tension de seuil (V_T) d'un transistor VDMOS peut s'exprimer [4] :

$$V_T = \frac{t_{ox} \sqrt{4\varepsilon_{Si} kT n_{AP} \ln(n_{AP}/n_i)}}{\varepsilon_{ox}} + 2 \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{n_{AP}}{n_i}\right) \quad (2.23)$$

avec t_{ox} l'épaisseur d'oxyde, ε_{Si} et ε_{ox} les permittivités du silicium et de l'oxyde, n_{AP} étant la concentration en dopage, n_i , la concentration intrinsèque et T la température en K. La tension de seuil va donc dépendre des contraintes mécaniques par l'intermédiaire de la concentration intrinsèque :

$$n_i \propto T^{3/2} \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right) \quad (2.24)$$

Lors des simulations, la détermination de la tension de seuil V_T a été effectuée à partir des caractéristiques $I_D = f(V_{GS})$ pour deux tensions drain-source : $V_{DS}=0,1$ V et 10V. $V_{DS}=0,1$ V permettant d'extraire la tension de seuil V_T en régime linéaire et $V_{DS}=10$ V permettant de déterminer la tension de seuil V_{Tsat} en régime saturé.

Les figures 2.23 a et b présentent les caractéristiques I_D - V_{GS} de la demi cellule simulée pour des contraintes hydrostatiques appliquées respectivement parallèlement à la direction du canal (σ_{xx}) en tension (300MPa) et en compression (-300 MPa) et perpendiculairement à la direction du canal (σ_{yy}). Il y apparaît que le courant de drain varie sous l'effet des différentes contraintes mécaniques et que cette variation dépend de la tension grille-source.

La figure 2.24 a représente l'évolution de la tension de seuil en fonction des contraintes mécaniques appliquées perpendiculairement et parallèlement au canal du VDMOS (σ_{xx})(σ_{yy}) et ce en régime linéaire et en régime saturé. Il y apparaît que la tension de seuil est très peu influencée par les contraintes mécaniques en régime linéaire : une contrainte en compression de 300MPa entraîne seulement une variation de 0,8 % en régime linéaire alors qu'elle atteint 5% en régime saturé. De plus, on pourra noter que la tension de seuil augmente lorsque la contrainte mécanique est perpendiculaire au canal et diminue lorsqu'elle est parallèle au canal.

La figure 2.24 b représente l'évolution de la tension de seuil en fonction de la température en régime linéaire et en régime saturé. En régime linéaire, la tension de seuil varie avec la température : 6% pour une variation de 40°C, alors qu'elle n'est plus que de 1% en régime saturé.

Ainsi, à V_{DS} faible (0,1V), l'effet de la température sur la tension de seuil prédomine sur celui des contraintes mécaniques, alors que pour des valeurs de V_{DS} élevées (10V), l'effet des contraintes mécaniques devient prédominant.

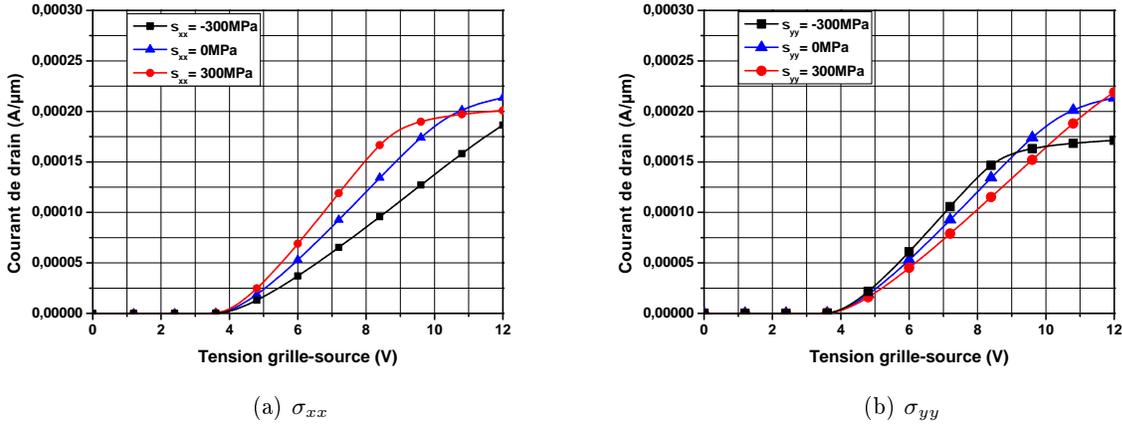


FIGURE 2.23 – Caractéristiques I_D - V_{GS} à $V_{DS}=0,1V$ et pour différentes contraintes mécaniques appliquées de manière uniforme sur la structure présentée figure 2.15.

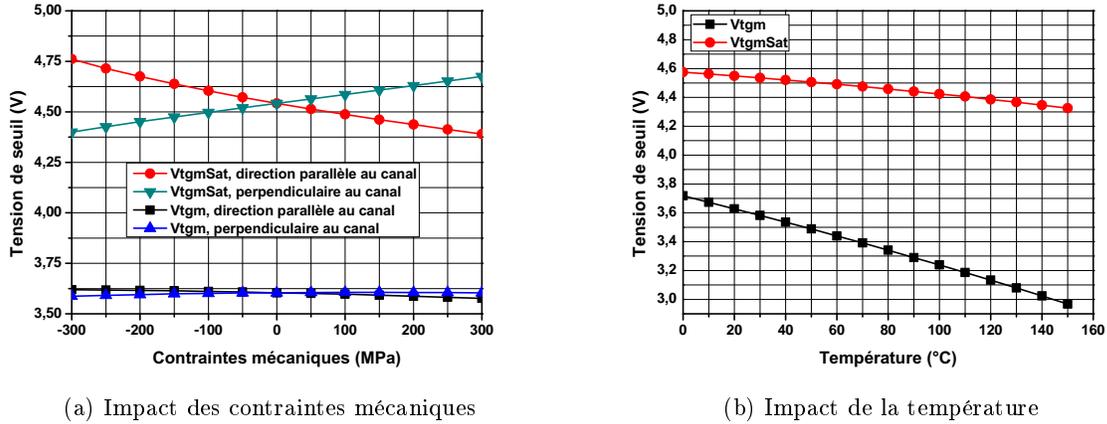


FIGURE 2.24 – Variation de la tension de seuil.

Caractéristique $I_D(V_{DS})$

En régime linéaire, le courant de drain peut être exprimé par [4] :

$$I_D = \frac{\mu_e C_{ox} Z}{2L} [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (2.25)$$

où μ_e exprime la mobilité des électrons, C_{ox} exprime la capacité d'oxyde de grille, Z et L sont la largeur et la longueur du canal du composant et V_T , V_{GS} et V_{DS} sont respectivement les tensions de seuil, grille-source et drain-source.

Compte tenu des observations précédentes, la variation relative du courant de drain sous l'application d'une contrainte mécanique peut s'exprimer :

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{I_D(\sigma) - I_D(\sigma_0)}{I_D(\sigma_0)} = \frac{\Delta \mu_e}{\mu_{e0}} + \frac{\Delta C_{ox}}{C_{ox0}} - \frac{\Delta V_T}{V_{T0}} \quad (2.26)$$

où σ représente la contrainte mécanique appliquée et σ_0 la contrainte mécanique de référence ($\sigma=0$).

Les figures 2.25 a, b, c présentent les caractéristiques courant-tension de la demi cellule simulée pour des contraintes mécaniques appliquées respectivement parallèlement à la direction du canal (σ_{xx}) en tension (300MPa) et en compression (-300 MPa) et perpendiculairement à la direction du canal (σ_{yy}).

Les contraintes en tension et en compression parallèles à la direction du canal (σ_{xx}) entraînent une diminution du courant de drain qui apparaît plus importante dans le cas de contraintes en tension. Les contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal (σ_{yy}) quant à elles augmentent ou diminuent le courant de drain suivant le fait qu'elles soient en tension ou en compression. De ce fait, dans le cas de contraintes mécaniques biaxiales, il existe des couples de contraintes qui annulent leurs effets respectifs sur le courant de drain, ce qui apparaît figure 2.26 dans le cas d'une contrainte mécanique en tension de 300MPa, appliquée parallèlement à la direction du canal, conjointement à une contrainte en tension de 90MPa appliquée perpendiculairement à la direction du canal.

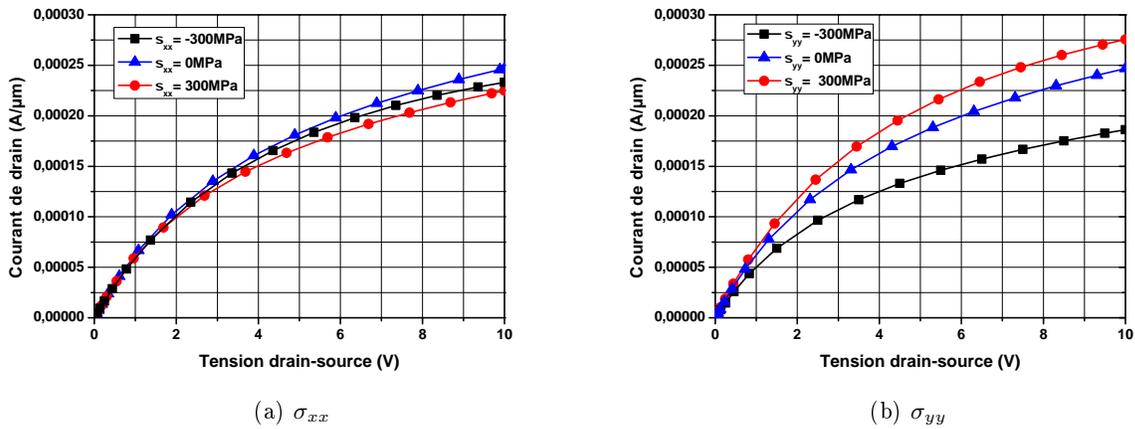


FIGURE 2.25 – Caractéristiques courant tension pour différentes contraintes mécaniques appliquées de manière uniforme sur la structure présentée figure 2.15.

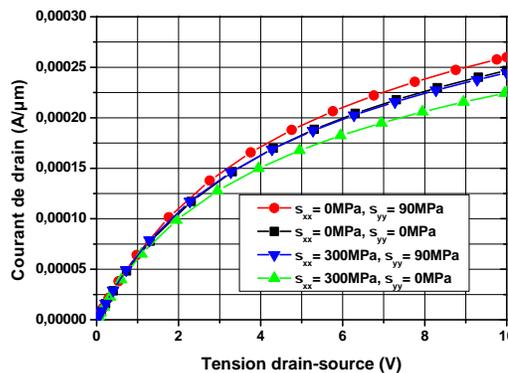


FIGURE 2.26 – Caractéristique courant tension pour des contraintes mécaniques biaxiales.

Contraintes mécaniques réparties Dans le cadre d'une utilisation réelle, les contraintes mécaniques engendrées au niveau de la puce ne sont pas uniformes. Ainsi, le haut de la puce où se trouve le canal peut être en compression, alors que le bas de la puce (région de drain) peut être en tension et vice versa. Quatre profils de contraintes mécaniques (figure 2.27) ont donc été définis arbitrairement afin d'étudier l'impact de ces contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques du VDMOS. La figure 2.28a montre que le fait d'appliquer des contraintes mécaniques parallèlement à la direction du canal entraîne une diminution du courant de drain semblable à celle observée dans le cas de contraintes mécaniques uniformément réparties sur la structure VDMOS (figure 2.28b). La comparaison des figures 2.29a et 2.29b permet d'observer le même effet dans le cas de contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal.

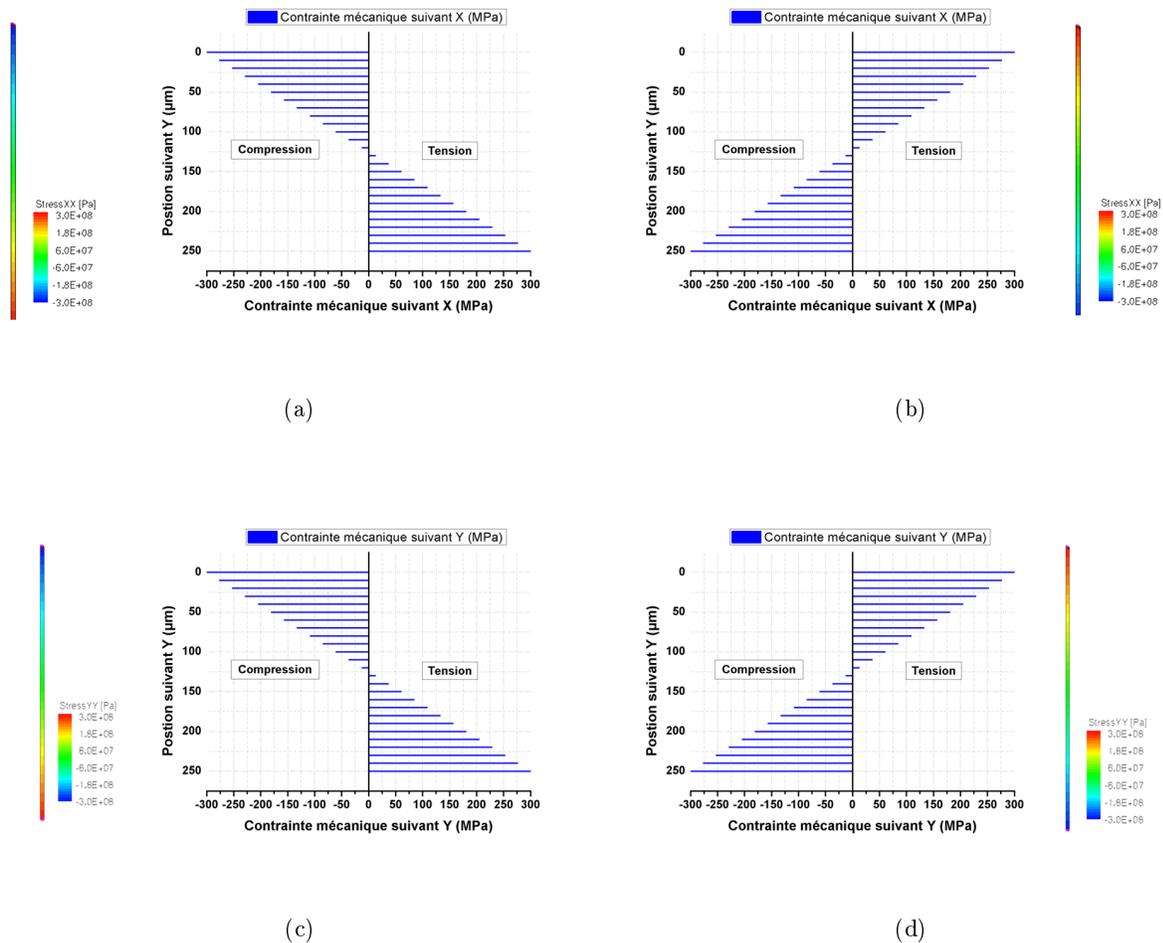


FIGURE 2.27 – Contraintes mécaniques réparties

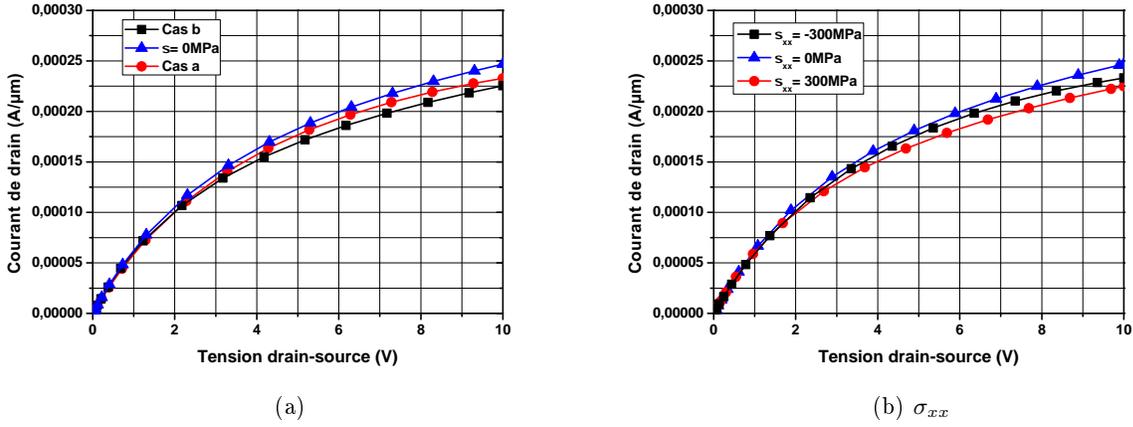


FIGURE 2.28 – Caractéristiques courant tension pour différentes contraintes mécaniques appliquées parallèlement à la direction du canal (σ_{xx}), de manière répartie sur la structure comme présenté figure 2.27 (a) et de manière uniforme (b).

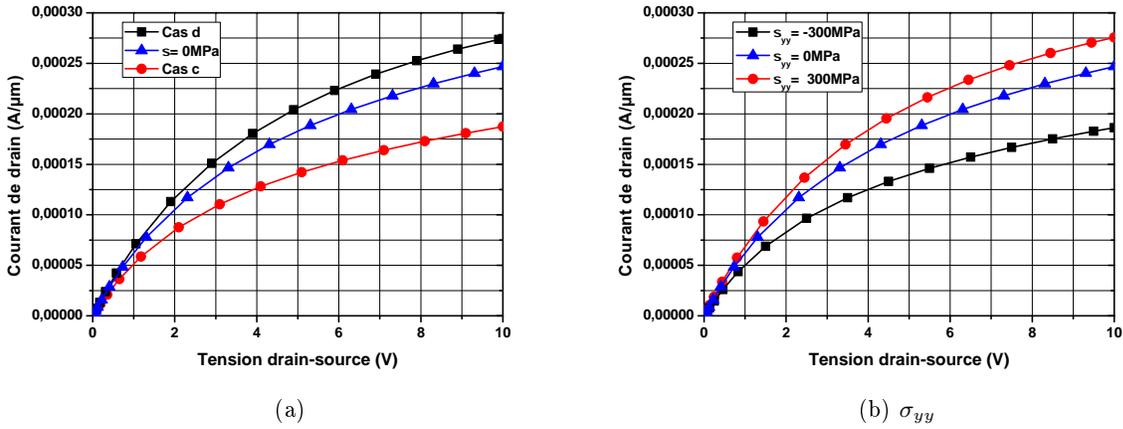


FIGURE 2.29 – Caractéristiques courant tension pour différentes contraintes mécaniques appliquées perpendiculairement à la direction du canal (σ_{yy}), de manière répartie sur la structure comme présenté figure 2.27 (a) et de manière uniforme (b).

Effet de la température A l'état passant, l'influence de la température T sur la mobilité des porteurs $\mu_{n,p}$ d'un transistor VDMOS peut être décrite d'après [51] par :

$$\mu_{n,p}(T) = \mu_{0n,p}(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-\alpha_\mu} \quad (2.27)$$

où $\mu_{0n,p}(T_0)$ désigne la mobilité des électrons et des trous à une température de référence T_0 et α_μ est une constante dont la valeur est proche de 1,5.

Ainsi, lorsque la température d'un composant augmente, la mobilité des porteurs diminue⁹ en suivant la fonction $\left(\frac{T}{T_0}\right)^{-\alpha_\mu}$ (figure 2.30a), ce qui entraîne la diminution du courant de drain (figure 2.30b).

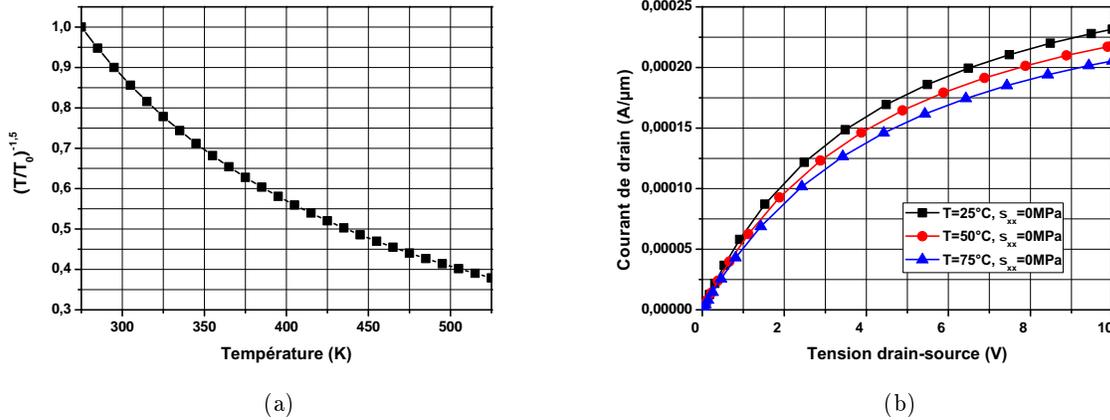


FIGURE 2.30 – Impact de la température : a) tracé de la fonction $\left(\frac{T}{T_0}\right)^{-\alpha_\mu}$ pour $\alpha_\mu = 1,5$
b) Caractéristiques courant tension pour différentes températures en l'absence de contraintes mécaniques.

Aux tensions drain-source importantes, le courant résultant devient suffisant pour que l'énergie dissipée sous forme de chaleur engendre l'augmentation de la température du composant, on parle alors d'auto-échauffement. L'énergie dissipée (équation 2.28) dépend donc du courant I et de la résistance du composant.

$$W = R \int_{t_1}^{t_2} I^2 dt \quad (2.28)$$

Or, les contraintes mécaniques modifient le courant de drain. De ce fait, les contraintes mécaniques qui engendrent une augmentation du courant favorisent l'autoéchauffement du composant et entraînent une élévation de sa température. Les figures 2.31a et b montrent la variation du courant de drain (trait plein, échelle de gauche) et de la température moyenne du composant (pointillé, échelle de droite) lors de l'application d'une rampe en tension V_{DS} sous différentes sollicitation mécaniques. Il apparaît que les contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal engendrent des variations de température plus importantes que des contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal. De plus, pour cette direction, les contraintes mécaniques en compression (-300MPa) qui limitent le courant ont tendance à abaisser la température du composant, alors que celles en tension (300MPa) engendrent une élévation de la température.

9. Le semi-conducteur intrinsèque a lui une conductivité qui augmente avec la température.

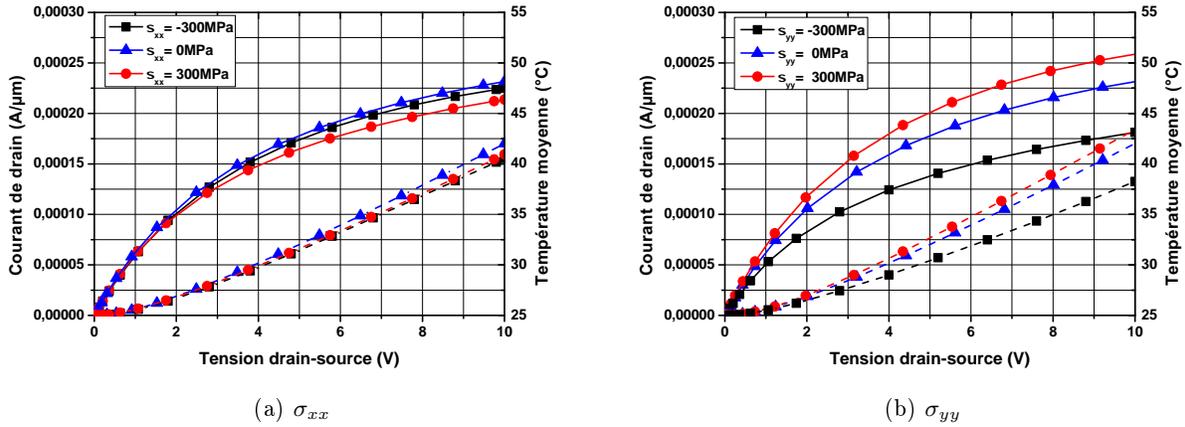


FIGURE 2.31 – Caractéristiques courant tension (trait plein, échelle de gauche) et température moyenne du composant (pointillés, échelle de droite) pour différentes contraintes mécaniques

Résistance à l'état passant

La résistance à l'état passant (R_{DSOn}) d'un transistor VDMOS se compose de cinq résistances en série qui sont schématisées sur la figure 2.32 :

$$R_{DSOn} = R_{N+} + R_{ch} + R_a + R_d + R_{sub} \quad (2.29)$$

Avec :

- R_{N+} : la résistance de source R_{N+}
- R_{ch} : la résistance du canal
- R_a : la résistance d'accès au drain qui correspond à la région située sous la grille entre les deux caissons P de canal adjacents (elle comprend la résistance JFET)
- R_d : la résistance de drift qui correspond à la résistance de la zone épitaxiée parcourue par le courant de drain
- R_{sub} : la résistance du substrat N+ qui relie la zone active au contact de drain

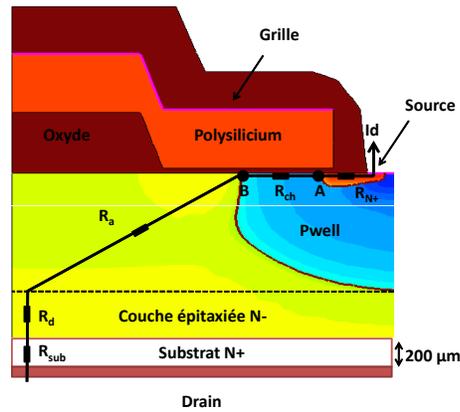


FIGURE 2.32 – Coupe schématique du transistor VDMOS étudié et localisation des principales composantes de sa résistance à l'état passant.

Concernant les valeurs de résistances (R_{N+} , R_{ch} , R_a , R_d et R_{sub}) présentées, elles ont été extraites graphiquement à $V_{DS}=0,1V$ et $V_{GS}=12V$. L'erreur constatée entre la résolution de l'équation 2.29 en utilisant la méthode graphique pour déterminer les différentes résistances peut différer de 15% à 20% par rapport à l'extraction de la résistance à l'état passant déterminée à partir de la pente des courbes I_D-V_{DS} . La contribution des différentes résistances vis à vis de la contrainte n'est donc donnée qu'à titre indicatif.

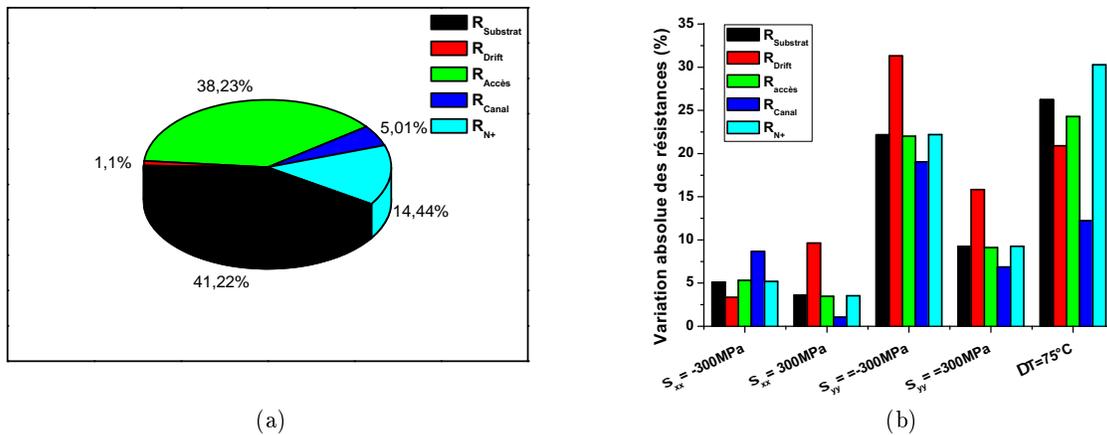


FIGURE 2.33 – Résistance à l'état passant.

a) Contribution des différentes résistances constituant la résistance à l'état passant pour une tension grille-source de 12V.

b) Variation de chaque résistance constituant la résistance à l'état passant pour différentes contraintes extérieures et pour une tension grille-source de 12V.

Lorsque le composant est à l'état passant ($V_{GS} > V_T$), sa résistance s'exprime :

$$R_{DSOn} = \frac{V_{DS}}{I_D} \Big|_{V_{DS} \rightarrow 0} \quad (2.30)$$

Les valeurs de résistance à l'état passant peuvent donc être extraites à partir de la pente des courbes $I_D(V_{DS})$ dans la zone linéaire ($V_{DS} < 0,1V$).

Pour une tension grille-source de 12V, la variation de résistance à l'état passant la plus importante se produit dans le cas de contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal (figure 2.34a). Dans ce cas, la variation de résistance obtenue est comparable à celle obtenue pour une élévation de température d'une quarantaine de degré Celsius (figure 2.34b).

Lorsque la polarisation grille-source diminue et devient proche de la tension de seuil ($V_T = 4V$), la variation de résistance à l'état passant dans le cas de contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal (σ_{yy}) diminue et la variation la plus importante se produit dans le cas de contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal (σ_{xx}) (figure 2.35a). L'effet de la température quant-à lui augmente avec la tension grille-source (figure 2.35b).

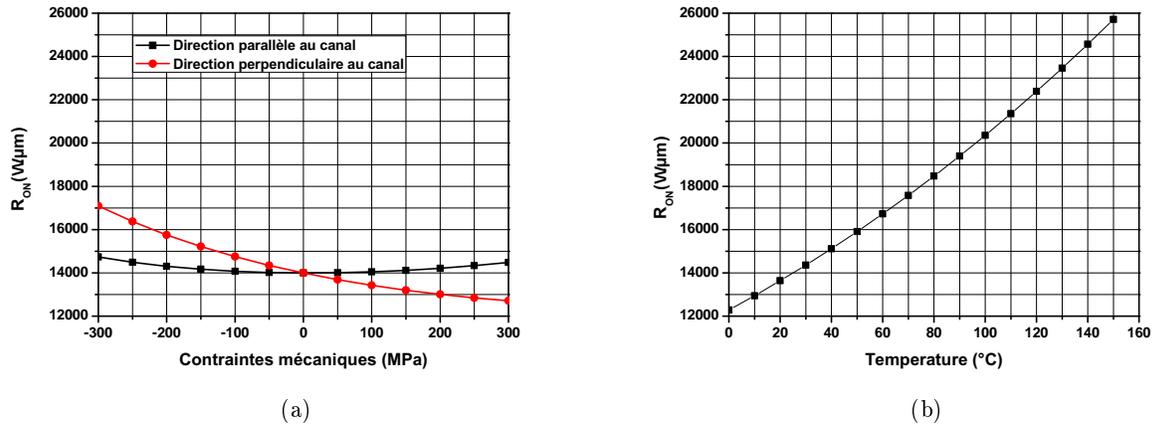


FIGURE 2.34 – Evolution de la résistance à l'état passant pour une tension $V_{GS}=12V$:
a) en fonction des contraintes mécaniques à une température de 25°C.
b) en fonction de la température et en l'absence de contraintes mécaniques.

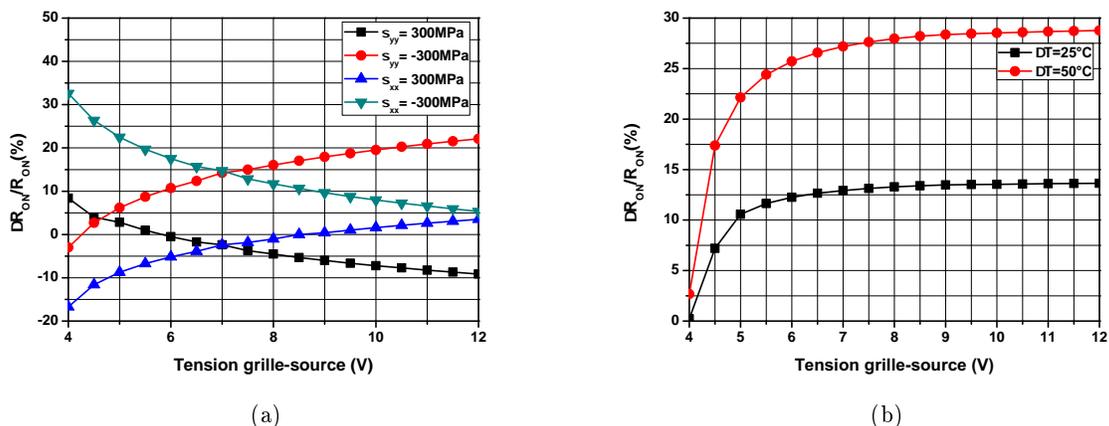


FIGURE 2.35 – Evolution de la résistance à l'état passant en fonction de la tension grille-source :
a) pour différentes variations de contraintes mécaniques, à 25°C.
b) pour différentes variations de température et en l'absence de contraintes mécaniques.

2.3.4 Diode structurelle

La diode structurelle (“body diode”) présentée figure 2.36 résulte de la jonction entre le caisson P et la couche épitaxiée N-. Les simulations des caractéristiques courant-tension de cette diode ont été réalisées en appliquant une rampe de tension positive sur la source, les tensions de grille et de drain étant maintenues à zéro. Les caractéristiques courant-tension présentées figures 2.37a montrent que dans le cas de contraintes mécaniques suivant x (perpendiculaire au courant de diode), le seuil de conduction de la diode est très peu affecté et qu’il en est de même pour le courant de diode. Par contre, dans le cas de contraintes mécaniques parallèles au courant circulant dans la diode (figure 2.37b), le seuil ainsi que le courant sont modifiés, ce qui apparaît également lorsque le transistor subit une variation de température.

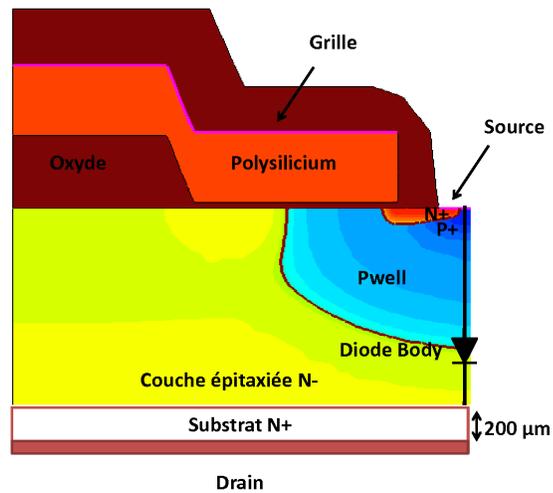


FIGURE 2.36 – Coupe schématique du transistor VDMOS étudié et localisation de la diode structurelle dite “body diode”.

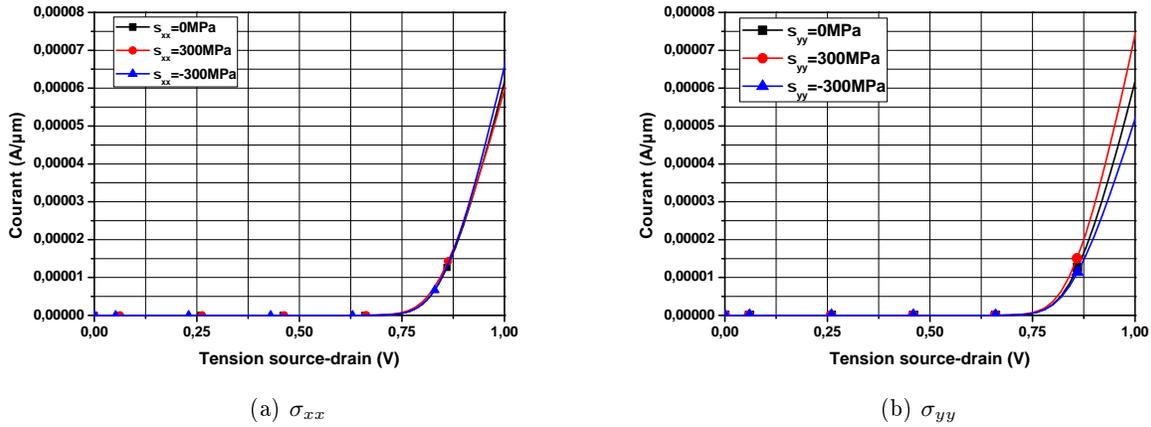


FIGURE 2.37 – Evolution de la caractéristique directe de la diode structurale en fonction des contraintes mécaniques.

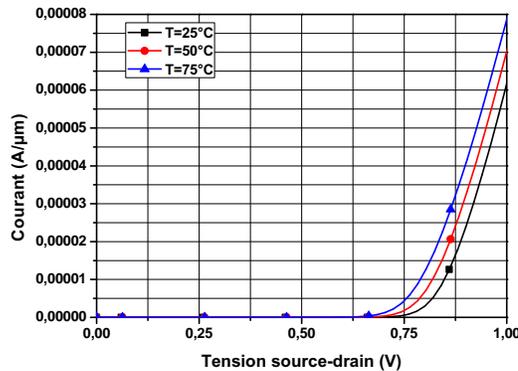


FIGURE 2.38 – Evolution de la caractéristique directe de la diode structurale en fonction de la température.

2.3.5 Conclusion partielle

Les contraintes mécaniques, par leur influence sur la mobilité des porteurs et la modification des bandes d'énergie du silicium, ont un impact plus ou moins important sur les caractéristiques électriques du transistor VDMOS étudié. Toutefois, l'effet de la température sur ces mêmes caractéristiques est bien souvent prépondérant, une évolution de température de quelques degrés ayant dans certains cas un effet similaire à celui d'une variation de contrainte mécanique de plusieurs centaines de MPa. L'influence relative de la température et des contraintes mécaniques sur les caractéristiques électriques du VDMOS et sa potentielle utilisation comme indicateur d'état mécanique sont résumées dans le tableau 2.6. Les caractéristiques électriques qui semblent les plus prometteuses sont donc les variations de courant de drain et la résistance à l'état passant. Les dérives de la diode body semblent elles aussi utilisables. Mais la polarisation inverse de la diode (polarisation de source) vis à vis du transistor VDMOS (polarisation de drain) apparaît moins propice à une intégration pour une application qui doit rester compatible avec le fonctionnement

réel du dispositif et non le perturber.

Caractéristique électrique	Influence des contraintes mécaniques	Influence de la température	Utilisation envisageable comme indicateur de l'état mécanique
Tension de seuil en régime linéaire	quasi nul	forte	Difficilement utilisable
Tension de seuil en régime saturé	faible	faible	Difficilement utilisable
Courant de fuite	faible	très forte	Difficilement utilisable
Capacité grille-drain	extrêmement faible	extrêmement faible	Difficilement utilisable
Capacité drain-source	extrêmement faible	extrêmement faible	Difficilement utilisable
Capacité grille-source	extrêmement faible	extrêmement faible	Difficilement utilisable
Courant de drain	notable	importante	Potentiellement utilisable
Résistance à l'état passant	notable	importante	Potentiellement utilisable
Diode body	notable	importante	Difficilement utilisable du fait de la polarisation inverse

Tableau 2.6 – Comparaison des effets de la température et des contraintes mécaniques sur les principales caractéristiques électriques d'un VDMOS.

On note également que, pour différentes répartitions et combinaisons de contraintes mécaniques, il est possible d'observer la même évolution de caractéristiques électriques voire de n'observer aucune évolution malgré une modification de l'état mécanique du silicium. Ainsi, dans l'optique d'utiliser la variation des contraintes mécaniques d'un assemblage de puissance pour suivre son vieillissement, deux problèmes apparaissent :

- Il est nécessaire de dissocier les effets des contraintes mécaniques des effets de la température et d'améliorer la sensibilité du composant.
- Il faut également estimer l'évolution de l'état mécanique de l'assemblage lors de son vieillissement, afin de savoir si une évolution mesurable des contraintes mécaniques existe.

2.4 Compensation des effets thermiques

De nos jours, dans les technologies smart-MOS, les assemblages de puissance bénéficient généralement d'un capteur de température et peuvent être munis de dispositifs permettant la mesure de la résistance à l'état passant. Ainsi, la mesure de la résistance à l'état passant à une température donnée apparaît comme une solution simple pour évaluer l'état mécanique de l'assemblage. Toutefois, le profil de mission des composants impose de nombreuses variations de température. C'est pourquoi, il serait intéressant de pouvoir extraire des informations sur l'état mécanique de l'assemblage quelle que soit sa température.

2.4.1 Résistance à l'état passant

La figure 2.39a montre que, pour différentes températures, l'évolution de la résistance à l'état passant lors de l'application d'une contrainte mécanique parallèle à la direction du canal. Il apparaît que la résistance à l'état passant augmente avec l'augmentation de la température. Ainsi, pour une valeur donnée de résistance, il est impossible de distinguer l'effet de la température de l'effet de la contrainte mécanique.

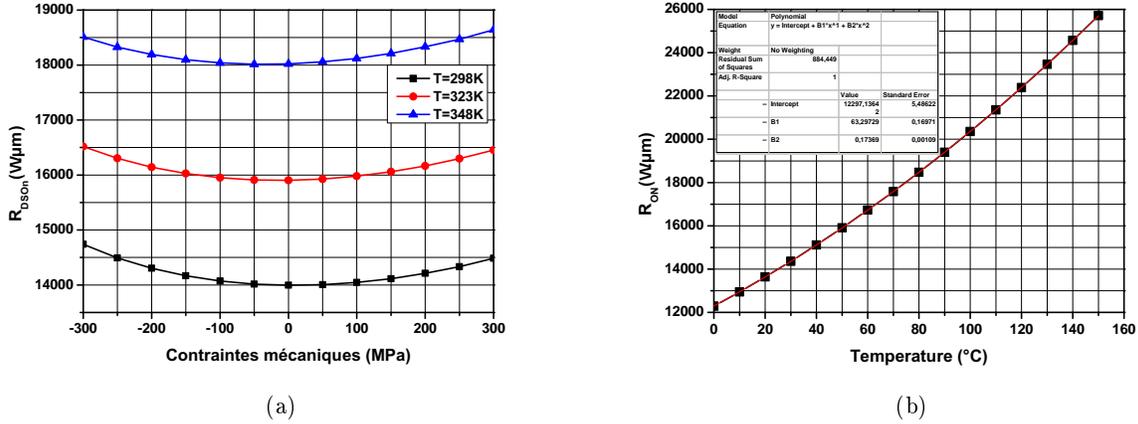


FIGURE 2.39 – Evolution de la résistance à l'état passant :

- a) en fonction de la contrainte mécanique appliquée,
- b) en fonction de la température pour une contrainte mécanique nulle.

On remarque que, quelle que soit la température, la pente des courbes reste quasiment identique et que la température engendre seulement un "offset" entre les différentes courbes. La variation de la résistance à l'état passant sous l'effet de la contrainte mécanique et de la température peut alors s'exprimer :

$$\Delta R_{DSON}(T, \sigma) = \frac{\partial R_{DSON}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial R_{DSON}}{\partial \sigma} \Delta \sigma \quad (2.31)$$

Or les contraintes mécaniques dépendent de la température. La variation de contrainte mécanique sous l'effet de la température peut s'exprimer :

$$\Delta \sigma = \Delta \sigma_0 + \frac{\partial \sigma}{\partial T} \cdot \Delta T \quad (2.32)$$

De ce fait, en injectant l'équation 2.32 dans l'équation 2.31, il vient :

$$\Delta R_{DSON}(T, \sigma) = \left[\frac{\partial R_{DSON}}{\partial T} + \frac{\partial R_{DSON}}{\partial \sigma} \cdot \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right] \Delta T + \frac{\partial R_{DSON}}{\partial \sigma} \Delta \sigma_0 \quad (2.33)$$

Ce qui après simplification donne dans le cas d'une variation de contrainte extérieure ou résiduelle (σ_{ext}) :

$$\Delta R_{DSON}(T, \sigma) \simeq \frac{\partial R_{DSON}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial R_{DSON}}{\partial \sigma_{ext}} \Delta \sigma_{ext} \quad (2.34)$$

où encore plus simplement :

$$\Delta R_{DSOn}(T, \sigma) \simeq \Delta R_{DSOn}(T) + \Delta R_{DSOn}(\sigma_{ext}) \quad (2.35)$$

Ainsi, la variation de la résistance à l'état passant due aux contraintes mécaniques peut être évaluée quelle que soit la température, à condition de connaître l'évolution de la R_{DSOn} en fonction de la température pour une valeur de contrainte mécanique donnée par :

$$R_{DSOn}(\sigma_{ext}) \simeq R_{DSOn}(T, \sigma) - R_{DSOn}(T) \quad (2.36)$$

La figure 2.40 est obtenue en appliquant l'équation 2.36 aux résultats de simulations présentés figure 2.39a. Il y apparaît clairement que cette méthode ne permet pas d'obtenir une valeur précise de la contrainte mécanique appliquée. Toutefois, elle peut donner une estimation de l'évolution des contraintes appliquées par palier de 50 MPa, ce qui correspond à l'erreur de la méthode dans le cas étudié.

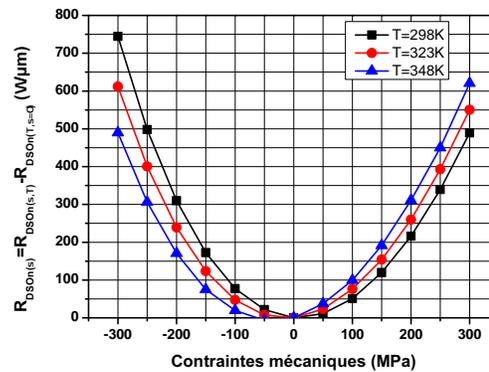


FIGURE 2.40 – Evolution de la résistance à l'état passant après correction de la température.

2.4.2 Point de Coefficient thermique nul (point "CTN")

La figure 2.41 montre qu'il existe une polarisation pour laquelle la température engendre une variation de la tension de seuil qui compense exactement la variation de la mobilité. Ce point de fonctionnement est appelé point "CTN" (Coefficient thermique nul), plus connu sous son acronyme anglais "ZTC point" (Zero Temperature Coefficient) qui est présenté en détail dans [83, 19, 20]. Ainsi, dans le cas d'une tension drain-source faible, lorsqu'un transistor tel qu'un VDMOS est polarisé à ce point de fonctionnement, une variation de température n'entraîne pas de changement du courant de drain. Par contre, l'application d'une contrainte mécanique va modifier la mobilité des porteurs et déplacer ce point de fonctionnement (figure 2.42a). Il en est de même dans le cas le cas d'une tension drain-source plus importante (figure 2.42b), ce qui permet de faire apparaître les effets des contraintes mécaniques (figure 2.42b). Il faut toutefois noter que ce dernier mode de fonctionnement multiplie par dix le courant circulant entre la source et le drain, ce qui peut rendre son utilisation difficile.

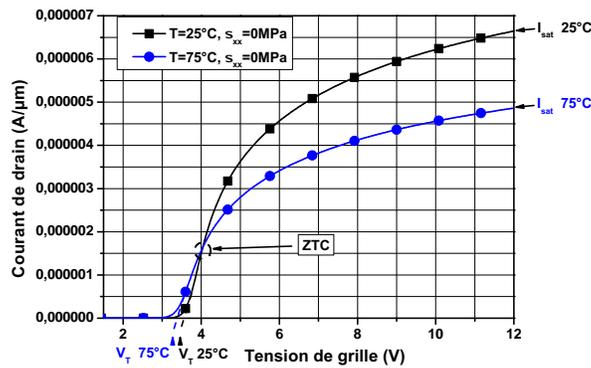
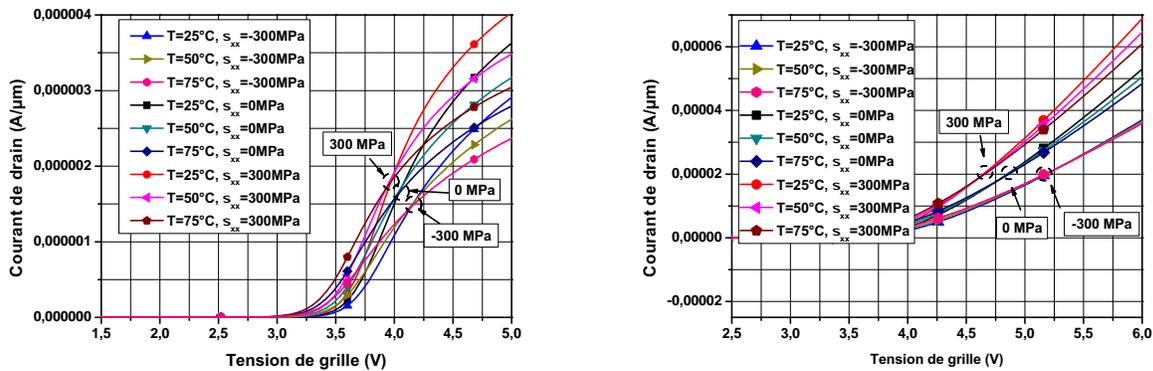


FIGURE 2.41 – Mise en évidence du point de fonctionnement à coefficient thermique nul à partir des caractéristiques I_D - V_{GS} à $V_{DS}=0,1V$.



(a) Courbe I_{DS} - V_{GS} pour une tension $V_{DS}=0,1V$

(b) Courbe I_{DS} - V_{GS} pour une tension $V_{DS}=10V$

FIGURE 2.42 – Mise en évidence de l'influence des contraintes mécaniques et de la polarisation drain-source sur le coefficient thermique nul.

2.5 Conclusion

Dans le premier chapitre, nous avons pu voir que la dégradation de l'assemblage résulte de l'accumulation de contraintes mécaniques dans les matériaux plastiques tels que ceux constituant la brasure. Ce qui engendre alors une légère variation des contraintes mécaniques dans le silicium ainsi qu'une évolution des caractéristiques physiques des matériaux constituant l'assemblage telle que la diminution de la conductivité électrique de la couche de métallisation. Or, nous avons également pu voir, qu'en plus d'une forte dépendance à la température, le silicium possède des propriétés piezorésistives qui font que, sous l'effet des contraintes mécaniques, la mobilité des porteurs (électrons et trous) est modifiée. Cette modification de la mobilité entraîne à son tour une dérive des caractéristiques électriques (R_{ON} , I_{OFF} , I_D - V_{DS} , ...) des composants de puissance que nous avons évaluée par simulation physique 2D (Sentaurus TCAD). L'utilisation du courant de drain ou de la résistance à l'état passant semble donc intéressante pour réaliser

un suivi de l'état mécanique du composant. Toutefois, l'environnement de fonctionnement de ce dernier demande de s'affranchir de l'influence de la température. Pour cela, l'utilisation d'un capteur de température permettant la mesure de la résistance à l'état passant du composant à une température de référence ou le suivi de l'évolution du courant de drain lorsque le composant est polarisé au point de fonctionnement de coefficient thermique nul semblent utilisables pour suivre l'état mécanique d'un transistor VDMOS malgré des variations de température. Le problème est maintenant de savoir si les variations de ces caractéristiques électriques sont suffisantes pour déceler l'évolution des contraintes mécaniques qui sont engendrées sur le transistor lors du vieillissement de l'assemblage. Il faut également déterminer à quel point elles sont affectées par d'autres formes de vieillissement telles que celle de la métallisation de source.

Chapitre 3

Influence du vieillissement de l'assemblage sur les caractéristiques électriques d'un VDMOS

Dans ce chapitre, nous établirons tout d'abord un lien entre le vieillissement mécanique d'un assemblage de puissance, en se focalisant sur le vieillissement de la brasure et la dérive de deux de ses caractéristiques électriques qui ont été identifiées au chapitre précédent comme potentiellement utilisable pour le suivi de son état mécanique. Par la suite, des résultats expérimentaux seront exposés et discutés en les comparant aux effets du vieillissement de la métallisation de source.

3.1 Notions de mécanique liée au vieillissement

Le vieillissement des brasures des assemblages de puissance est essentiellement d'origine thermo-mécanique. Dans cette section, nous présenterons succinctement les principales lois de comportement mécanique se manifestant au niveau macroscopique.

3.1.1 Contraintes thermo-mécaniques

Les contraintes thermo-mécaniques proviennent essentiellement de la différence de coefficient de dilatation thermique (α) qui existe entre les matériaux constituant l'assemblage. Le coefficient de dilatation thermique, propre à chaque matériau, exprime une relation de proportionnalité entre la déformation (ε_{ij}) et l'écart de température (ΔT) qui le provoque.

$$\varepsilon_{ij} = \frac{\Delta l}{l_0} = \alpha_{ij} \Delta T \quad (3.1)$$

Dans le cas de deux matériaux isotropes désolidarisés (colonne de gauche de la figure 3.1), les matériaux sont libres de se déformer. Dans ce cas, seules des contraintes mécaniques de type traction compression apparaissent. En revanche, dans le cas de matériaux isotropes assemblés (colonne de droite de la figure 3.1) ayant des coefficients de dilatation thermique différents, ils ne sont plus libres de se déplacer librement et des contraintes de cisaillement se manifestent à l'interface des deux matériaux.

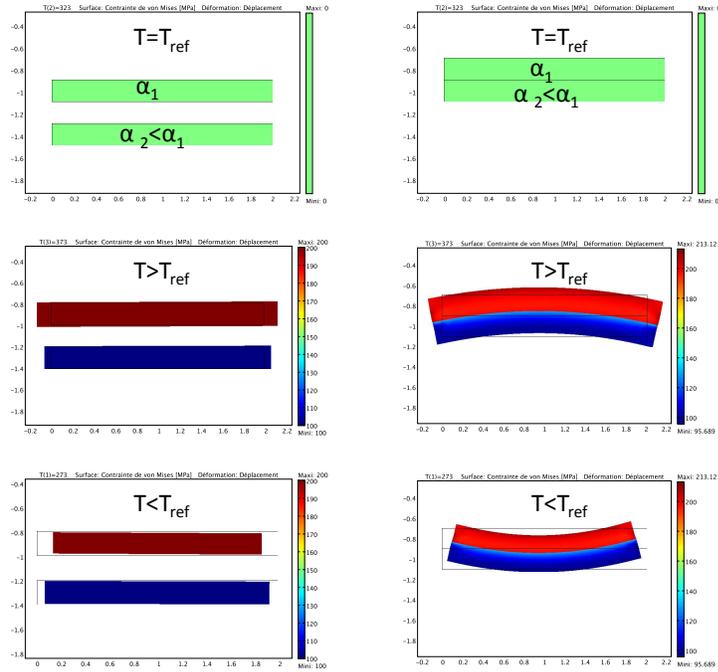


FIGURE 3.1 – Contraintes et déformations dans un assemblage de matériaux hétérogènes, résultats de simulation COMSOL pour $T_{\text{réf}}=323\text{K}$, $\alpha_1=2.10^{-5}\text{K}^{-1}$ et $\alpha_2=1.10^{-5}\text{K}^{-1}$.

Dans un assemblage de puissance, les contraintes mécaniques engendrées par la variation de température peuvent donc être de différentes natures : traction-compression (σ_{xx} , σ_{yy} , σ_{zz}) ou cisaillement (σ_{xy} , σ_{xz} , σ_{yx} , σ_{yz} , σ_{zx} , σ_{zy}). La figure 3.2 représente la distribution de ces contraintes dans un volume élémentaire, et l'expression équation (3.2) le tenseur correspondant.

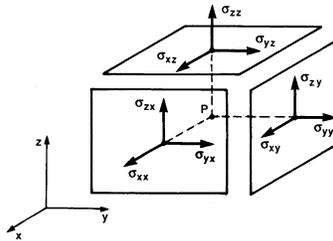


FIGURE 3.2 – Distribution des contraintes dans un élément solide [37].

$$[\sigma_{ij}] = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Afin de représenter plus facilement la valeur moyenne des contraintes que peut subir un matériau en un point, nous utiliserons la contrainte équivalente de von Mises. Cette contrainte n'est pas une contrainte réelle existant dans le matériau à un instant donné, toutefois elle est utile pour l'étude numérique de la résistance des matériaux [47] [103]. Selon la forme du tenseur des contraintes, elle peut s'écrire de différentes manières. Dans le cas du tenseur présenté équation (3.2), la contrainte équivalente de von Mises s'écrit :

$$\sigma_{eq} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[(\sigma_{xx} - \sigma_{yy})^2 + (\sigma_{yy} - \sigma_{zz})^2 + (\sigma_{zz} - \sigma_{xx})^2 + 6 (\sigma_{xy}^2 + \sigma_{yz}^2 + \sigma_{zx}^2) \right]} \quad (3.3)$$

3.1.2 Lois de comportement des solides

Critère de von Mises

Le critère de plasticité de von Mises permet de déterminer le seuil d'écoulement plastique d'un matériau métallique telle qu'une brasure, il s'agit d'un critère énergétique. Le matériau est supposé entrer en plasticité lorsque son énergie élastique de cisaillement atteint une valeur seuil R_e . Ainsi, tant que $\sigma_{eq} < R_e$, le matériau se comporte de manière élastique et dès que $\sigma_{eq} > R_e$, il entre dans un régime de plasticité [67]. Il est à noter que dans le cas d'un matériau fragile comme le silicium, il n'y a pas de déformation plastique. En effet, le matériau rompt dès que $\sigma_{eq} > R_e$. La figure 3.3 illustre ces différents comportements dans le cas d'un matériau en traction.

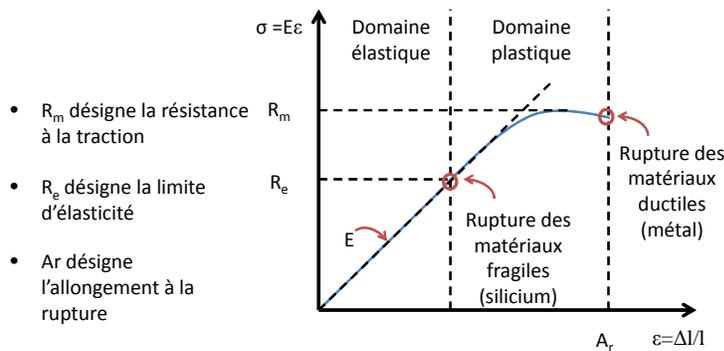


FIGURE 3.3 – Courbe de contrainte-déformation d'un matériau en traction.

Déformation réversible : la déformation élastique ($\sigma_{eq} < R_e$)

La déformation élastique se traduit par une déformation proportionnelle à la contrainte appliquée et est réversible. Le matériau retrouve donc son état initial lorsqu'il n'est plus soumis à cette contrainte. Il ne subit alors aucune fatigue. Cette évolution est décrite par la loi de Hooke qui, dans le cas d'un matériau isotrope s'exprime par :

$$\sigma_{ij} = E \varepsilon_{ij}^e \quad (3.4)$$

où E est le module d'élasticité¹ et ε_{ij}^e la déformation dans le domaine élastique.

Déformation permanente : la déformation plastique ($\sigma_{eq} > R_e$)

Il y a déformation plastique lorsque le matériau est capable de supporter des contraintes mécaniques supérieures à sa limite d'élasticité (ce qui n'est pas le cas des matériaux fragiles tel que le silicium). Des déformations permanentes apparaissent alors et restent en place lorsque le chargement disparaît. Dans l'hypothèse des petites déformations, pour modéliser ce phénomène, la déformation est habituellement écrite [10] comme la somme d'une partie élastique proportionnelle à la contrainte et d'une partie plastique, selon la relation 3.5 :

$$\varepsilon_{ij} = \varepsilon_{ij}^e + \varepsilon_{ij}^p \quad (3.5)$$

où ε_{ij} représente la déformation totale, ε_{ij}^e la déformation élastique et ε_{ij}^p la déformation plastique. Cette dernière est initialement nulle, et devient non nulle une fois la limite d'élasticité du matériau franchie. Ainsi, dans le cas où la contrainte mécanique appliquée est cyclique et reste bien sûr inférieure à la limite de rupture du matériau (R_m), la limite d'élasticité du matériau (R_e) varie à chaque chargement pour devenir égale à la valeur de la plus grande contrainte atteinte. On parle alors de consolidation ou d'écrouissage lorsque la limite d'élasticité augmente et d'adoucissement lorsqu'elle diminue [98]. La figure 3.4a représente l'écrouissage d'un matériau ductile subissant une contrainte mécanique répétée.

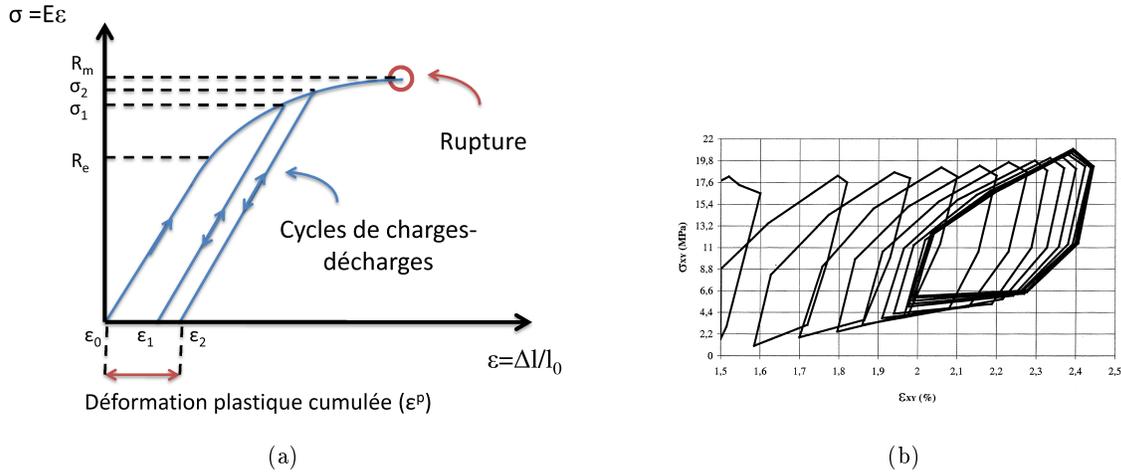


FIGURE 3.4 – a) Courbe d'écrouissage d'un matériau plastique subissant plusieurs chargements, b) Courbe contrainte-déformation d'un alliage de brasure [92]

Ainsi, lors d'une phase de chargement, la variation de déformation $d\varepsilon_{ij}$ résulte d'une variation des déformations élastique $d\varepsilon_{ij}^e$ et plastique $d\varepsilon_{ij}^p$ [65]. Elle s'exprime alors :

$$d\varepsilon_{ij} = d\varepsilon_{ij}^e + d\varepsilon_{ij}^p \quad (3.6)$$

1. Dans le cas d'un matériau anisotrope, le comportement élastique exprimé par le module d'Young E devient un tenseur d'ordre 4 $[C_{ijkl}]$.

Dans le cas d'un déchargement, la variation de déformation $d\varepsilon_{ij}$ est purement élastique et s'exprime donc :

$$d\varepsilon_{ij} = d\varepsilon_{ij}^e \quad (3.7)$$

Dès lors, en utilisant le principe de Hill qui se base sur une fonction de charge de la forme [25] :

$$f = \|\sigma - X\| - R = 0, \quad (3.8)$$

la variation de déformation plastique s'écrit :

$$d\varepsilon_{ij}^p = d\lambda \frac{\partial f}{\partial \sigma_{ij}}, \quad d\lambda > 0 \quad (3.9)$$

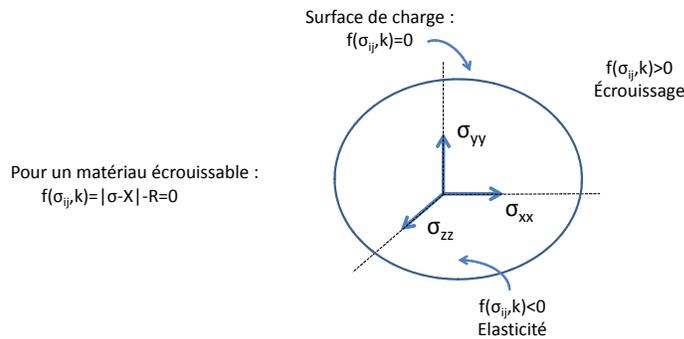


FIGURE 3.5 – Représentation graphique de la fonction de charge f

Enfin, pour $f(\sigma_{ij}, k) = 0$, les équations 3.6 et 3.7 peuvent être fondue en une seule par :

$$d\varepsilon_{ij} = d\varepsilon_{ij}^e + d\varepsilon_{ij}^p = d\varepsilon_{ij}^e + \alpha d\lambda \frac{\partial f}{\partial \sigma_{ij}} \begin{cases} \alpha = 0, & \text{si déchargement} \\ \alpha = 1, & \text{si chargement} \end{cases} \quad (3.10)$$

où λ est une constante de proportionnalité. Ainsi, en modifiant de manière adéquate X et R dans la fonction de charge exprimée équation 3.8, il est possible de modéliser différents types d'écrouissage [89]. Trois modèles classiques de comportement élasto-plastique sont représentés sur la figure 3.6.

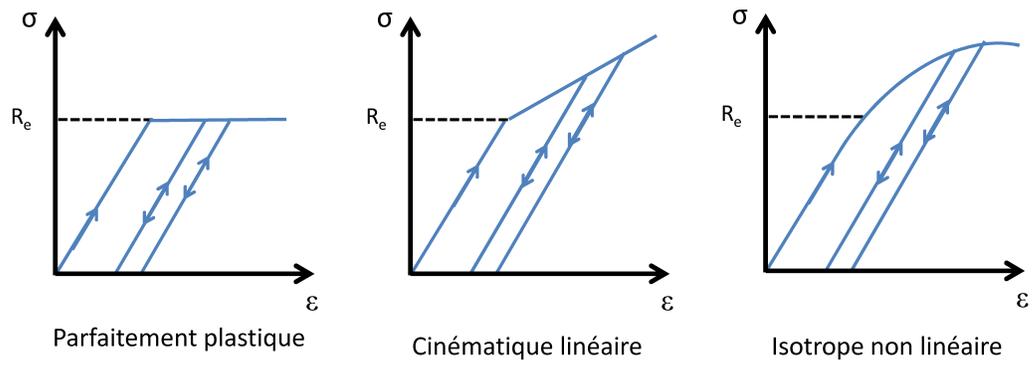


FIGURE 3.6 – Modèles classiques de comportement élasto-plastique

Dépendance thermique et temporelle : la viscoplasticité

Pour certains matériaux, la déformation plastique qui apparaît sous chargement peut dépendre de la température et de la vitesse de déformation. On parle alors de viscoplasticité : $\varepsilon_{ij}^{vp} = f(\sigma, t, T)$. Ainsi, sous un chargement imposé, il est possible de distinguer trois phases [39][6][21] :

- Le fluage primaire durant lequel la vitesse de déformation diminue avec le temps.
- Le fluage secondaire pendant lequel la vitesse de déformation reste quasiment constante au cours du temps. Son évolution est d'autant plus rapide que les contraintes et/ou la température sont élevées .
- Le fluage tertiaire qui apparaît essentiellement dans les essais menés à haute température et sous fortes contraintes. Il est caractérisé par une augmentation de la vitesse de déformation jusqu'à atteindre la rupture du matériau.

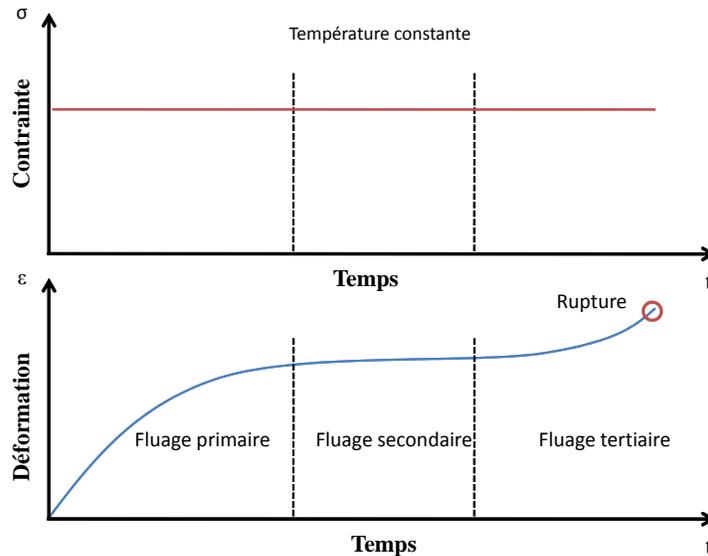


FIGURE 3.7 – Différentes phases de fluage apparaissant au cours d'un essai de fluage à température et contrainte constantes.

Ce phénomène devient vraiment significatif pour une température de l'ordre de $0,5 T_f$ où T_f est la température de fusion du matériau exprimée en Kelvin [6]. La température de fusion des brasures courantes est généralement comprise entre 180°C et 250°C (tableau 3.3). Ainsi, la plupart des brasures ont un comportement viscoplastique à température ambiante.

Pour modéliser ce comportement, de nombreuses lois analytiques existent. Certaines formulations comme la loi de Norton (équation 3.11) permettent de modéliser le fluage secondaire de matériaux isotropes. Elles correspondent au cas d'un matériau sans effet d'écrouissage ni de fluage primaire [59]. La loi d'Arrhenius y est généralement ajoutée afin de prendre en compte la température, ce qui exprime la loi de Norton-Arrhenius (équation 3.12). Cependant, ces différentes lois dites de puissance ne tiennent pas compte de la plasticité du matériau.

$$\frac{d\varepsilon_{ij}^{vp}}{dt} = A \cdot (B\sigma)^n \quad (3.11)$$

$$\frac{d\varepsilon_{ij}^{vp}}{dt} = A \cdot (B\sigma)^n \exp\left(\frac{-Q}{k_B T}\right) \quad (3.12)$$

avec : A la première constante multiplicative, B la seconde constante multiplicative, n l'exposant de contrainte, Q l'énergie d'activation thermique, k_B la constante de Boltzmann et T la température. Les paramètres des matériaux de brasure couramment utilisés sont présentés dans le tableau 3.1.

	A (s ⁻¹)	B (MPa ⁻¹)	n	Q (kJ/mol)
Sn _{96,5} Ag _{3,5}	5.10 ⁻⁶	1	11	79,8
Sn ₆₃ Pb ₃₇	10	0,2	2	44,9

Tableau 3.1 – Coefficients de brasures utilisé par [101] pour décrire le comportement d'une brasure en utilisant l'équation 3.12.

Modèles unifiés

Il est possible de prendre en compte les aspects plastiques et visqueux dans un même formalisme. Le modèle d'Anand est l'un des plus utilisés pour représenter les problèmes de dégradation des brasures. Il permet d'unifier le comportement plastique et viscoplastique en intégrant une variable interne (s) appelée résistance à la déformation. Cette variable n'est pas une grandeur physique mais une représentation de l'état d'écrouissage permettant de refléter l'état microstructural du matériau.

$$\frac{d\varepsilon_{ij}^{in}}{dt} = A \exp\left(\frac{-Q}{k_B T}\right) \cdot \left[\sinh\left(\xi \frac{\sigma}{s}\right) \right]^{1/m} \quad (3.13)$$

avec :

ε_{ij}^{in} : la déformation inélastique qui regroupe la déformation plastique et la viscoplasticité

A : facteur pré-exponentiel (s⁻¹)

ξ : terme multiplicatif de la contrainte

σ : contrainte équivalente (Pa)

s : résistance à la déformation (Pa⁻¹)

m : sensibilité du taux de déformation (sans dimension)

Q : Énergie d'activation thermique (J.mol⁻¹)

k_B : constante de Boltzmann (J.mol⁻¹.K⁻¹)

T : Température absolue (K)

$$\frac{ds}{dt} = \left[s_0 \left| 1 - \frac{s}{s^*} \right|^a \operatorname{sign}\left(1 - \frac{s}{s^*}\right) \right] \frac{d\varepsilon_{ij}^p}{dt}, \quad a > 1 \quad (3.14)$$

$$s^* = \hat{s} \left[\frac{d\varepsilon_{ij}^p/dt}{A} \cdot \exp\left(\frac{Q}{RT}\right) \right]^n$$

Avec s : résistance à la déformation (MPa⁻¹)

s^* : valeur de saturation de s à une température et un taux de déformation de référence

$\frac{ds}{dt}$: vitesse de résistance à la déformation

s_0 : constante d'écrouissage ou d'adoucissement (MPa)

n : sensibilité du taux de déformation pour la valeur de saturation de s

\hat{s} : coefficient lié au matériau

Bilan

La déformation totale d'un matériau est donc une somme de déformations thermiques, élastiques et inélastiques (plastique et viscoplastique).

$$\varepsilon_{ij} = \varepsilon_{ij}^e + \varepsilon_{ij}^{th} + \varepsilon_{ij}^{in} \quad (3.15)$$

$$\text{avec : } \varepsilon_{ij}^{in} = \varepsilon_{ij}^p + \varepsilon_{ij}^{vp}$$

3.2 Simulation du vieillissement de la brasure

Nous avons vu au premier chapitre que, lorsqu'un module de puissance est soumis à des variations de température répétées, des contraintes mécaniques "s'accumulent" dans les régions plastiques telles que la brasure qui se situe entre le radiateur et la puce, conduisant à la délamination de celle-ci. Ce phénomène est progressif et peut être divisé en quatre étapes [53] :

1. Accumulation des contraintes mécaniques dans la brasure due à son caractère visco-plastique [34, 92, 55].
2. Initiation de fissure dans la brasure.
3. Propagation des fissures.
4. Délamination de la brasure.

Dans cette partie, nous nous intéresserons à l'influence de la première étape sur les caractéristiques électriques de cellules de transistor VDMOS.

3.2.1 Protocole de simulation

Pour simuler l'impact du vieillissement mécanique de la brasure, plusieurs protocoles de simulations s'offrent à nous. Le premier présenté figure 3.8 consiste à utiliser un logiciel de simulation multiphysique permettant de réaliser des simulations électro-thermo-mécaniques 3D (ANSYS, COMSOL, ...) afin de simuler le comportement de la structure en mode de vieillissement passif (cyclage thermique) ou actif (impulsion de courant). Les profils de température et de contraintes peuvent alors servir de paramètres d'entrée au simulateur physique. Du fait qu'il n'existe pas d'outil de communication entre les différents logiciels, cette méthode devient laborieuse dans le cas d'une étude des contraintes mécaniques puisqu'elle nécessite l'extraction des six valeurs du tenseur des contraintes qu'il faut manipuler afin de faire correspondre les repères.

Le second protocole (figure 3.9) utilise Setaurus Process pour simuler le vieillissement de la structure contenant déjà les dopants. Ce logiciel est à la base conçu pour simuler la fabrication d'un composant à partir des différentes étapes technologiques (diffusion, dépôt, gravure, ...) et permet de calculer les contraintes mécaniques. Cependant, pour que les contraintes mécaniques soient calculées lors de cyclages thermiques, il faut simuler une étape de diffusion. De ce fait, comme les dopants sont présents, le simulateur calcule leur diffusion dans le silicium et le temps de calcul devient considérable. Or ce calcul n'est pas nécessaire puisque, pendant nos cycles de vieillissement, la température ne dépasse jamais la température de diffusion des dopants.

Le troisième protocole de simulation (figure 3.10) permet de simuler l'évolution mécanique de la structure avant la définition du profil de dopage, ce qui divise le temps de simulation par dix. C'est donc ce protocole qui sera retenu pour la suite.

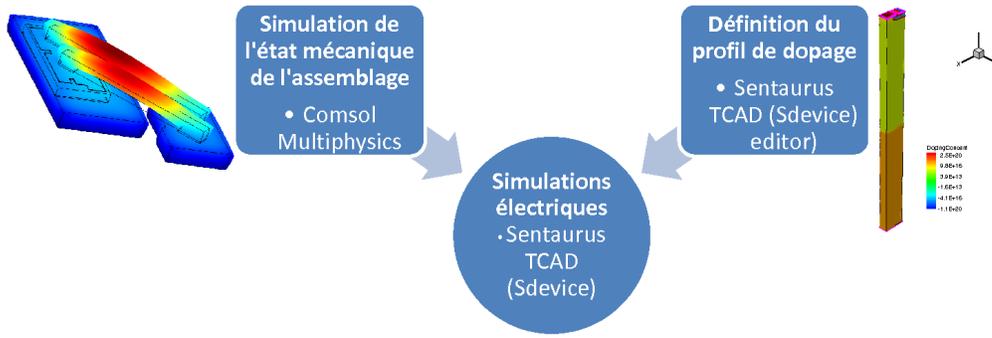


FIGURE 3.8 – Protocole 1.

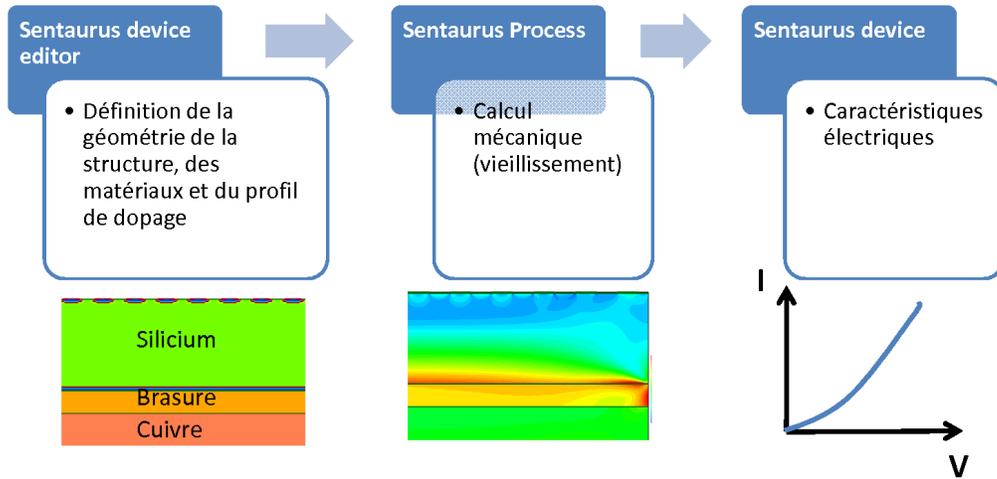


FIGURE 3.9 – Protocole 2.

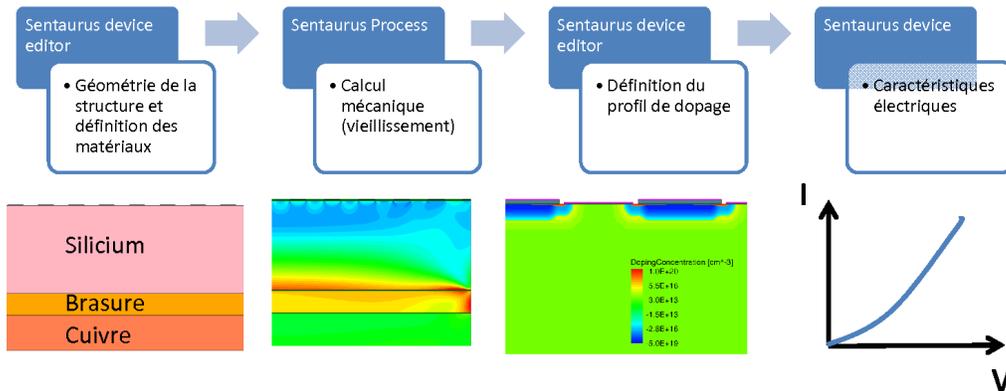


FIGURE 3.10 – Protocole 3.

3.2.2 Choix de la structure et paramètres des matériaux

Il est nécessaire de préciser que les propriétés des matériaux utilisés proviennent de la littérature et ne correspondent pas forcément aux géométries considérées. En effet, un paramètre tel que la limite d'élasticité pour laquelle interviennent des grandeurs intrinsèques comme les densités de dislocations ou la taille des grains [104] (figure 3.11) est intimement liée aux conditions de fabrication du matériau et évolue au cours de son histoire. Ainsi, pour le même matériau, il est possible de trouver des coefficients d'Anand sensiblement différents (tableau 3.2). De ce fait, nous avons préféré négliger l'effet du fluage et recourir à un modèle plastique simple pour modéliser le comportement de la brasure lors de sollicitations thermiques répétées. L'équation 3.15 devient dans le cas de nos simulations :

$$\varepsilon_{ij} = \varepsilon_{ij}^e + \varepsilon_{ij}^{th} + \varepsilon_{ij}^p \quad (3.16)$$

où ε_{ij}^p suit une loi plastique cinématique linéaire (figure 3.6) . Les paramètres mécaniques des matériaux utilisés sont présentés dans le tableau 3.3.

Concernant la gestion de la température, il doit également être précisé qu'un élément important, la résine qui sert à protéger la puce et les fils de connexion n'a pas pu être modélisé à cause du trop grand nombre de points de calcul que cette prise en compte impose. La structure modélisée (figure 3.17a) s'est donc limitée à l'ensemble radiateur-brasure-puce. La puce étant composée de 8 cellules VDMOS.

Lors des simulations numériques, les conditions mécaniques aux limites sont identiques : le bas du radiateur est défini comme fixe et la partie gauche de la structure constitue un plan de symétrie (yz), les autres parties restant libres.

Paramètres des matériaux	WANG	PEI
$A(s^{-1})$	$2,23 \cdot 10^4$	0,0034
$Q/R(K)$	8900	29800
ξ	6	2,48
m	0,182	0,03
$\hat{s}(MPa)$	73,81	5,80
n	0,018	0,0068
$h_0(MPa)$	3321,15	2080
a	1,82	1,41
$s_0(MPa)$	39,09	7,17

Tableau 3.2 – Coefficient d'Anand d'une brasure $Sn_{96,5}Ag_{3,5}$ selon WANG et PEI [59].

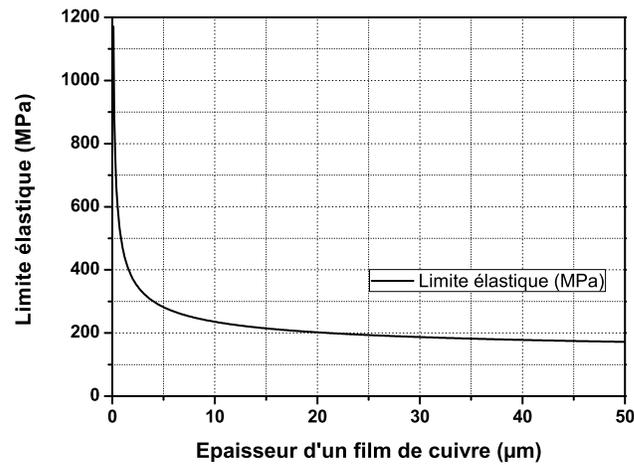


FIGURE 3.11 – Évolution de la limite élastique du cuivre en fonction de son épaisseur tracée à partir des données de [104].

Matériaux	Coefficient de Poisson[18]	Module d'Young (GPa) à 20°C	Limite d'élasticité (R_e) (MPa)	Module tangent (MPa)
Silicium [52]	0,278	[100] 130 [110] 170 [111] 189	(anisotrope-élastique)	
Cuivre [52]	0,344	119	100	400
SnPb	0,35	39,43	12,41	1379

Tableau 3.3 – Propriétés mécaniques des matériaux constituant l'assemblage

3.2.3 Résultats de simulation du vieillissement mécanique de la brasure

Afin d'obtenir un profil de contraintes initiales, la structure présentée figure 3.13 a été portée à une température de 183°C (température de fusion de la brasure) puis refroidie à une température de 20°C. Par la suite, des cycles thermiques variant entre -40°C et 140°C sont appliqués à la structure en supposant que les paliers de température ont une durée de 15 minutes et que la température varie de 12°C par minute entre deux paliers (figure 3.12).

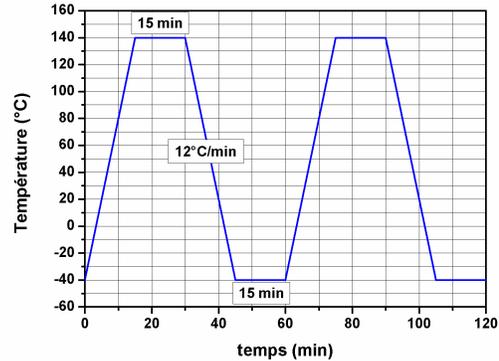


FIGURE 3.12 – Cycle thermique appliqué pour les simulations de vieillissement

La comparaison des figures 3.14 a et b fait apparaître une variation des contraintes de von Mises dans le silicium après cyclage thermique. Cette variation des contraintes est influencée par la géométrie de la structure et notamment par l'épaisseur de la brasure (figure 3.15). Pour la suite, nous supposons que la brasure de la structure étudiée a une épaisseur de 50 μm .

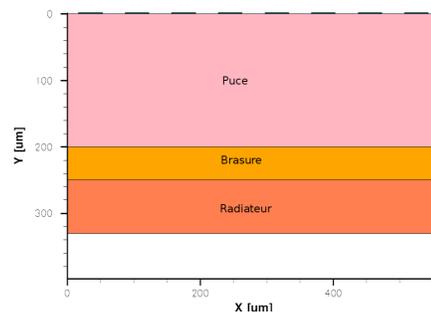


FIGURE 3.13

La coupe verticale présentée figure 3.16 montre qu'après cyclage thermique, le haut de la puce est moins comprimé que le bas suivant la direction x (parallèle à la direction du canal). Dans le cas des contraintes mécaniques perpendiculaires à la direction du canal (y), les contraintes mécaniques en compression deviennent plus importantes, notamment à la surface de la puce. Cette variation qui apparaît en surface ne semble pas provenir du vieillissement mécanique de la brasure, mais plutôt du vieillissement de l'oxyde de grille et ne semble pas être d'une importance primordiale dans le cas d'une structure plane comme celle qui fait l'objet de notre étude.

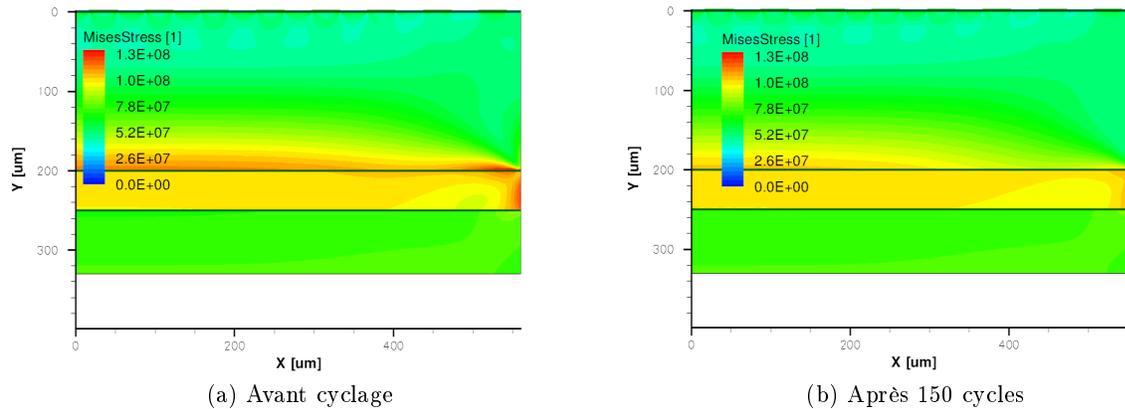


FIGURE 3.14 – Répartition des contraintes de von Mises dans la structure avant cyclage (a) et après 150 cycles (b).

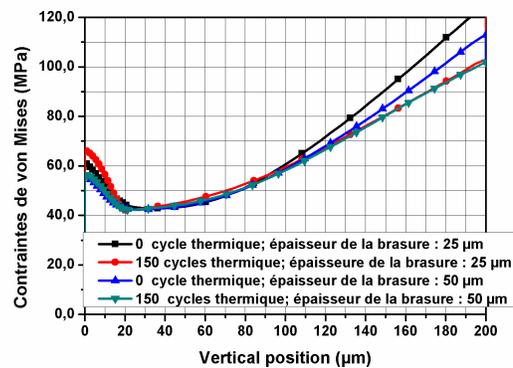


FIGURE 3.15 – Coupe verticale effectuée à la position $x=400\mu\text{m}$ présentant les contraintes de von Mises pour différentes épaisseurs de brasure.

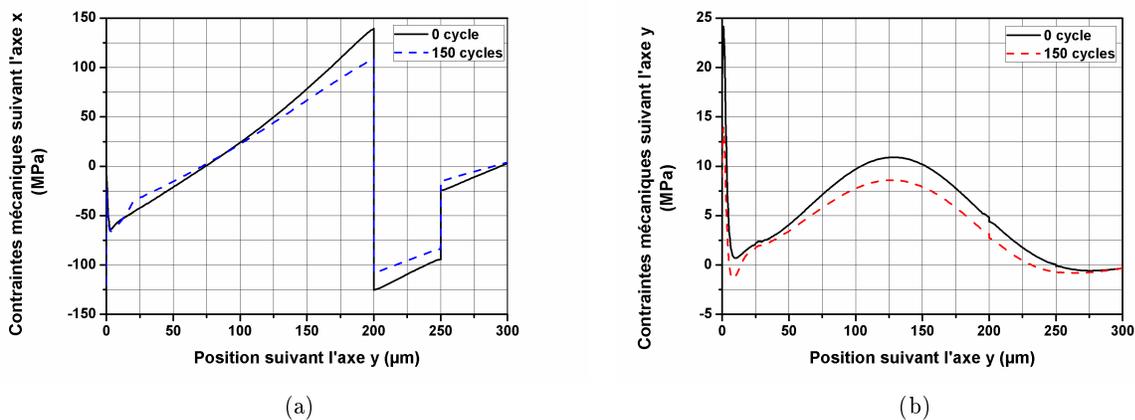


FIGURE 3.16 – Coupe verticale effectuée à la position $x=400\mu\text{m}$ présentant différentes contraintes mécaniques :

- c) suivant l'axe x (parallèle à la direction du canal),
- d) suivant l'axe y (perpendiculairement à la direction du canal).

Influence du vieillissement mécanique de la brasure sur la résistance à l'état passant

Afin de représenter l'influence de contraintes mécaniques distribuées sur un ensemble de cellules, les différentes sources et grilles ont tout d'abord été portées au même potentiel comme indiqué figure 3.17a. Puis les différentes sources ont été dissociées afin de comparer les variations de courant de chacune d'elles comme présenté figure 3.17b.

La résistance à l'état passant a été extraite à partir de la pente des courbes I_S - V_{DS} dans la zone linéaire ($V_{DS} < 0,1V$) pour une tension grille-source de 12V. La figure 3.18 montre que la variation de la résistance à l'état passant apparaît très faible ($< 1\%$) et qu'elle diffère selon les cellules VDMOS observées. Cette faible variation de la résistance, comparée à celles observées au chapitre précédent provient du fait que les contraintes mécaniques engendrées dans le silicium par le vieillissement de la brasure ne sont pas uniformes et que la variation maximale observée localement dans la structure ne dépasse guère les 50 MPa (6 fois plus faible que les 300MPa utilisés précédemment).

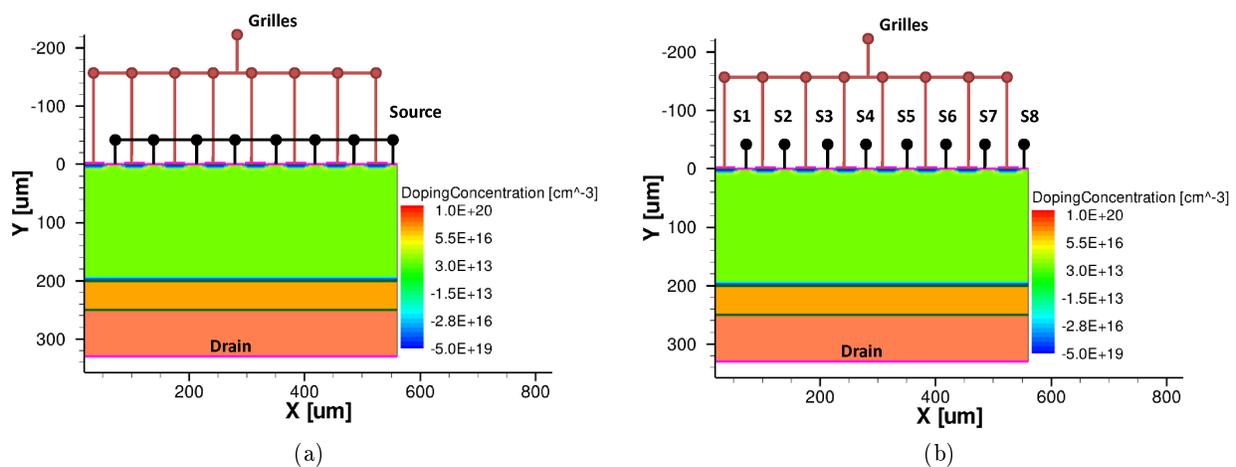


FIGURE 3.17 – Structures simulées :

- a) Sources communes,
- b) Sources dissociées .

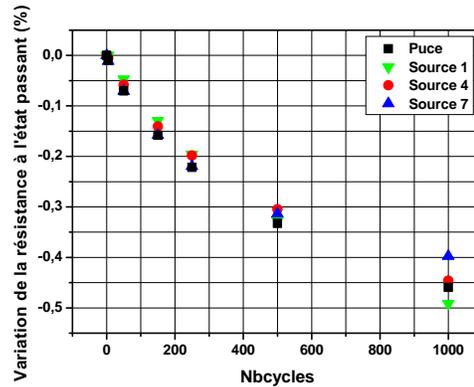
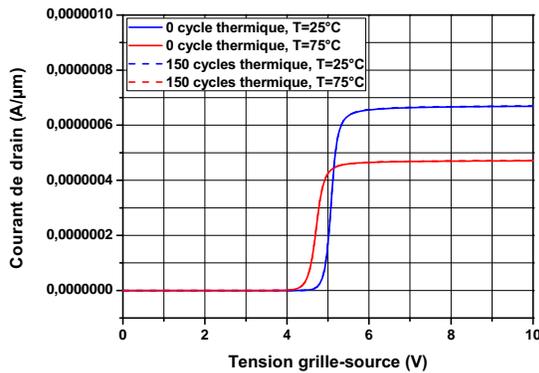


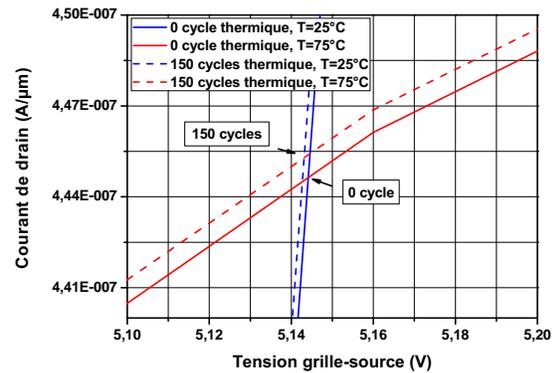
FIGURE 3.18 – Variation de la résistance à l'état passant de plusieurs cellules et de la "puce" en fonction du vieillissement.

Influence du vieillissement mécanique de la brasure sur le coefficient thermique nul

De la même manière, les caractéristiques courant-tension faisant apparaître le point de coefficient thermique nul (figure 3.19a) sont très peu influencées par l'évolution des contraintes mécaniques provenant du cyclage thermique de la structure présentée figure 3.19a. Seul une dilatation des échelles dans la zone où apparaît le point de fonctionnement (figure 3.19b) permet d'observer un décalage de ce point.



(a) Caractéristique courant-tension



(b) Agrandissement de la zone où apparaît le point "CTN"

FIGURE 3.19 – Variation du point "CTN" de la "puce" simulée pour différents cycles de vieillissement.

3.3 Vieillissement de la métallisation de source

Nous avons vu au premier chapitre que, lorsqu'un module de puissance est soumis à des impulsions de courant répétées, la résistance de sa métallisation de source augmente, ce qui diminue nécessairement le courant circulant dans le composant et risque ainsi de masquer la dérive

des caractéristiques électriques identifiées comme indicateurs de l'évolution de l'état mécanique de l'assemblage de puissance.

3.3.1 Description du test de vieillissement

Le vieillissement accéléré des composants a été réalisé par Freescale Semiconductor sur un banc régulé électriquement et thermiquement (figure 3.20a). Ce banc est composé d'une enceinte climatique régulée en température et d'un module électrique de commande, ce qui permet de vieillir les composants à une température constante de 70°C et d'appliquer les impulsions de courant définies sur la figure 3.21. Les composants à vieillir sont brasés sur des cartes qui sont connectées à une carte mère pouvant alimenter dix cartes de circuit imprimé (figure 3.20b). Cette carte mère est connectée à une alimentation électrique pouvant fournir un courant de 80 à 200A complétée par une charge active pouvant délivrer un courant compris entre 5 et 200A. La charge active permet de maintenir une bonne stabilité du courant et de la tension dans le composant malgré l'augmentation de sa résistance à l'état passant qui apparaît au cours du vieillissement.



FIGURE 3.20 – a) Vue d'ensemble du banc de vieillissement, b) disposition des cartes de circuit imprimé.

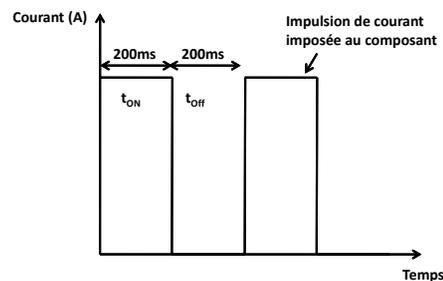


FIGURE 3.21 – Principe d'un test de vieillissement accéléré par impulsions répétées de courant (test IOL) [57].

3.3.2 Mesure de la résistivité de source par la technique des quatre pointes

Ces mesures interviennent sur les composants après ouverture du boîtier par attaque chimique (figure 3.27a). Le principe de la mesure des quatre pointes présentée figure 3.22 est simple : deux pointes (rouge) assurent le passage du courant et deux autres (vertes) servent à mesurer le potentiel électrique. Il suffit alors d'appliquer la loi d'Ohm pour obtenir la valeur de la résistance entre les deux pointes vertes et pouvoir en déduire la résistivité du métal. La conductivité thermique est quant à elle déterminée par l'utilisation de la loi de Wiedemann-Franz [26] (équation 3.17).

$$k = L_0 T \sigma_e \quad (3.17)$$

avec k , la conductivité thermique ; L_0 , le facteur de Lorenz qui est de $2,14 \cdot 10^{-8} V^2 \cdot K^{-2}$ pour l'aluminium à 273K et où T désigne la température.

La reconstruction de la métallisation de source qui peut être appréciée figure 3.22 par l'aspect plus mat² de la métallisation de la puce vieillie engendre une diminution des conductivités électrique et thermique (figure 3.23). Le tableau 3.4 regroupe les valeurs de ces grandeurs utilisées lors des simulations. On notera qu'à 250 kcycles, le composant est toujours fonctionnel, des résistances plus importantes ont donc été ajoutées au tableau afin de représenter un composant qui aurait subi un plus grand nombre de cycles thermiques.

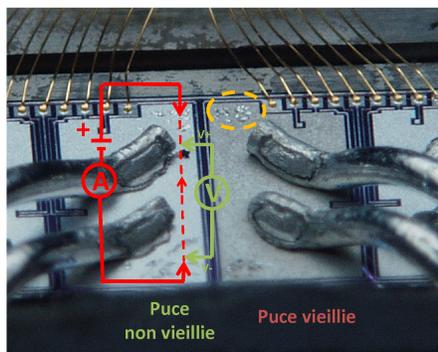
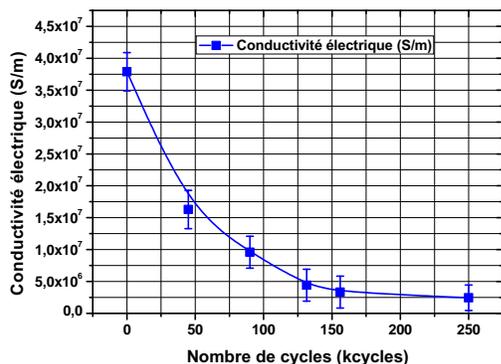


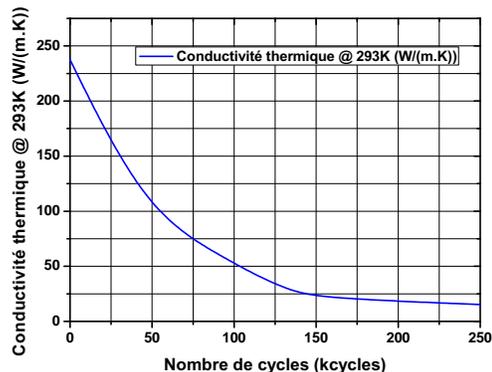
FIGURE 3.22 – Principe de la mesure des 4 pointes. Le cercle en pointillés jaune entoure une dégradation locale de la métallisation provenant du contact des pointes avec la métallisation.

2. L'aspect mat provient du fait que la métallisation vieillie a une réflectivité plus faible que la métallisation non vieillie, ce qui est dû à une modification de la rugosité du matériau.



(a)

à fin



(b)

FIGURE 3.23 – a) Évolution de la conductivité électrique de la métallisation en fonction de la durée du vieillissement, b) Évolution de la conductivité thermique de la métallisation calculée à partir de la loi de Wiedemann-Franz [26].

Nombre de kcycles	Résistance de métallisation ($m\Omega$)	Conductivité électrique (S/m)	Conductivité thermique ($W/m.K$)
0	3	$4,06e^7$	258,63
250	50	$2,43e^6$	15,52
> 250	75	$1,62e^6$	10,35
>> 250	100	$1,22e^6$	7,76

Tableau 3.4 – Valeurs de la résistance électrique de la métallisation de source utilisées pour les simulations. Valeurs correspondantes des conductivités électrique et thermique.

3.3.3 Évolution de la résistance à l'état passant et du Coefficient Thermique Nul lors du vieillissement de la métallisation de source

Les simulations physiques réalisées dans cette partie sont résolues en utilisant une formulation quasi 3D axisymétrique³ (figure 3.24a), ce qui permet de tenir compte de la géométrie de la source (figure 3.24b) et ainsi de s'approcher du comportement réel d'un composant.

3. Le fait de résoudre le problème de cette manière a pour conséquence d'annuler le coefficient π_{44} .

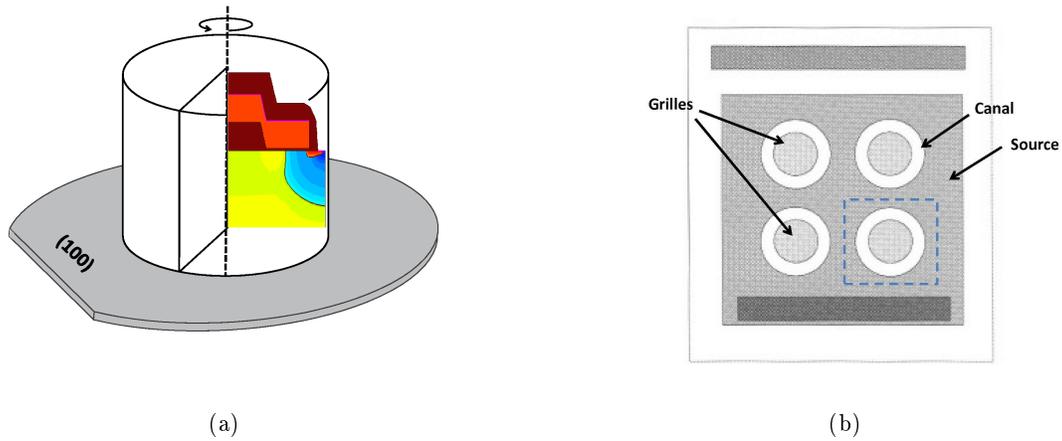


FIGURE 3.24

Afin d'évaluer l'impact du vieillissement de la métallisation, comparé à l'application de contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal, une résistance de contact de source correspondant à différentes valeurs de vieillissement (tableau 3.4) est ajoutée. Il apparaît alors, figure 3.25, que l'impact des contraintes mécaniques sur la résistance à l'état passant qui est mis en évidence par une dilatation des échelles reportée sur la même figure semble infime comparé à celui provoqué par le vieillissement de la métallisation de source. De ce fait, pour disposer d'un indicateur de l'état de vieillissement mécanique, il faudrait disposer d'un dispositif permettant de compenser la dérive de la résistance de source et des différents contacts.

Le niveau de courant auquel le point "CTN" peut être observé (figure 3.26a) est lui aussi nettement affecté par le vieillissement de la métallisation de source, seul le décalage de la tension grille-source apparaît indépendant du vieillissement de la métallisation de source et fournit une information potentiellement utilisable (figure 3.26b)⁴.

4. Lors de cette étude, une éventuelle variation de la tension de grille qui serait due au vieillissement a été négligée.

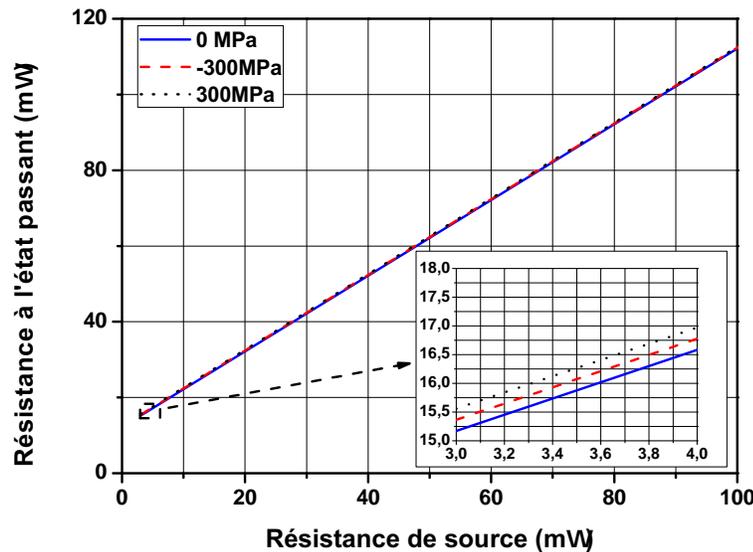


FIGURE 3.25 – Influence du vieillissement de la métallisation de source sur la résistance à l'état passant.

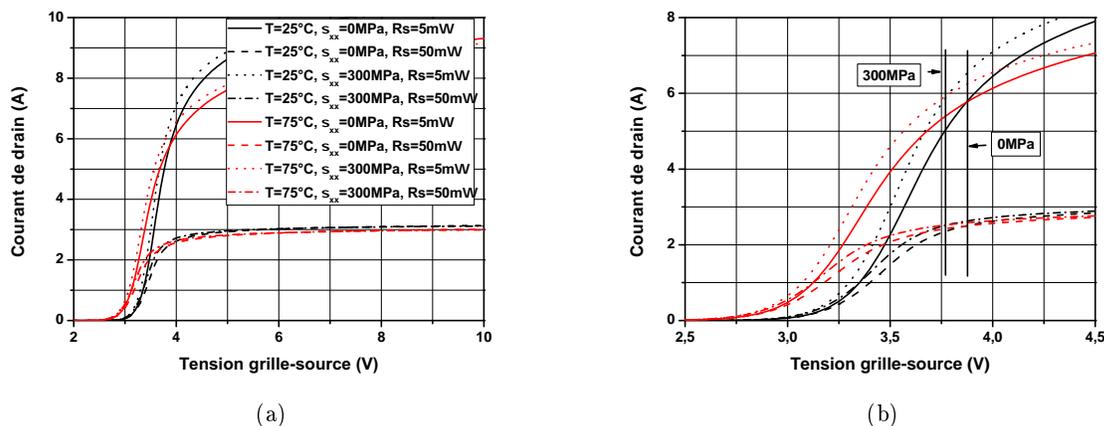


FIGURE 3.26 – Variation du coefficient thermique nul sous l'effet de contraintes mécaniques parallèles à la direction du canal et sous l'effet de la variation de la résistance de source.

3.3.4 Évolution des contraintes mécaniques du composant lors du vieillissement de la métallisation de source

Le vieillissement de la métallisation de source engendre également une évolution des contraintes mécaniques du composant lors de son fonctionnement. Afin d'étudier cet aspect, nous avons utilisé un logiciel FEM multiphysique permettant de traiter à la fois des problèmes électriques, thermiques et mécaniques. De précédents travaux menés au laboratoire ont été réalisés sur les

composants Freescale étudiés à l'aide du logiciel ANSYS [79], puis du logiciel COMSOL Multiphysics [87]. Il a donc été décidé d'utiliser le logiciel COMSOL Multiphysics pour deux raisons : le travail effectué est compatible avec d'autres travaux menés au laboratoire et COMSOL Multiphysics propose des possibilités de traitement de résultats plus importantes que la version d'ANSYS à notre disposition.

La géométrie utilisée modélise un composant de puissance de type SPQ15 (3.27). Cette géométrie et le modèle électrothermique utilisés sont basés sur ceux utilisés par [57]. La structure simulée est composée d'une puce en silicium brasée sur un radiateur en cuivre. La puce est constituée d'un substrat de silicium recouvert d'une couche active de 4 μm d'épaisseur sur laquelle se trouve une couche de métallisation de 4 μm . Des fils de section carrée connectent la métallisation de source à un plot de connexion. Les principales caractéristiques thermiques et mécaniques des matériaux constituant cet assemblage sont respectivement présentées sur la figure 3.5 et le tableau 3.6.

À cela, il nous faut ajouter des modèles permettant de simuler l'évolution de l'état mécanique en fonction de la température et ceci en tenant compte des particularités du comportement mécanique de chaque matériau constituant la structure. Ainsi, le silicium est décrit comme un matériau élastique anisotrope, le cuivre et la brasure comme des matériaux élasto-plastiques répondant à un écrouissage isotrope non-linéaire (figure 3.6c). Tous ces modèles sont initialement disponibles dans le logiciel COMSOL Multiphysics, il suffit de renseigner les caractéristiques de chaque matériaux pour les utiliser. Toutefois, il n'existe pas de modèle permettant de simuler le vieillissement de la métallisation de source. Aussi, afin de modéliser cet aspect, nous avons utilisé les résultats expérimentaux présentés tableau 3.4 comme paramètres d'entrée lors des simulations dont le protocole est présenté figure 3.28. Au cours de ces simulations, l'influence des contraintes mécaniques sur le courant a été négligé. Ainsi, les simulations utilisent deux variables dépendantes qui sont le courant et la température. Les équations 3.19 et 3.20 sont donc résolues simultanément lors de simulations transitoires, ce qui permet d'obtenir la répartition de la température dans la structure en fonction du temps et du courant. Les contraintes mécaniques sont calculées à partir de la déformation, qui dans le cas d'un matériau élastique soumis à une variation de température, s'exprime :

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l_0} = \alpha \Delta T \quad (3.18)$$

L'équation régissant la conductivité électrique s'exprime quant-à elle :

$$-\vec{\nabla} \cdot (\sigma_e \vec{\nabla} V) = 0 \quad (3.19)$$

avec σ_e la conductivité électrique (S/m) et V , le potentiel électrique (V).

Le transfert de la chaleur générée par effet Joule se fait par conduction, il est décrit par l'équation de la chaleur :

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \vec{\nabla} \cdot (k \vec{\nabla} T) = \sigma_e |\vec{\nabla} V|^2 \quad (3.20)$$

avec ρ , la densité (Kg/m³)

C_p , la capacité calorifique à pression constante (J/(Kg.K))

T , la température (K)

k , la conductivité thermique (W/(m.K))

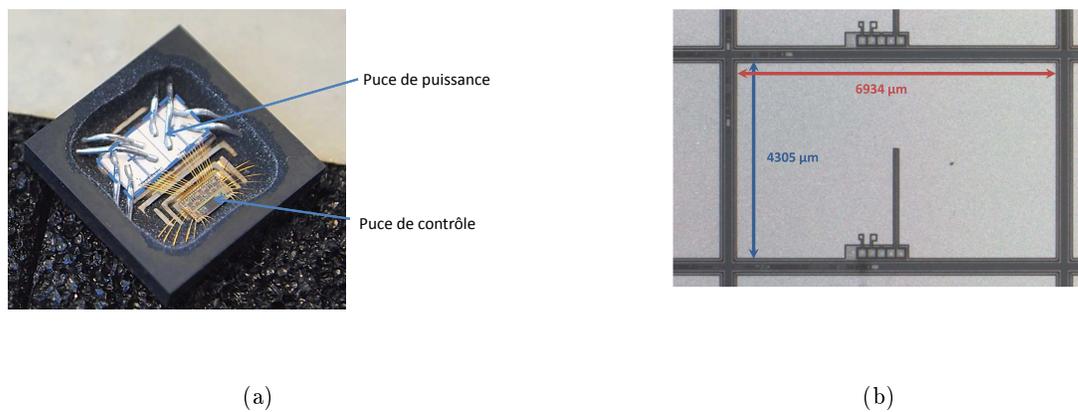


FIGURE 3.27 – a) Photographie du composant étudié après élimination de l'enrobage par attaque chimique sélective,
b) Vue agrandie de l'un des quatre transistors composant la puce de puissance

Matériaux	Température de fusion (°C)	Densité (Kg/m ³)	CTE (ppm/°C)	Conductivité thermique (W/m°C)	Chaleur spécifique C(J/g.k)
Silicium [52]	1414	2330	2,6	148	700
Cuivre [52]	1084,62	8930	16	380	385
Sn ₆₃ Pb ₃₇ [6]	183	9280	25	50,6	180

Tableau 3.5 – Propriétés thermiques des matériaux constituant l'assemblage

Matériaux	Coefficient de Poisson[18]	Module d'Young (GPa) à 20°C	Limite d'élasticité (R_e) (MPa)	Module tangent (MPa)
Silicium [52]	0,278	[100] 130 [110] 170 [111] 189	(anisotrope-élastique)	
Cuivre [52]	0,344	119	100	400
Sn ₆₃ Pb ₃₇	0,35	39,43	12,41	1379

Tableau 3.6 – Propriétés mécaniques des matériaux constituant l'assemblage

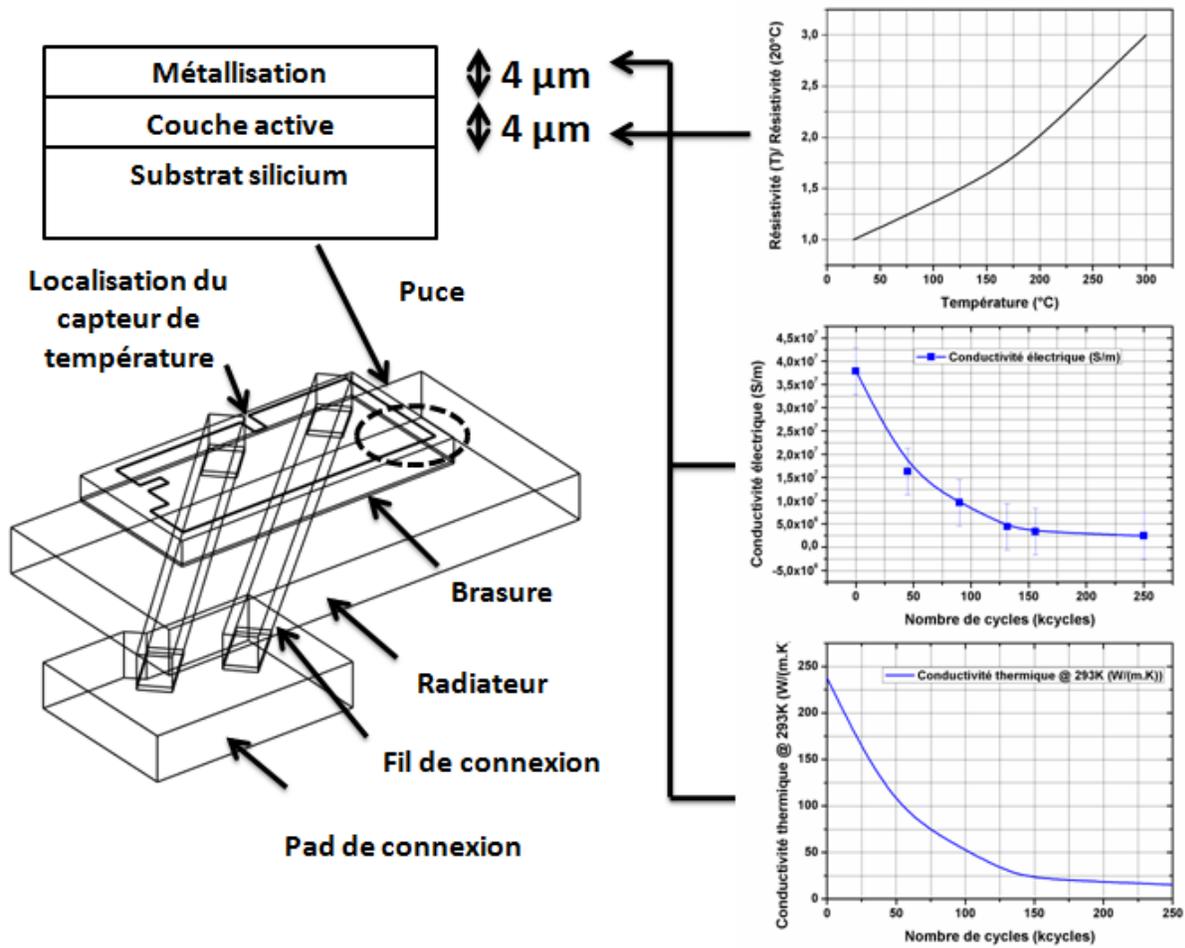
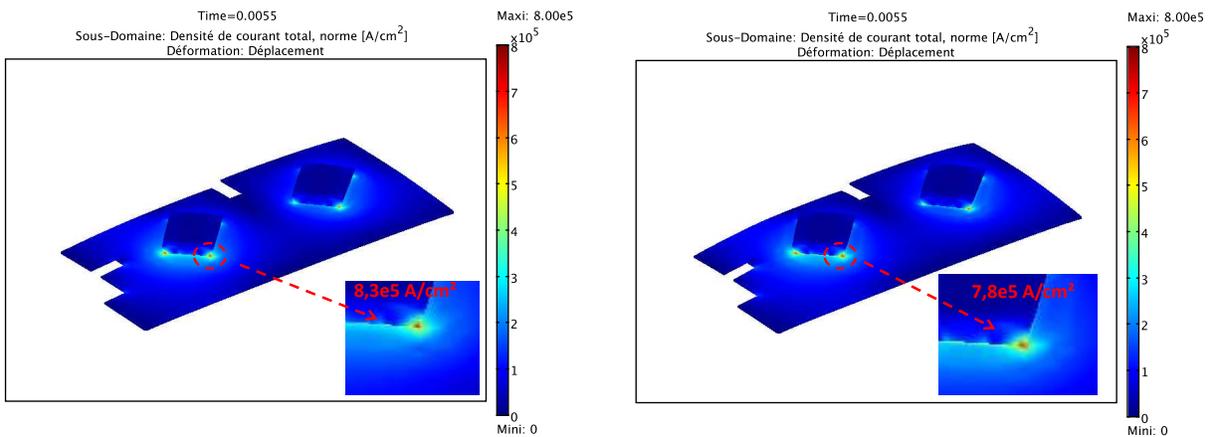


FIGURE 3.28 – Principe des simulations électro-thermo-mécaniques.

3.3.5 Résultats de simulation

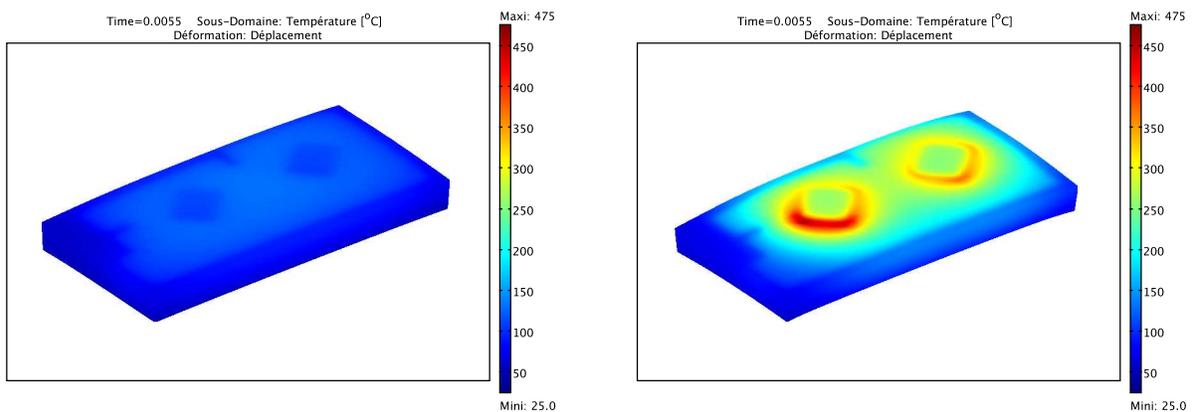
L'augmentation de la résistance électrique et thermique de la couche de métallisation engendre une modification des lignes de courant et par conséquent des modifications locales des densités de courant. Il en résulte une augmentation de la température due à l'effet joule (figures 3.29 et 3.30). On notera que sur la figure 3.30, la température n'est pas répartie uniformément à la surface du silicium. Aussi, l'écart entre la température maximale atteinte au niveau de certaines cellules et la température mesurée par le capteur de température peut être importante et augmente avec le vieillissement de la couche de métallisation (figure 3.31), ce qui rend ce capteur inutilisable pour l'estimation d'une compensation des effets de la température sur la résistance à l'état passant comme nous l'avions proposé au second chapitre. De plus, l'augmentation de la température entraîne à son tour un déplacement supplémentaire (figure 3.32) notamment au niveau du pied des fils de connexion, ce qui entraîne une augmentation des contraintes mécaniques dans le silicium (figures 3.33).



(a) Résistance de la métallisation de source = $3\text{ m}\Omega$

(b) Résistance de la métallisation de source = $100\text{ m}\Omega$

FIGURE 3.29 – Densité de courant au niveau de la métallisation de source obtenue par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms.



(a) Résistance de la métallisation de source = $3\text{ m}\Omega$

(b) Résistance de la métallisation de source = $100\text{ m}\Omega$

FIGURE 3.30 – Température atteinte à la surface du silicium obtenue par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms

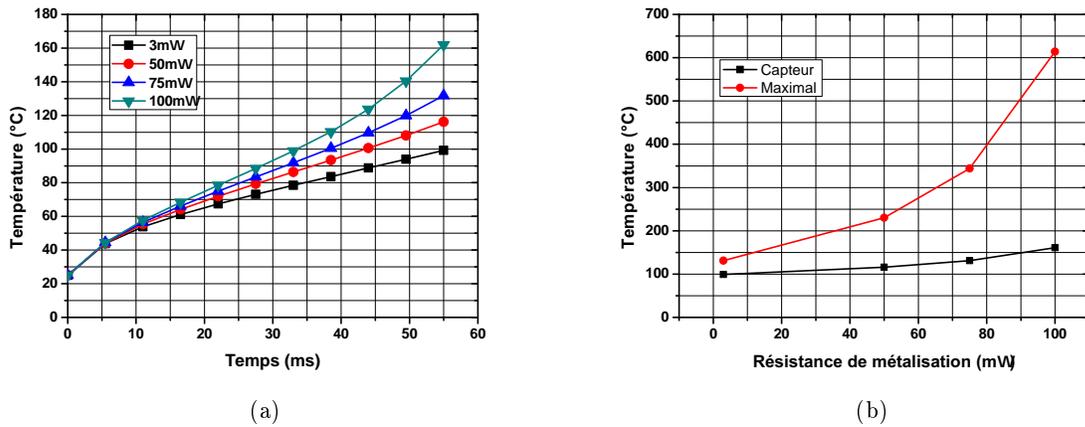
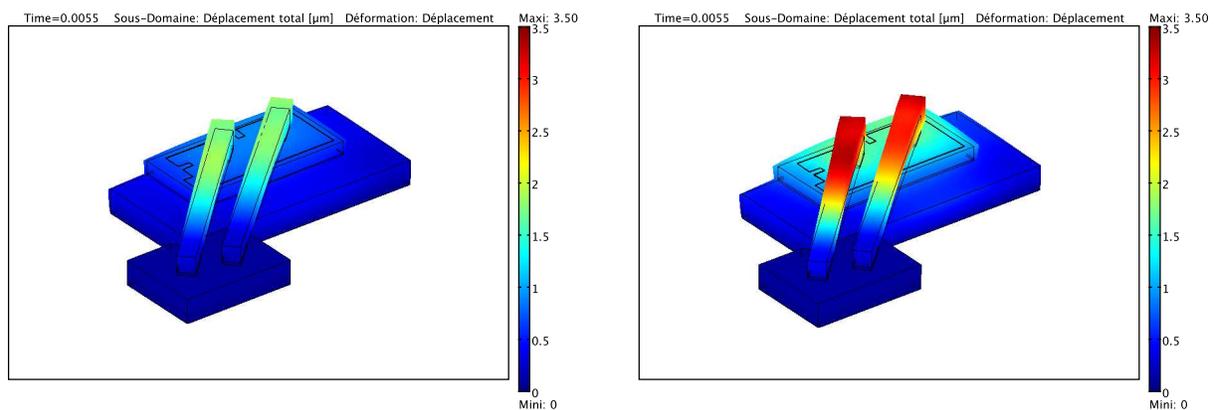


FIGURE 3.31 – a) Évolution de la température au niveau du capteur de température durant une impulsion de courant de 80A.

b) Évolution de la température à la fin d’une impulsion de courant de 80A en fonction du vieillissement de la métallisation, dans la structure et au niveau du capteur.



(a) Résistance de la métallisation de source = 3 mΩ

(b) Résistance de la métallisation de source = 100 mΩ

FIGURE 3.32 – Déplacement de l’assemblage obtenu par simulation COMSOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms

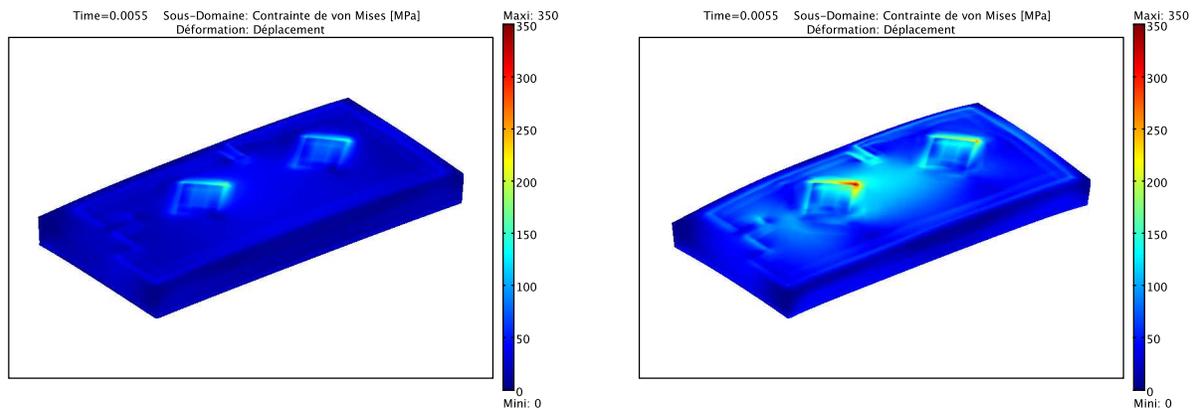
(a) Résistance de la métallisation de source = $3\text{ m}\Omega$ (b) Résistance de la métallisation de source = $100\text{ m}\Omega$

FIGURE 3.33 – Contraintes de von Mises dans la puce de silicium obtenues par simulation COM-SOL après une impulsion de courant de 80A appliquée pendant 5,5ms

3.4 Mesure de l'évolution du point "CTN" lors d'un test de vieillissement passif

La détermination du point "CTN" nécessite de contrôler la température du composant étudié. Pour ce faire, un dispositif ("Thermostream") permettant de souffler de l'air régulé en température a été utilisé afin de maintenir la température du composant durant la caractérisation électrique (figure 3.34a). La caractérisation électrique consiste à mesurer l'évolution du courant de drain en fonction de la tension grille-source pour différentes températures, ce qui permet de déterminer le point "CTN" intersectant les différentes courbes (figure 3.35). Pour le composant étudié, ce point de fonctionnement apparaît pour une tension grille-source de 5,2V et à un niveau de courant relativement élevé de 30A pour une polarisation drain-source de 6V. De ce fait, la caractérisation électrique a été réalisée en utilisant un traceur ("Tektroniks 371") qui permet de tracer ces courbes avec un courant pulsé de 200 μ s, ce qui limite l'auto-échauffement du composant.

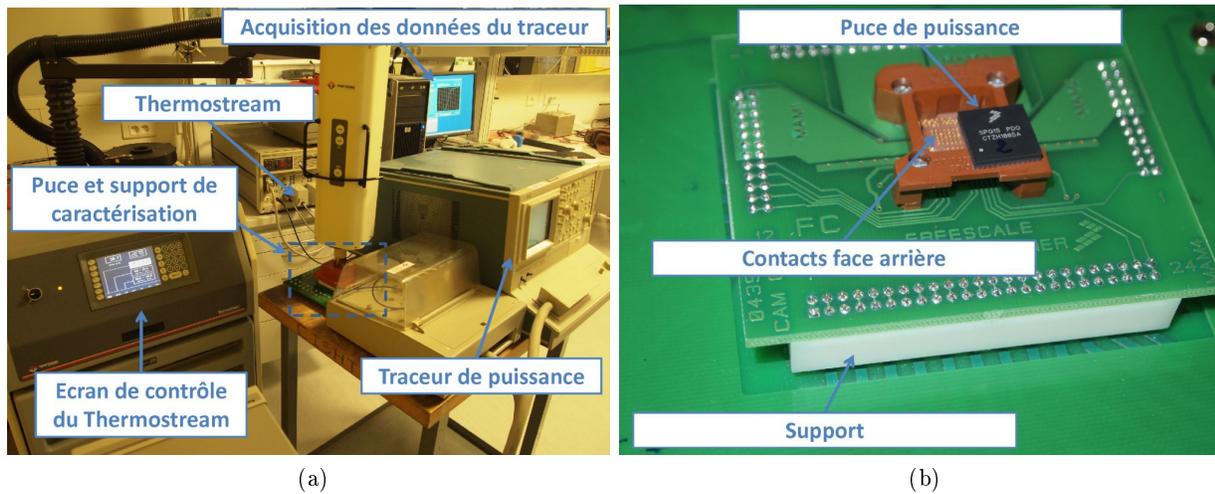


FIGURE 3.34 – a) Banc de caractérisation électrique.
b) Puce et support de caractérisation.

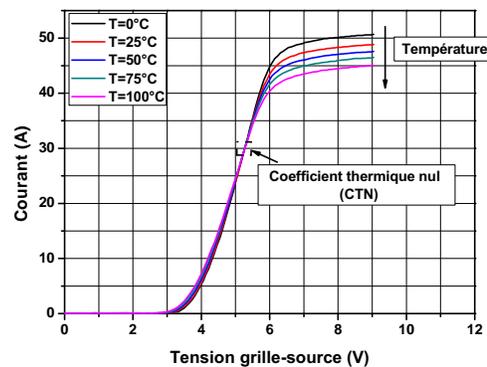
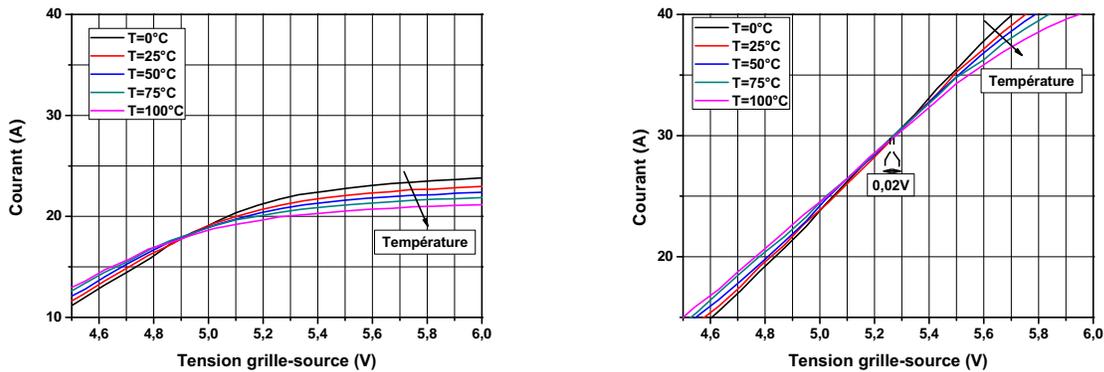


FIGURE 3.35 – Détermination du coefficient thermique nul à partir de caractéristiques $I_D(V_{GS})$ à $V_{DS} = 6V$

Les résultats de simulation présentés au second chapitre ont fait apparaître que les “coordonnées” courant de drain et tension grille-source, pour lesquelles le point de coefficient thermique nul apparaît, sont influencées par la tension de polarisation drain-source. Les caractérisations du courant de drain en fonction de la tension grille-source, à différentes températures et polarisations drain-source, qui sont présentés figure 3.36 montrent que la dispersion en tension du point "CTN" apparaît plus importante pour une tension drain-source faible. Pour une tension drain-source plus importante (ici 6V), cette dispersion se limite à 0,02V sur une plage de 0,2V, on notera également que le courant de 30A atteint dans le composant pour cette polarisation reste acceptable pour un composant de puissance de ce calibre.



(a) Mise en évidence du point "CTN" à $V_{DS} = 3V$ (b) Mise en évidence du point "CTN" à $V_{DS} = 6V$

FIGURE 3.36 – Caractéristiques du courant de drain en fonction de la tension grille-source à différentes températures et polarisations drain-source.

3.4.1 Vieillessement accéléré des composants par cyclage passif

Le cyclage passif permet d'accélérer l'influence des conditions environnementales sévères que peuvent rencontrer les assemblages de puissance dans des applications embarquées. Le fonctionnement du composant étudié étant garanti entre -50°C et 150°C , des cycles thermiques dont la consigne, les temps de montée et de descente sont présentés figure 3.37 ont été appliqués afin d'engendrer un maximum de contraintes mécaniques au niveau de la puce en un laps de temps le plus court possible. En effet d'après [6], plus l'écart de température entre la température minimale et la température maximale est important, plus l'énergie plastique cumulée par cycle est importante.

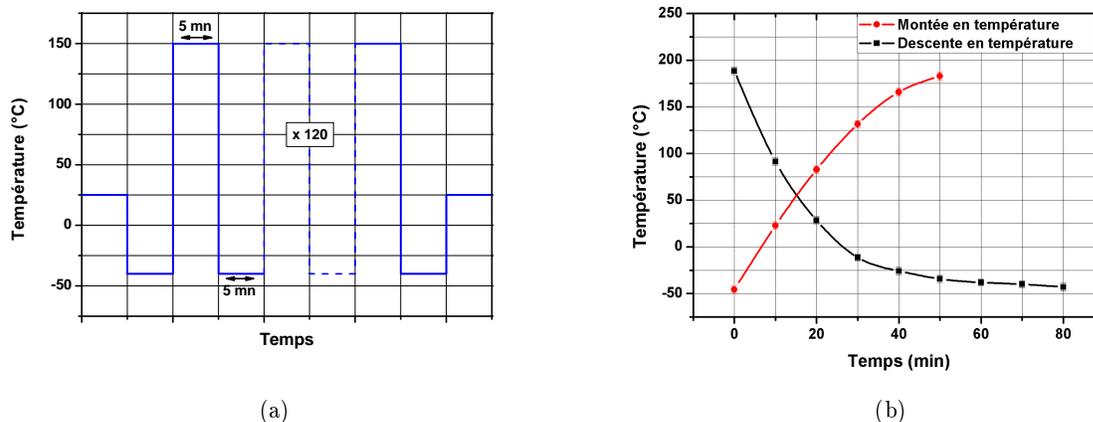


FIGURE 3.37 – a) Consigne appliquée lors des tests de cyclages
b) Vitesse de variation de température de l'étuve sans échantillon

3.4.2 Influence du vieillissement sur les caractéristiques électriques

Un lot de 7 composants a été vieilli pendant 75 cycles (4 semaines) et caractérisé électriquement tous les 25 cycles. À la fin des quatre semaines, tous les composants sont encore fonctionnels et montrent une légère augmentation de leur résistance à l'état passant ainsi qu'une dérive de leur point "CTN" qui apparaît maintenant pour un courant et une tension grille-source plus importante. Les dérives moyennes de la tension grille-source et du courant pour lesquels le point "CTN" apparaît sont respectivement de l'ordre de 0,2V et 1,5A. La figure 3.38 montre l'évolution du point "CTN" de l'un des composants mesurés après plusieurs cycles thermiques.

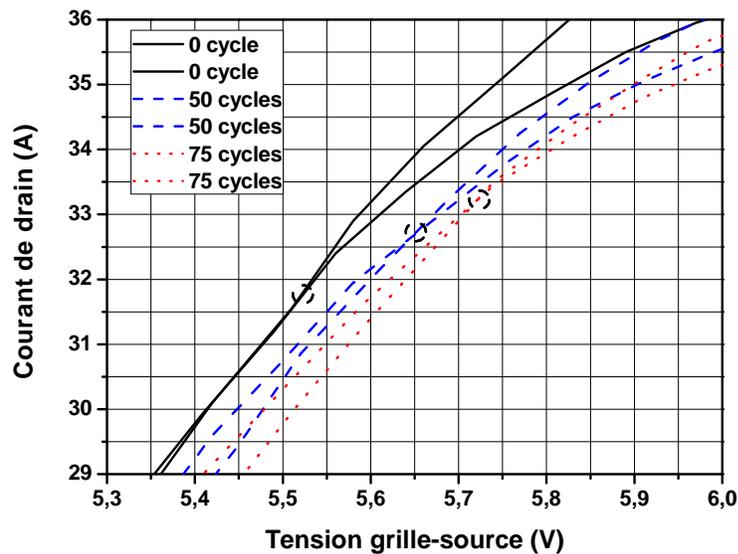


FIGURE 3.38 – Caractéristique du courant de drain en fonction de la tension grille-source pour une tension drain-source de 6V permettant de déterminer le point "CTN" après plusieurs cycles de vieillissement.

3.5 Conclusion

Les simulations présentées dans ce chapitre montrent que le vieillissement de la métallisation de source du composant étudié rend l'exploitation de la résistance à l'état passant difficilement utilisable pour le suivi du vieillissement mécanique d'un composant de puissance. Seule la dérive de la tension grille-source qui correspond au point "CTN" semble encore exploitable malgré sa faible variation. Les résultats expérimentaux confirment en partie l'existence de cette dérive même si cette dernière se fait à contrario de ce que prévoyait la simulation.

Il faut cependant noter que les simulations 2D présentées dans le paragraphe 3.2.3 ne tenaient pas compte ni de la présence d'une résine d'encapsulation ni de l'existence des fils de connexion. Ces derniers éléments sont susceptibles de modifier sensiblement les contraintes mécaniques auxquelles le dispositif est soumis dans les conditions de fonctionnement réel. En outre, ces simulations 2D ont été effectuées pour une orientation cristalline donnée, qui ne correspond pas forcément à l'orientation cristalline de la puce réelle dans son assemblage.

Conclusion et perspectives

Le travail effectué pendant cette thèse nous a conduit à tester de nombreux outils de simulations (COMSOL, ANSYS, Matlab, FAMOS TX, Sentaurus TCAD, ...). Ceci a permis de mettre en place de nouveaux “protocoles” de simulations permettant d’estimer l’évolution des contraintes mécaniques dans un composant de puissance et de relier cette évolution à la dérive des caractéristiques électriques de transistor VDMOS utilisé dans les applications embarquées. Parmi ces paramètres, deux ont d’abord retenu notre attention : la résistance à l’état passant et le point de fonctionnement à coefficient thermique nul. L’intérêt de ces deux paramètres réside dans le fait qu’ils peuvent être rendus indépendants des effets de la température, ce qui paraît indispensable dans le cas d’applications embarquées. Cependant, le vieillissement des assemblages de puissance ne se limite pas à une évolution des contraintes mécaniques au niveau du silicium, il fait également intervenir des phénomènes tout aussi complexes que sont la délamination puce de puissance/radiateur et la reconstruction de la métallisation de source, ce qui a pour conséquence l’augmentation de la résistance à l’état passant du composant. Le vieillissement de la métallisation de source qui peut se superposer à la délamination puce de puissance/radiateur rend donc l’exploitation de la résistance à l’état passant inutilisable pour le suivi du vieillissement mécanique d’un composant de puissance. De plus, le vieillissement de la métallisation de source entraîne un écart entre la température maximale atteinte au niveau de certaines cellules et la température mesurée au niveau du capteur de température, ce qui rend ce capteur inutilisable pour l’estimation d’une compensation des effets de la température sur la résistance à l’état passant comme nous l’avions proposé au second chapitre. Le point de fonctionnement à coefficient thermique nul semble quant-à lui toujours utilisable malgré l’augmentation de la résistance de la couche de métallisation.

Somme toute, compte tenu des nombreux modes de vieillissement des composants de puissance qui restent encore à explorer et qui évoluent à chaque génération de composant, le suivi de l’état mécanique d’un composant de puissance comme indicateur permettant d’évaluer l’état de vieillissement s’avère une tâche complexe à réaliser et dont l’utilité dans une application embarquée devra se poser. Ne faudrait-il pas privilégier dans ce cas des moyens tels que le suivi de la conductivité électrique de la couche de métallisation de source qui semble être un bon indicateur de vieillissement et relativement simple et peu coûteux à mettre en place ?

Néanmoins, la connaissance de l’évolution des caractéristiques électriques et des contraintes mécaniques dans les puces de puissance lors de leur vieillissement est fondamentale pour la compréhension des phénomènes mis en jeu. Aux vues des résultats expérimentaux obtenus, le point de fonctionnement à coefficient thermique nul apparaît comme une voie intéressante pour ce type d’étude. Pour cela, il serait intéressant de relier sa dérive à une valeur de contrainte mécanique par des tests de flexion quatre points puis de la comparer à des tests de vieillissement passif pour différentes amplitudes de variation thermique. L’étude de tests de vieillissement actif qui sollicitent moins la brasure et favorisent la reconstruction de la couche de métallisation serait

également intéressante.

En outre, des travaux de simulation 3D effectués sur des structures VDMOS nous ont montré que le profil de dopage et l'orientation du canal vis-à-vis de celle des contraintes peuvent accentuer le décalage en tension du point de coefficient thermique nul sous l'effet des contraintes mécaniques. De ce fait, une bonne connaissance de la répartition et surtout de l'évolution des contraintes mécaniques au sein de la puce s'avère indispensable à la réalisation d'un indicateur optimisé. Pour ce faire, des travaux menés avec la société grenobloise INSIDIX ont été initiés afin de permettre la validation des simulations électro-thermo-mécaniques effectuées avec le logiciel COMSOL multiphysics.

Bibliographie

- [1] K. Thomas E. Herr A. Hamidi, N. Beck. Reliability and lifetime evaluation of different wire bonding technologies for high power igt modules. *Microelectronics Reliability*, 39 :1153–1158, 1999.
- [2] N. Saito A.Hamata, T. Furusawa and E.Takeda. A new aspect of mechanical stress effects in scaled mos devices. *IEEE transactions on electron devices*, 38 :895–900, 1991.
- [3] S. Chuah B. Ong, M. Helmy. Heavy al ribbon interconnect : An alternative solution for hybrid power packaging. *IMAPS Conference*, 2004.
- [4] B.J. Baliga. *Power Devices of Modern semiconductor device Physics*. 1998.
- [5] Yassine Belmehdi. *Contribution à l'identification de nouveaux indicateurs de défaillance des modules de puissance à IGBT*. PhD thesis, Université de Bordeaux 1, 04 mai 2011.
- [6] Mounira Bouarroudj-Berkani. *Etude de la fatigue thermo-mécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour de applications de traction de véhicules électriques et hybrides*. PhD thesis, ENS cachan, 09 Octobre 2008.
- [7] Léon Brillouin. *Wave propagation in periodic structures*. 1963.
- [8] Cyril Buttay. Modules et boîtiers de puissance (packaging). *Techniques de l'Ingénieur*, 2010.
- [9] Florent Calvayrac. Physico-chimie numérique : calcul ab-initio ou phénoménologie, décembre 2006.
- [10] Jean-Loup Prensier et Lione Gendre Charles Petry. *Modélisation du comportement élasto-viscoplastique d'un matériau du moteur d'Ariane 5*. LMT-Cachan, 2010.
- [11] A. Chynoweth. Ionization rates for electrons and holes in silicon. *Physical Review*, 109 :1537–1540, 1958.
- [12] M. Ciappa. *Some reliability aspects of IGBT modules for high power applications*. PhD thesis, ETH Zürich, 2001.
- [13] M. Ciappa. Selected failure mechanisms of modern power modules. *Microelectronics Reliability*, Volume 42 :pp. 653–667, 2002.
- [14] M. Ciappa. Selected failure mechanisms of modern power modulus. *Microelectronics Reliability*, 42 :653–667, 2002.

- [15] M.M. Atalla D. Kahng. Silicon-silicon dioxide field induced surface devices. *IRE Solid-State Device Research Conference*, 1960.
- [16] Sombel Diahm. *Etude du comportement sous haute température de matériaux polyimides en vue de la passivation de composants de puissance à semi-conducteur grand gap*. PhD thesis, Université Paul Sabatier, 09 Octobre 2008.
- [17] Michel Dupeux. *Aide-mémoire science des matériaux*. 2005.
- [18] Bahattin Kilic Erdogan Madenci, Ibrahim Guven. *Fatigue life prediction of solder joint in electronic packages with ansys*. Kluwer academic publishers, 2010.
- [19] I.M. Filanovsky and Ahmed Allam. Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in cmos circuits. *IEEE transactions and Circuits and Systems- Fundamental Theory and Applications*, 48(7) :8766884, 2001.
- [20] I.M. Filanovsky and L. Najafzadeh. Zeroing in on a zero-temperature coefficient point. *IEEE 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 1 :271–274, 2002.
- [21] Roland Fortunier. *Comportement mécanique des matériaux*. Ecole des mines de Saint Etienne.
- [22] Andreas Peter Friedrich. *Silicon piezo-tunneling strain sensor*. PhD thesis, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne (EPFL), n°1947, 1999.
- [23] Fabiano Fruett and Gerard C.M. Meijer. *The piezjunction effect in silicon integrated circuits and sensors*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [24] T. Fujihira. Theory of semiconductor superjunction devices. *Japanese journal of applied physics*, 36 :6254–6262, 1997.
- [25] S. Cantournet L. Corte S. El Arem S. Forest E. Herve-Luanco M. Maziere H. Proudhon D. Ryckelynck G. Cailletaud, M. Tijani. *Mécanique des matériaux solides, notes de cours*. MINES Paris Tech, Mars 2011.
- [26] R. Franz G. Wiedmann. Über die wärme-leitungsfähigkeit der metalle. *Annalen der Physik und Chemie*, 8, 1853.
- [27] Bernard Gault. La fiabilité, 2005. Cours de BTS maintenance Industrielle, université de Nantes.
- [28] G.E. PIKUS G.L. BIR. *Symmetry and Strain-Induced Effects in Semiconductors*. John Wiley & Sons, 1974.
- [29] M. Glavanovics, T. Detzel, and K. Weber. Impact of thermal overload operation on wire-bond and metallization reliability in smart power devices. In *Solid-State Device Research conference, 2004. ESSDERC 2004, Leuven, Belgium, Proceeding of the 34th European*, pages 273 – 276, sept. 2004.
- [30] D. Guidici. Ribbon wire versus round wire reliability for hybrid microcircuits. *Parts, Hybrids, and Packaging, IEEE Transactions*, 11(2) :159 – 162, june 1975.

- [31] T. Guillaume and M. Mouis. Calculations of hole mass in [110] uniaxially strained silicon for the stress-engineering of p-mos transistors. *Solid-State Electronics*, 50(4) :701 – 708, 2006.
- [32] T. Guillaume, M. Mouis, S. Maitrejean, A. Poncet, M. Vinet, and S. Deleonibus. Influence of the mechanical strain induced by a metal gate on electron and hole transport in single and double-gate soi mosfets. In *SOI Conference, 2004. Proceedings. 2004 IEEE International*, pages 42 – 43, oct. 2004.
- [33] M. Ishida H. Takao, Y. Matsumoto. Stress-sensitive differential amplifiers using piezoresistance effects of mosfets and their application to three-axial accelerometers. *Sensors and actuators*, 65 :61–68, 1998.
- [34] Jun He, M.C. Shaw, J.C. Mather, and Jr. Addison, R.C. Direct measurement and analysis of the time-dependent evolution of stress in silicon devices and solder interconnections in power assemblies. In *Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998*, volume 2, pages 1038 –1045 vol.2, oct 1998.
- [35] Conyers Herring and Erich Vogt. Transport and deformation-potential theory for many-valley semiconductors with anisotropic scattering. *Phys. Rev.*, 101 :944–961, Feb 1956.
- [36] Klas Hjort. *Sensors and actuators*, 2008.
- [37] Société ICAB. Manuel de reference icab force/cr : Comportement elastique, 1991.
- [38] Gerard C.M. Meijer Paddy J. French J. Fredrick Creemer, Fabiano Fruett. The piezjunction effect in silicon sensors and circuits and its relation to piezoresistance. *IEEE sensors*, 1, 2001.
- [39] Sébastien Jaccques. *Etude de la fatigue themomécanique des composants de puissance de type TRIAC soumis à des cycles actifs de température*. PhD thesis, Université François Rabelais de Tours, 2010.
- [40] Finn Jensen. *Electronic component reliability*. 1995.
- [41] J.R.Morante J.Puigcordé, A.Vilà. Thermal fatigue modelling of micromachined gas sensor. *Thermal fatigue modelling of micromachined gas sensor*, B95 :275–281, 2003.
- [42] W. Chavez K. Gauen. High cell density mosfets. *Semiconductor Components Industries, EB201/D*, 2002. On Semiconductor, Engineering bulletin.
- [43] Ville Kaajakari. Silicon as an anisotropic mechanical material - a tutorial, 2003.
- [44] D. Kahng. Electric field controlled semiconductor device, 27 August 1963.
- [45] Y. Kanda. A graphical representation of the piezoresistance coefficients in silicon,. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 29, 1982.
- [46] Benjamin Khong. *Fiabilité prédictive de composants de puissance soumis à des test de fatigue accélérée*. PhD thesis, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, décembre 2007.

- [47] Jong-Woong Kim and Seung-Boo Jung. Experimental and finite element analysis of the shear speed effects on the sn-ag and sn-ag-cu bga solder joints. *Materials Science and Engineering A*, 371(1-2) :267 – 276, 2004.
- [48] Charles Kittel. *Physique de l'état solide*. Dunod, 1996.
- [49] B. Lemke, K. Kratt, R. Baskaran, and O. Paul. Towards piezoresistive cmos sensors for out-of-plane stress. In *Micro Electro Mechanical Systems, 2009. MEMS 2009. IEEE 22nd International Conference on*, pages 781 –784, jan. 2009.
- [50] P. Leturcq. Tenue en tension des semi-conducteurs de puissance. *Techniques de l'Ingénieur, Traité génie électrique*, 2000.
- [51] Philippe Leturcq. Semi-conducteurs de puissance unipolaires et mixtes (partie 2). *Dossier Techniques de l'ingénieur*, 2002.
- [52] David R. Lide. *Handbook of Chemistry and Physics, CRC PressInc, 2009*. CRC PressInc, 90ème édition, 2009.
- [53] Jing-En Luan, Tong Yan Tee, E. Pek, Chwee Teck Lim, Zhaowei Zhong, and Jiang Zhou. Advanced numerical and experimental techniques for analysis of dynamic responses and solder joint reliability during drop impact. *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, 29(3) :449 –456, sept. 2006.
- [54] Z. Khatir et S. Bontemps M. Arab, S. Lefebvre. Expermental investigations of trench field stop igbt under repetitive short-circuits operations. *Power Electronics Specialists Conference 2008*, pages 4355–4360, 2008.
- [55] I.Szendiuch M. Novotny. Lead-free solder joint quality investigation. *Acta Electrotechnica and Informatica, ISSN 1335-8243*, 6, 2006.
- [56] Thomas Maeder. Cours sur les capteurs piezoresistifs.
- [57] Donatien Martineau. *Caractérisation de l'endommagement de composants électroniques de puissance soumis à des tests de vieillissement accéléré*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2011.
- [58] H. Mathieu. *Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques*. 2ème édition, 1990.
- [59] Alexandre Micol. *Approche probabilistique dans la conception des modules de puissance*. PhD thesis, Université Paul Sabatier, 2007.
- [60] E. Tannenbaum et E.J. Scheibner M.M. Atalla. Stabilization of silicon surfaces by thermally grown oxides. *Bell System Technical Journal*, 38 :749–783, 1959.
- [61] F. Morancho. *De nouvelles limites pour le compromis "Résistance passante spécifique / Tenue en tension" des composants unipolaire de puissance*. Université Paul Sabatier, 2004. Thèse d'Habilitation à Diriger des Recherches de l'Université Paul Sabatier de Toulouse.
- [62] Mireille Mouis. *Contraintes mécaniques en micro, nano et optoélectronique*. 2006.

- [63] Laurant Dupont Mounira Bouarroudj-Berkani. Fatigue des composants électroniques de puissance physique de défaillance. *Techniques de l'ingénieur*, 2010.
- [64] R. Neale. The latest igbts set to seriously damage the health of gtos. *Electronic Engineering*, 67 :31–34, 1995.
- [65] Christophe Oremski. Schéma d'intégration et lois de comportement. Technical report, 2003.
- [66] Christophe Poilâne. *Caractérisation mécanique des matériaux en faible épaisseur par interférométrie numérique. Application aux essais de gonflement et de traction*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 1998.
- [67] Sylvie Pommier. *Cours de mécanique des matériaux*. ENS Cachan, Université Pierre et Marie Curie, 2009-2010.
- [68] W.D. Armstrong Q. Xiao, L. Nguyen. Aging and creep behavior of sn3,9ag0,6cu solder alloy. *Electronic Components and Technology Conference*, 2004.
- [69] Radiospares. Catalogue de vente en ligne, 2011.
- [70] J.C. Shuling R.C Jaeger, R. Ramanathan. Effects of stress-induced mismatches on cmos analogue circuits. *Proceedings of International VLSI Symposium*, pages 354–360, 1995.
- [71] RENESAS, editor. *Reliability handbook, Failure Mechanisms*. 2006.
- [72] Soline Richard. *Modélisation Physique de la structure électronique, du transport et de l'ionisation par choc dans les matériaux IV-IV massifs, contraintes et dans les puits quantiques*. PhD thesis, Université de Paris XI Orsay, 2004.
- [73] Florent Rochette. *Etude et caractérisation de l'influence des contraintes mécaniques sur les propriétés du transport électronique dans les architectures MOS avancées*. PhD thesis, Institut national polytechnique de Grenoble, 2008.
- [74] Hee-Ra Roh and Young-Ho Kim. Intermetallic compound formation and solder joint reliability of sn-ag-cu solder ball on cu-zn substrate. In *Electronic Materials and Packaging, 2007. EMAP 2007. International Conference on*, pages 1–4, nov. 2007.
- [75] Philippe Roux. Théorie générale simplifiée des semi-conducteurs. 2000.
- [76] A. C. H. Rowe. Giant room-temperature piezoresistance in a metal-silicon hybrid structure. *Physical review letters*, 2008.
- [77] J.B. Angell S. Middelhoek and D.J.W Noorlag. Microprocessors get integrated sensors. *IEEE spectrum*, 17 :42–46, 1980.
- [78] G. Wachutka S. Ramminger, P. Ttirkes. Crack mechanism in wire bonding joints. *Crack Mechanism in Wire Bonding Joints*, 1998.
- [79] Jean-Baptiste Sauveplane. *Caractérisation thermomécanique de films métalliques déposés en couche mince pour la simulation de la fiabilité de composants microélectroniques de puissance*. PhD thesis, INSA de Toulouse, LAAS-CNRS, 2007.

- [80] INC SEM Lab. Transistor failure caused by electrical overstress damage across most of the emitter region of the die, 2011.
- [81] Freescale Semiconductor. Power quad flat no-lead (pqfn) package, 2007.
- [82] Sentaurus. *Sentaurus Device User Guide*, volume Version C-2009.06. Sentaurus, Juin 2009.
- [83] F.S Shoucair. Analytical and experimental methods for zero-temperature-coefficient biasing of mos transistors. *Electronics Letters*, 25(17) :1196–1198, 1989.
- [84] V. Smet, F. Forest, J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre, and M. Berkani. Ageing and failure modes of igbt modules in high-temperature power cycling. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58(10) :4931–4941, oct. 2011.
- [85] C.S. Smith. Piezoresistance effect in germanium and silicon. *Physic review*, 94 :42–49, 1954.
- [86] J.C. Suhling and R.C. Jaeger. Silicon piezoresistive stress sensors and their application in electronic packaging. *Sensors Journal, IEEE*, 1(1) :14–30, jun 2001.
- [87] J.M. Dorkel T. Azoui, P. Tounsi. Electro-thermo-mechanical finite element modeling to investigate the reliability of automotive mosfet. *COMSOL conference*, 2010.
- [88] Y. Koide Y. Kanda T. Maruyama, S. Zaima and Y. Yasuda. Anisotropy of piezoresistance in n-channel inversion layers of metal-oxide-semiconductor transistors on (001)si. *J. Appl. Phys.*, 68 :5, 1990.
- [89] Saïd Taheri. *"Le faïençage thermique à grand nombre de cycles"*. LaMSID - Laboratoire de Mécanique des Structures Industrielles Durables, 2005. Thèse d'Habilitation à Diriger des Recherches de l'Université Paris XIII.
- [90] H. Tanaka, K. Hotta, S. Kuwano, M. Usui, and M. Ishiko. Mechanical stress dependence of power device electrical characteristics. In *Power Semiconductor Devices and IC's, 2006. ISPSD 2006. IEEE International Symposium on*, pages 1–4, june 2006.
- [91] Sentaurus TCAD. *Sentaurus device user guide C-2009.06*, 2009. "Transport Equation", p177-200.
- [92] J.-M. Thebaud, E. Woïrgard, C. Zardini, S. Azzopardi, O. Briat, and J.-M. Vinassa. Strategy for designing accelerated aging tests to evaluate igbt power modules lifetime in real operation mode. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, 26(2) :429–438, june 2003.
- [93] Peter Alpern Tobias Smorodin, Jürgen Wilde and Matthias Stecher. A temperature-gradient-induced failure mechanism in metallization under fast thermal cycling. *IEEE Transactions on device and materials reliability*, 8, 2008.
- [94] Gaëtan Toulon. *Conception de transistors MOS haute tension en technologie CMOS 0,18 um sur substrat "silicium sur isolant" (SOI) pour les nouvelles générations de circuits intégrés de puissance*. PhD thesis, Université Paul Sabatier, 2010.

- [95] E. Ungersboeck, S. Dhar, G. Karlowatz, V. Sverdlov, H. Kosina, and S. Selberherr. The effect of general strain on the band structure and electron mobility of silicon. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 54(9) :2183 –2190, sept. 2007.
- [96] 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, Décembre 2003.
- [97] Bart Vandeveld, Mario Gonzalez, Paresh Limaye, Petar Ratchev, and Eric Beyne. Thermal cycling reliability of snagcu and snpb solder joints : A comparison for several ic-packages. *Microelectronics Reliability*, 47 :259 – 265, 2007.
- [98] J.P. Mercier et al. W. Kurz. *Traité des matériaux : Introduction à la science des matériaux*. Presses Polytechniques, 1987.
- [99] Z. Wang. *Modélisation de la piézorésistivité du Silicium : Application à la simulation de dispositif M.O.S*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1994.
- [100] Reinhard Pufall Werner Kanert. Reliability of semiconductor devices-assessment, issues and illusions. a practitioner's point of view. Infineon Technologies, 2011.
- [101] S. Wiese, F. Feustel, and E. Meusel. Characterisation of constitutive behaviour of snag, snagcu and snpb solder in flip chip joints. *Sensors and Actuators A : Physical*, 99(1-2) :188 – 193, 2002.
- [102] Y. Yamada, Y. Takaku, Y. Yagi, I. Nakagawa, T. Atsumi, M. Shirai, I. Ohnuma, and K. Ishida. Reliability of wire-bonding and solder joint for high temperature operation of power semiconductor device. *Microelectronics Reliability*, 47(12) :2147 – 2151, 2007.
- [103] Q. J. Yang, X. Q. Shi, Z. P. Wang, and Z. F. Shi. Finite-element analysis of a pbga assembly under isothermal/mechanical twisting loading. *Finite Elements in Analysis and Design*, 39(9) :819 – 833, 2003.
- [104] Denis Y. W. Yu and Frans Spaepen. The yield strength of thin copper films on kapton. *Journal of Applied Physics*, 95(6) :2991–2997, 2004.
- [105] P. Venkatraman et S. Sundaram Z. Hossain. Modeling and characterization of hdtmos power technology. *IEEE International Conference on Semiconductor Electronics*, pages 54–56, 2000.

Annexes

Capacités

Les capacités inter-électrodes d'un VDMOS sont pour l'essentiel la capacité grille-drain, la capacité drain-source et la capacité grille-source. Elles sont très peu influencées par la température et la fréquence de commutation. La figure 3.39 localise les différentes capacités d'un VDMOS :

- Capacités d'oxyde de grille-source : C_{GS1} , C_{GS2}
- Capacités grille-drain : C_{GDox} , C_{GDdep}
- Capacités de transition de la jonction PN : C_{DS1} , C_{DS2}

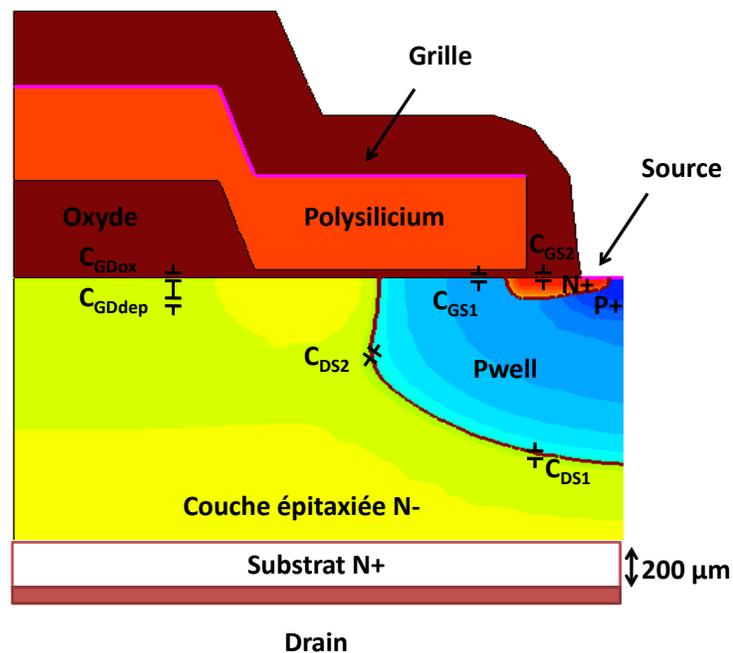


FIGURE 3.39 – Localisation des capacités d'une structure MOSFET verticale.

Capacité grille-drain

La capacité grille-drain (C_{GD}) détermine la rapidité de commutation du composant. Elle est constituée de deux capacités en série, la capacité d'oxyde (C_{GDox}) et la capacité de déplétion (C_{GDdep}).

$$\frac{1}{C_{GD}} = \frac{1}{C_{GDox}} + \frac{1}{C_{GDdep}} \quad (3.21)$$

Ainsi, en régime d'accumulation ($V_{GD} < 0$), la capacité (C_{GD}) est égale à la capacité d'oxyde (C_{GDox}).

$$C_{GD} = C_{GDox} \quad (3.22)$$

En régime de déplétion ou de faible inversion ($V_{DS} > V_{GS}$), la capacité grille-drain devient :

$$C_{GD} = \frac{C_{GDox} \cdot C_{GDdep}}{C_{GDox} + C_{GDdep}} \quad (3.23)$$

Il s'avère figure 3.40 que lors d'une analyse petit signal la capacité grille drain n'est pas influencé par des contraintes mécaniques comprises entre -300 et 300MPa, il en est de même en ce qui concerne les capacités drain-source et grille-source, ce qui confirme les simulations de commutation effectuées au chapitre 2. Toutefois, il existe dans la littérature des résultats expérimentaux qui montrent de faibles variations des ces différentes capacités pour des contraintes mécaniques supérieur au GPa .

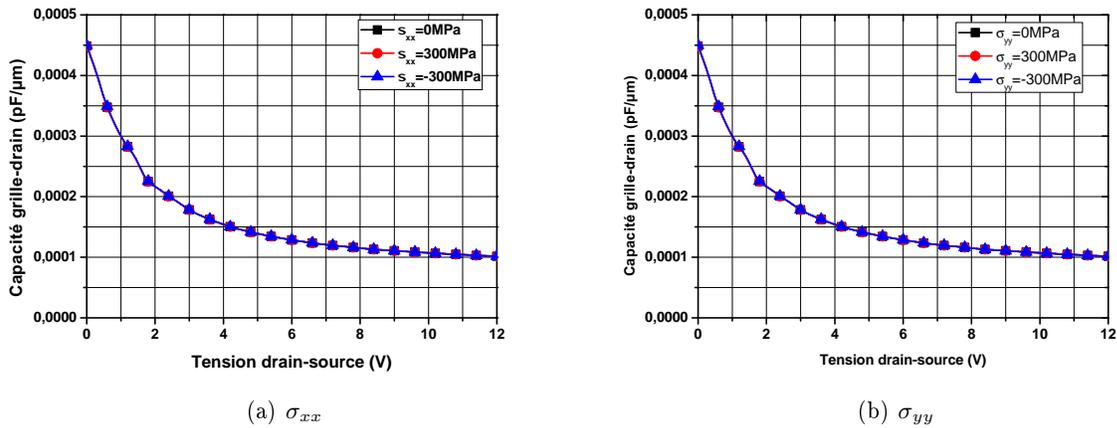


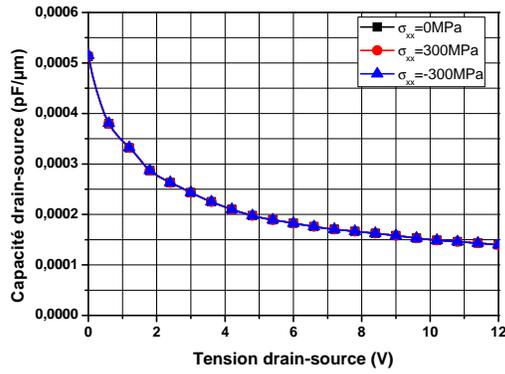
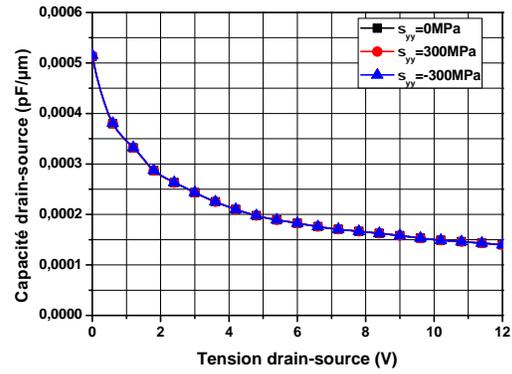
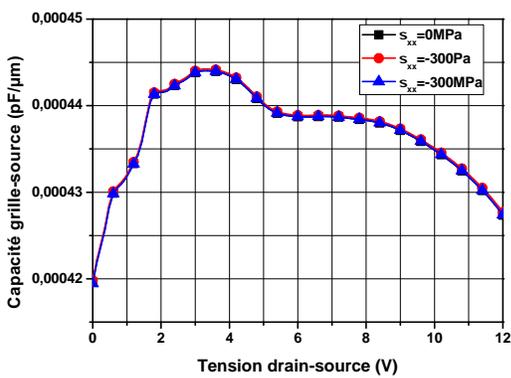
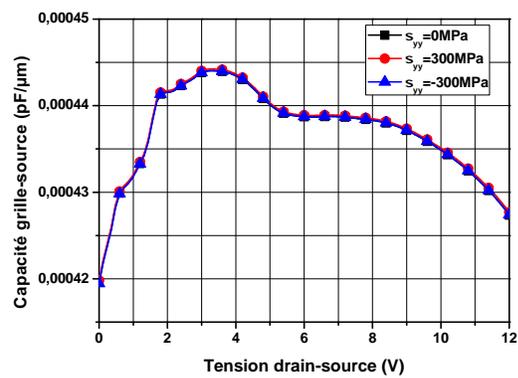
FIGURE 3.40 – Caractéristiques C_{GD} - V_{GD} pour différentes contraintes mécaniques .

Capacité drain-source

La capacité drain-source, comme la capacité grille-drain dépend de la tension appliquée à ses bornes (V_{DS}). Sa valeur est liée à la charge d'espace de la jonction PN.

Capacité grille-source

La capacité grille-source quant à elle apparaît constante en fonction de la tension drain-source.

(a) σ_{xx} (b) σ_{yy} FIGURE 3.41 – Caractéristiques C_{DS} - V_{DS} pour différentes contraintes mécaniques a.(a) σ_{xx} (b) σ_{yy} FIGURE 3.42 – Caractéristiques C_{DS} - V_{DS} pour différentes contraintes mécaniques

Publications

Revues internationales :

- “Study of mechanical stress impact on the I-V characteristics of a power VDMOS device using 2D FEM simulations”, *Microelectronics Reliability*; janvier 2012, Auteur(s) : E.MARCAULT, M.BREIL, A.BOURENNANE, P.TOUNSI, J.M.DORKEL.

Congrès internationaux :

- “Impact of source metallization ageing on thermo-mechanical characteristics of a vertical power device” 14th Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Aug. 30 2011-Sept. 1, Auteur(s) : E.MARCAULT, M.BREIL, A.BOURENNANE, P.TOUNSI, D. MARTINEAU, P.DUPUY.
- “Exploring ageing effects on integrated power devices (I-V) for health monitoring” Conference on Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME 2011), Trento (Italie), 4-8 Juillet 2011 Auteur(s) : E.MARCAULT, M.BREIL, A.BOURENNANE, P.TOUNSI, P.DUPUY.
- “Impact of the solder joint ageing on IGBT I-V characteristics using 2D physical simulation” EuroSimeE 2011, 12th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems, Linz (Autriche) 16-18 Avril 2011. Auteur(s) : E.MARCAULT, M.BREIL, A.BOURENNANE, P.TOUNSI, P.DUPUY.
- “Impact of VDMOS source metallization ageing in 3D FEM wire lift off modelling” EuroSimeE 2011, 12th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems, Linz (Autriche) 16-18 Avril 2011 Auteur(s) : E.MARCAULT, T.AZOU, M.BREIL, A.BOURENNANE, P.TOUNSI, P.DUPUY.
- “VDMOS Ron as a mechanical state indicator for device failure anticipation” International Seminar on Power Semiconductors (ISPS’10), Prague (République Tchèque), 1-3 Septembre 2010, pp.67-Auteur(s) : E.MARCAULT, M.BREIL, A.BOURENNANE, P.TOUNSI, J.M.DORKEL.
- “Potentialities of silicon piezoresistivity for mechanical state monitoring of VDMOS transistors” Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2009), Lodz (Pologne), 25-27 Juin 2009, 5p. Auteur(s) : E.MARCAULT, M.BREIL, P.TOUNSI, J.M.DORKEL, A.BOURENNANE, J.B.SAUVEPLANE.

Congrès internationaux acceptés :

- “Using Zero Thermal Coefficient point property for VDMOS power devices health monitoring”, 24th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs

(ISPSD'12), Auteur(s) : E.MARCAULT, , A.BOURENNANE, M.BREIL, P.TOUNSI, P.DUPUY.

- “3D deformation FEM simulations and measurement during VDMOS transistor operation”, 13th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE 2012), Auteur(s) : E. Marcault, A. Bourennane, M. Breil, D. Weidmann, L. Charpiot, D. Weidmann, P.Tounsi.

Congrès nationaux :

- “Influence des contraintes mécaniques et thermomécaniques sur les caractéristiques électriques d'un transistor VDMOS”, Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM 2010), Montpellier (France), 7-9 Juin 2010, 5p. Auteur(s) : E.MARCAULT, A.BOURENNANE, M.BREIL, P.TOUNSI, J.M.DORKEL.