N°d'ordre NNT : 2016LYSEI021

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
l'INSA de Lyon

Ecole Doctorale 160
Electronique, Electrotechnique, Automatique

Spécialité de doctorat : **Energie et Systèmes**

Soutenue publiquement le 25/03/2016, par :
Thomas Santini

Contribution à l'étude de la fiabilité des MOSFETs en carbure de silicium

---

Devant le jury composé de :

Latry, Olivier Maître de conférences GMP-CNRS Univ. Rouen	Rapporteur
Labeau, Pierre-Etienne Professeur Univ. Bruxelles	Rapporteur
Khatir, Zoubir Directeur de Recherche IFFSTAR	Examinateur
Moreau, Christian Ingénieur Direction Générale de l'Armement	Examinateur
Allard, Bruno Professeur Laboratoire Ampère	Directeur de thèse
Fouladirad, Mitra Maître de conférences Laboratoire LM2S	Invitée
Morand, Sébastien Docteur Airbus Group Innovations	Invité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

INSA Direction de la Recherche - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2011-2015

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	**CHIMIE DE LYON** **http://www.edchimie-lyon.fr** Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3e etage 04 72 43 80 46 Insa : R. GOURDON secretariat@edchimie-lyon.fr	M. Jean Marc LANCELIN Université de Lyon – Collège Doctoral Bât ESCPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 13 95 directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	**ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE** **http://edeea.ec-lyon.fr** Sec : M.C. HAVGOUDOUKIAN Ecole-doctorale.eea@ec-lyon.fr	M. Gérard SCORLETTI Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60.97 Fax : 04 78 43 37 17 Gerard.scorletti@ec-lyon.fr
E2M2	**EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION** **http://e2m2.universite-lyon.fr** Sec : Bat Atrium- UCB Lyon 1 04.72.44.83.62 Insa : S. REVERCHON secretariat.e2m2@univ-lyon.fr	M. Fabrice CORDEY Laboratoire de Géologie de Lyon Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Géode – Bureau 225 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.44.83.74 Sylvie.reverchon-pescheux@insa-lyon.fr fabrice.cordey@ univ-lyon1.fr
EDISS	**INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE** **http://www.ediss-lyon.fr** Sec : Bat Atrium – UCB Lyon 1 04 72 44 83 62 Insa : secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	Mme Emmanuelle CANET-SOULAS INSERM U1060, CarMeN lab, Univ. Lyon 1 Bâtiment IMBL 11 avenue Jean Capelle INSA de Lyon 696621 Villeurbanne Tél : 04.72.11.90.13 Emmanuelle.canet@univ-lyon1.fr
INFOMATHS	**INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES** **http://infomaths.univ-lyon1.fr** Sec :Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3e etage infomaths@univ-lyon1.fr	Mme Sylvie CALABRETTO LIRIS – INSA de Lyon Bat Blaise Pascal 7 avenue Jean Capelle 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 43. 80. 46 Fax 04 72 43 16 87 Sylvie.calabretto@insa-lyon.fr
Matériaux	**MATERIAUX DE LYON** **http://ed34.universite-lyon.fr** Sec : M. LABOUNE-DAHMANI PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Direction 1er et. Ed.materiaux@insa-lyon.fr	M. Jean-Yves BUFFIERE INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 71.70 Fax 04 72 43 85 28 Ed.materiaux@insa-lyon.fr
MEGA	**MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE** **http://mega.universite-lyon.fr** Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Direction 1er et. mega@insa-lyon.fr	M. Philippe BOISSE INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72 .43.71.70 Fax : 04 72 43 72 37 Philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	**ScSo*** **http://recherche.univ-lyon2.fr/scso/** Sec : Viviane POLSINELLI Brigitte DUBOIS Insa : J.Y. TOUSSAINT viviane.polsinelli@univ-lyon2.fr	Mme Isabelle VON BUELTZINGLOEWEN Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.77.23.86 Fax : 04.37.28.04.48 isavonb@dbmail.com

*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Résumé

Ces dernières années ont vu apparaître sur le marché les premiers transistors de puissance de type MOSFET en carbure de silicium. Ce type de composant est particulièrement adapté à la réalisation d'équipement électrique à haut rendement et capable de fonctionner à haute température. Néanmoins, la question de la fiabilité doit être posée avant de pouvoir envisager la mise en œuvre de ces composants dans des applications aéronautiques ou spatiales. Les mécanismes de défaillance liés à l'oxyde de grille ont pendant longtemps retardé la mise sur le marché des transistors à grille isolée en carbure de silicium. Cette étude s'attache donc à estimer la durée de vie des MOSFET SiC de 1ére génération. Dans un premier temps, le mécanisme connu sous le nom de *Time Dependent Dielectric Breakdown* (TDDB) a été étudié au travers de résultats expérimentaux issus de la bibliographie. Notre analyse nous a permis de justifier de l'emploi d'une loi de Weibull pour modéliser la distribution des temps à défaillance issue de ces tests. Les résultats nous ont également permis de confirmer l'amélioration significative de la fiabilité de ces structures vis-à-vis de ce mécanisme. Dans un second temps, l'impact du mécanisme d'instabilité de la tension de seuil sur la fiabilité a été quantifié au travers de tests de vieillissement de type HTGB. Les données de dégradation ainsi collectées ont été modélisées à l'aide d'un processus gamma non-homogène, qui nous a permis de prendre en compte la variabilité entre les composants testés dans des conditions identiques et de proposer des facteurs d'accélération en tension et en température pour ce mécanisme. Enfin, ces travaux ont permis d'ouvrir la voie à la mise en œuvre d'outils de pronostic de la durée de vie résiduelle pour les équipements électriques.

Mots clés : Électronique de puissance, MOSFET SiC, fiabilité, durée de vie, test de dégradation accéléré, processus gamma, pronostic, RUL.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Abstract

Recent years have seen SiC MOSFET reach the industrial market. This type of device is particularly adapted to the design of power electronics equipment with high efficiency and high reliability capable to operate in high ambient temperature. Nevertheless the question of the SiC MOSFET reliability has to be addressed prior to considering the implementation of such devices in an aeronautic application. The failure mechanisms linked to the gate oxide of the SiC MOSFET have for a long time prevented the introduction of the device. In this manuscript we propose to study the reliability of the first generation of SiC MOSFET. First, the mechanism known as the Time–Dependent Dielectric Breakdown is studied through experimental results extracted from literature. Our study shows the successful application of a Weibull law to model the time-to-failure distribution extracted from the accelerated tests. The results show also a significant improvement of the SiC MOSFET structure with respect to this phenomenon. In a second step, the impact of the threshold voltage instability is quantified through accelerated tests known as High Temperature Gate Bias. The collected degradation data are modeled using a non-homogeneous Gamma process. This approach allows taking into account the variability between devices tested under the same conditions. Acceleration factors have been proposed with respect to temperature and gate voltage. Eventually the study delivers a primary estimation of the remaining useful lifetime of the SiC MOSFET in a typical aeronautic application.

Key Words : Power Electronic, SiC MOSFET, Reliability, Life Time, Acclerated Degradation Test, Gamma process, prognostic, Remaining Useful Life.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Table des matières

Introduction Générale **1**

1 Electronique de puissance pour des applications aéronautiques **4**
1.1 Introduction . . . 5
1.2 Réseaux électriques aéronautiques . . . 5
1.2.1 Réseau de bord d'un avion conventionnel . . . 5
1.2.2 Systèmes à puissance électrique . . . 7
1.2.3 Vers un avion plus électrique . . . 7
1.2.4 Impact sur le réseau de bord . . . 10
1.3 Intérêt des matériaux à grand-gap . . . 16
1.3.1 Fonctionnement à haute tension . . . 16
1.3.2 Fonctionnement à haute température . . . 18
1.3.3 Fonctionnement à haute fréquence . . . 19
1.4 MOSFETs en SiC . . . 20
1.4.1 Les différentes structures . . . 20
1.4.2 Difficultés liées au processus fabrication . . . 24
1.5 Mécanismes de défaillances au niveau de la puce des composants SiC . 28
1.5.1 Reconstruction Métallique . . . 28
1.5.2 Time Dependent Dielectric Breakdown (TDDB) . . . 29
1.5.3 Instabilité de la tension de seuil . . . 32
1.6 Conclusion . . . 34

2 Outils pour l'estimation de la fiabilité **42**
2.1 Introduction . . . 43
2.2 Fiabilité : définition et grandeurs associées . . . 43
2.3 Outils pour l'estimation du taux de défaillance d'un composant de puissance . . . 46
2.3.1 MIL-HDBK-217F . . . 47
2.3.2 FIDES . . . 50
2.4 Prise en compte de l'usure pour l'estimation de la fiabilité . . . 52
2.4.1 Analyse de risque . . . 53
2.4.2 Test de vieillissement accéléré . . . 54
2.4.3 Modèles de distribution . . . 55
2.4.4 Modèles d'accélération . . . 60

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

2.4.5 Limitations . . . 63
2.5 Utilisation des données de dégradation . . . 64
2.5.1 *General Degradation Paths Model* . . . 66
2.5.2 Modélisation par un processus stochastique . . . 67
2.6 Conclusion . . . 69

3 Étude de la durée de vie a priori d'un MOSFET SiC pour une application SSPC 73
3.1 Introduction . . . 74
3.2 Cadre de l'étude : Solid State Power Controller . . . 74
3.3 Analyse de risque . . . 77
3.3.1 Analyse de construction . . . 77
3.3.2 Profils de mission . . . 80
3.4 Analyse de la fiabilité liée au mécanisme de TDDB . . . 82
3.4.1 Protocole expérimental . . . 82
3.4.2 Modélisation de la distribution des temps à défaillance . . . 85
3.4.3 Extraction des facteurs d'accélération . . . 94
3.4.4 Extrapolation à des conditions normales d'application . . . 98
3.5 Analyse de la fiabilité liée au mécanisme d'instabilité de la tension de seuil . . . 101
3.5.1 Protocole expérimental . . . 102
3.5.2 Résultats expérimentaux . . . 105
3.5.3 Modélisation de la dégradation . . . 108
3.5.4 Estimation du temps d'atteinte d'un seuil . . . 111
3.5.5 Extraction des facteurs d'accélération . . . 114
3.5.6 Extrapolation aux conditions d'utilisation . . . 116
3.6 Conclusion . . . 117

4 Contribution au pronostic de durée de vie résiduelle 121
4.1 Introduction . . . 122
4.2 Fiabilité et Pronostic . . . 123
4.2.1 Approches fiabilistes du pronostic . . . 124
4.2.2 Évaluation de la qualité du pronostic . . . 126
4.3 Application au cas d'un SSPC . . . 129
4.3.1 Utilisation de la tension de seuil . . . 130
4.3.2 Modélisation de la dégradation . . . 131
4.3.3 Estimation de la durée de vie résiduelle . . . 134
4.3.4 Performance du pronostic . . . 137
4.4 Perspectives de travail autour de la résistance à l'état passant . . . 140
4.4.1 Impact des mécanismes de dégradation sur le $R_{DS,ON}$ . . . 141
4.4.2 Résultats expérimentaux préliminaires . . . 143
4.4.3 Pistes pour la modélisation des données . . . 146
4.5 Conclusion . . . 148

Conclusion Générale 151

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

A Code Scilab pour le traitement des données de test TDDB **I**

B Code Scilab pour le traitement des données de test HTGB **IX**

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Liste des figures

1.1 Schéma simplifié des réseaux hydrauliques et électriques d'un avion bimoteur de type conventionnel [36] . . . 6
1.2 (a) *Electro-Mechanical Actuator*, (b) *Electro-Hydraulic Actuator* [29] . . . 8
1.3 Schéma d'implantation des équipements à puissance électrique dans un avion plus électrique [36] . . . 9
1.4 Schéma d'implantation des fonctions éléectrifiées dans un avion *Bleedless* [56] . . . 10
1.5 Évolution de la puissance électrique disponible pour la gamme des avions commerciaux Airbus . . . 11
1.6 Illustration des différentes familles de fonction de conversion de puissance présentes dans un avion commercial "plus électrique" . . . 12
1.7 Schéma de principe d'un *Transformer Rectifier Unit* (TRU) . . . 13
1.8 Synoptique de la chaine d'un actionneur Electro-Hydrostatique (EHA) [43] . . . 13
1.9 *Solid State Power Controller* (SSPC) utilisé sur un bus 28Vdc . . . 14
1.10 Schéma de principe d'un SSPC . . . 15
1.11 Évolution de la limite théorique de la résistance spécifique à l'état passant en fonction de la tension pour des jonctions PN réalisées en Si, 4H-SiC et GaN . . . 17
1.12 Concentration intrinsèque de porteurs pour les semi-conducteurs Si, GaN et 4H-SiC. . . . 18
1.13 Valeur de la figure de mérite BHFFM pour 4H-SiC et GaN normalisée par rapport au silicium . . . 20
1.14 Vue en coupe schématique d'une structure MOSFET SiC vertical à grille en tranchée [5] . . . 21
1.15 Vue en coupe schématique d'une structure MOSFET "planar" à double implantation [64] . . . 22
1.16 Image au Miscrope Electronique à Balayage (MEB) d'un UMOSFET 4H-SiC avec une zone "BPW" ramené à la masse [73] . . . 23
1.17 (a) Vue en coupe schématique d'un MOSFET 4H-SiC à double tranchées (b) champ électrique dans la structure pour V_{DS}=600 V et V_{GS}=0 V [47]. . . 24
1.18 Illustration des différents types de défauts présents dans la structure MOS d'un composant 4H-SiC . . . 25

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.19 Illustration des différents types de défauts présents dans la structure MOS d'un composant 4H-SiC [42] . . . 27
1.20 (a) Métallisation d'un IGBT avant cyclage actif (image MEB, 1000x). (b) Couche de métallisation après 3,2 millions de cycles entre 85 °C et 125 °C (image MEB, 1000x). [12] . . . 29
1.21 Diagramme de bande décrivant le mécanisme d'*Anode Hole Injection* [45] 30
1.22 Illustration de l'offset des bandes de conductions de différents semiconducteurs (Si, 4H-SiC, 6H-SiC) par rapport au SiO_2 . . . 31
1.23 Évolution de la courbe Id-Vg après un test de type High Temperature Gate Bias . . . 33

2.1 Évolution au cours du temps du taux de défaillance d'une population de composants électroniques . . . 45
2.2 Méthodologie d'estimation de la durée de vie d'un composant électronique au moyen de tests de vieillissement accélérés . . . 53
2.3 Modélisation de la distribution des temps à défaillance à partir de tests de vieillissement accélérés . . . 55
2.4 Modélisation des facteurs d'accélération . . . 60
2.5 Illustration de la méthode d'estimation de la fiabilité à partir des données de dégradation ou *Accelerated Degradation Tests* . . . 65
2.6 Illustration de la dégradation d'un bien selon un processus gamma . . . 69

3.1 Courbe i^2t typique pour un SSPC [2] . . . 75
3.2 Schéma de principe d'un disjoncteur à relais statique . . . 76
3.3 Composant MOSFET 4H-SiC de $1^{ére}$ génération dans un boîtier TO-247 77
3.4 Observation au Microscope à Balayage Électronique (MEB) de plusieurs cellules élémentaires de VDMOS 4H-SiC . . . 78
3.5 Observation au Microscope à Balayage Électronique (MEB) d'une cellule élémentaire de VDMOS 4H-SiC . . . 79
3.6 Mesure de l'épaisseur de l'oxyde de grille (t_{OX}) . . . 79
3.7 Evolution du courant de grille en fonction du champs électrique dans l'oxyde de grille (E_{OX}) pour un MOSFET 4H-SiC . . . 83
3.8 Evolusions typique du courant de grille au cours d'un test CVS sur un MOSFET 4H-SiC . . . 84
3.9 Modélisation par une loi de Weibull à deux paramètres de la distribution des temps à défaillance obtenus lors des tests accélérés . . . 87
3.10 Modélisation par une loi Gamma à deux paramètres de la distribution des temps à défaillance obtenus lors des tests accélérés . . . 88
3.11 Modélisation par une loi Normale de la distribution des temps à défaillance obtenus lors des tests accélérés . . . 88
3.12 Test visuel à l'aide d'un estimateur de Kaplan-Meier pour les 3 lois de probabilité . . . 90
3.13 Test visuel à l'aide de l'estimateur de Nelson pour les 3 lois de probabilité 92

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.14 Modélisation de l'évolution de $\hat{\eta}$ en fonction du champs électrique dans l'oxyde de grille . . . 96
3.15 Modélisation de l'évolution de $\hat{\eta}$ en fonction de $1/k_B T$ . . . 98
3.16 Densité de probabilité du temps à défaillance dans des conditions nominales d'utilisation . . . 100
3.17 Etapes d'estimation de la durée de vie d'un composant par la méthode *Accelerated Degradtion Test* . . . 102
3.18 Schéma de principe de la mesure de la tension de seuil par la méthode du courant-constant . . . 103
3.19 Banc de test *High Temperature Gate Bias*(HTGB) . . . 103
3.20 schéma de principe du banc de test *High Temperature Gate Bias*(HTGB) 104
3.21 Évolution de la tension de seuil pour une température $T_J = 50^oC$ . . . 106
3.22 Évolution de la tension de seuil pour une température $T_J = 80^oC$ . . . 107
3.23 Évolution de la tension de seuil pour une température $T_J = 100^oC$ . . . 107
3.24 Evolution de la moyenne(a) et de la variance (b) des tensions de seuil mesurées pour $V_{GS} = 25V$ et $T_J = 80^oC$ . . . 108
3.25 Évolution moyenne de la tension de seuil . . . 111
3.26 Détermination de la distribution associée au temps d'atteinte d'un seuil 112
3.27 Fonction de répartition du temps d'atteinte d'un seuil de dégradation fixé à $\Delta V_{th} = 20\%$ . . . 113
3.28 Modélisation de l'évolution du temps médian à défaillance en fonction de la tension de grille . . . 115
3.29 Modélisation de l'évolution du temps médian à défaillance en fonction de la température . . . 116

4.1 Répartition des coûts directs de possession d'un avion civil [12] . . . 122
4.2 Illustration de la notion de RUL [8] . . . 124
4.3 Horizon de pronostic . . . 127
4.4 Critère d'exactitude $\alpha - \beta$ [14] . . . 128
4.5 Illustration de la convergence du pronostic [14] . . . 129
4.6 Représentation des données de dégradation utilisées pour l'estimation de la durée de vie résiduelle . . . 131
4.7 Comparaison de la dégradation moyenne mesurée et de l'espérance du processus de dégradation estimé à plusieurs instants de pronostic (t_p= 28,53h, 49,58h ,71,13h et 92,64h) . . . 133
4.8 (a)Simulation des trajectoires de dégradation suivant un processus Gamma à incréments non-stationnaires (b) Densité de probabilité de la durée de vie résiduelle obtenue à partir des trajectoires simulées (méthode de Monte-Carlo) . . . 135
4.9 Densité de probabilité de la RUL obtenu par la méthode de Monte-Carlo (histogramme) et par l'expression analytique (eq.4.15) (courbe rouge) . 136
4.10 Evaluation de la RUL médiane ($\hat{RUL}_{50\%}$) et de l'intervalle de confiance $[RUL_{5\%}; RUL_{95\%}]$ . . . 137

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.11 Comparaisons de $\hat{\text{RUL}}_{50\%}$ et $\text{RUL}_{réel}$ à l'instant $t_p = 50h$ 138
4.12 Distance séparant les durées de vie résiduelle estimées et empiriques . . 139
4.13 Performance du pronostic fondé sur l'exactitude $\alpha - \lambda$ pour le composant n°3 140
4.14 Contributions des résistances élémentaires à la $R_{DS,ON}$ globale 141
4.15 Banc de test permettant la mise en contrainte thermique par laser 143
4.16 Illustration de la préparation subi par un composant dans un boîtier TO-247 avant utilisation du banc laser 144
4.17 Evolution de la température mesurée sur la semelle du composant au cours du test 145
4.18 Evolution de la resistance à l'état passant d'un MOSFET 4H-SiC au cours d'un test HTGB avec V_{GS}=25 V et T_C=140 °C 146
4.19 Critères pour le calcul de la RUL à partir des trajectoires d'un processus Wiener 147

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Liste des tableaux

1.1 Propiétés physiques du Silicium (Si), Carbure de Silicium (SiC) et Nitrure de Gallium(GaN) . . . 16

2.1 Niveaux de criticité des différents systèmes embarqués en avionique définis par la norme DO-254 . . . 46
2.2 Principaux guides de calcul de la fiabilité prédictive pour l'électronique 47
2.3 Facteur d'application pour un transistor FET en silicium intervenant dans le calcul du taux de défaillance selon le guide MIL-HDBK-217 [25]. 49
2.4 Facteur de qualité pour un transistor FET en silicium intervenant dans le calcul du taux de défaillance selon le guide MIL-HDBK-217 [25]. . . . 49
2.5 Récapitulatif des fonctions de répartition, de densité de probabilité et des paramètres de position des lois Weibull, Gamma et Log-Normale . . 59

3.1 Principaux paramètres électriques et thermiques du composant étudié . 78
3.2 Principaux paramètres du profil de mission d'un SSPC installé en bai avionique d'un avion civil moyen-courrier . . . 81
3.3 Principaux paramètres électriques et thermiques du composant étudié . 81
3.4 Conditions des tests réalisés par Yu et al. et utilisés pour l'estimation de la fiabilité . . . 85
3.5 Valeurs des paramètres pour les 3 lois de probabilité, estimés par Maximum de Vraisemblance . . . 89
3.6 Résultats du test de Kolmogorov-Smirnov pour les 3 lois de probabilité . 93
3.7 Valeurs du critère d'Akaike (AICc) . . . 94
3.8 Paramètre d'échelle $\hat{\eta}$ d'une loi de Weibull estimé pour quatre niveaux de température [18] . . . 97
3.9 Valeurs des conditions d'utilisation utilisées pour l'estimation de la durée de vie . . . 99
3.10 Paramètres de positions et quantiles extraits de la distribution des temps à défaillance estimés dans des conditions d'utilisation ($E_{OX} = 5MV/cm$ et $T_J = 135^oC$) . . . 100
3.11 Nombre de composants testés pour chacune des 9 conditions de test . . 105
3.12 Extrait des données brutes de l'évolution de la tension de seuil de 10 composants vieillis pour $V_{GS} = 25V$ et $T_j = 100^oC$ . . . 105

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.13 Paramètres du processus Gamma non-homogène estimés pour les 9 conditions de test 110
3.14 Valeurs des temps médian à défaillance extraits 114

4.1 Paramètres du processus Gamma non-homogène estimés à différent instant de pronostic 132
4.2 Valeurs de l'instant de passage au dessus du seuil L = 18% pour chacun des 8 composants 138
4.3 Récapitulatif des mécanismes pouvant apparaître dans un MOSFET SiC et ayant un impact sur la résistance à l'état passant du composant 143

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Introduction Générale

L'efficacité énergétique a toujours été au cœur des attentions des industriels du transport aérien. Cette volonté de développer des aéronefs moins consommateurs en énergie fossile tient d'abord dans l'avantage concurrentiel que cela confère. La part du fuel représentant environ 20% du coût opérationnel d'un avion civil, il est clair que la consommation énergétique est un critère de choix important pour les compagnies aériennes. Plus récemment, des considérations liées au respect de l'environnement et à la réduction des émissions de gaz à effet de serre sont venues amplifier ce mouvement vers l'amélioration du bilan carbone des aéronefs. En effet, la croissance soutenue de la flotte aérienne mondiale couplée aux exigences environnementales strictes, fixées notamment par les instances européennes, pousse tous les acteurs de l'industrie aéronautique à accroître leurs efforts vers la réalisation d'avion plus efficace d'un point de vue énergétique.

Une des pistes suivie, notamment par Airbus, pour remplir ces exigences, consiste à augmenter la part des systèmes à énergie électrique dans les aéronefs en remplacement des actionneurs à puissance hydraulique ou pneumatique. L'objectif consiste à réduire la masse des équipements, optimiser les sources d'énergie et simplifier la réalisation des actions de maintenance. Ce concept d'avion plus électrique a d'ores et déjà trouvé sa concrétisation dans les avions les plus récents comme l'A380, l'A350 ou encore le Boeing 787. Pour autant, nous ne voyons, aujourd'hui, que les prémisses de ce que pourrait être le transport aérien du futur. En effet, de nombreux projets, portés par de groupes industriels dont Airbus Group, ont permis la réalisation des premiers avions entièrement électriques. Néanmoins, avant de parvenir à une industrialisation de ce type d'avion de nombreux écueils devront être surmontés notamment concernant l'électronique de puissance. En effet, pour que le processus d'électrification conserve sa pertinence, il est absolument nécessaire qu'il permette un gain de masse significative comparativement aux systèmes hydrauliques ou pneumatiques. Cela implique de parvenir à améliorer sensiblement le ratio entre la puissance électrique consommée et la masse de l'équipement. Plusieurs éléments doivent permettre d'améliorer ce rapport, parmi lesquels on citera l'augmentation du niveau de tension des bus d'alimentation, l'augmentation de la fréquence de commutation des équipements de conversion de puissance et enfin l'augmentation de la tempéra-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ture de fonctionnement supportée par ces équipements. Ces axes d'évolution doivent permettre respectivement de réduire la dimension des câbles transportant la puissance électrique, de réduire les besoins en filtrage et de diminuer le volume des éléments nécessaires à la régulation thermique. En outre, l'augmentation de la température supportée par les composants de l'électronique de puissance est vitale pour permettre l'électrification des systèmes présents dans les zones les plus contraignantes d'un point de vue thermique que sont les nacelles ou les trains d'atterrissage.

De fait, ces nouvelles exigences poussent les industriels à envisager l'intégration de composants de puissance réalisés à partir de matériaux semiconducteurs à large bande d'énergie interdite comme le carbure de silicium (SiC) ou le nitrure de gallium (GaN). En effet, les propriétés physiques de ces matériaux en font d'excellents candidats pour la réalisation de composant de puissance fonctionnant à haute température avec un rendement énergétique dépassant les limites des technologies silicium. Parmi les transistors de puissance utilisant des matériaux à "grand-gap", le MOSFET en carbure de silicium paraît être le plus à même d'être embarqué, à moyen terme, dans des applications aéronautiques de par ses performances et sa disponibilité commerciale. Néanmoins, avant d'envisager une utilisation de ces composants, il convient de s'interroger sur leur fiabilité et notamment sur leur capacité à présenter une durée de vie satisfaisante pour une application aéronautique. Nous nous proposons donc, dans le cadre de cette thèse, d'étudier l'impact des mécanismes de dégradation sur la durée de vie des MOSFETs SiC de première génération.

Dans la première partie de ce manuscrit, nous montrerons comment l'électrification des aéronefs impacte directement les spécifications des équipements de puissance en termes de niveau tension et de tenue à la haute température. L'intérêt des matériaux semi-conducteurs à grand gap sera également présenté ainsi que l'évolution des structures de MOSFET en carbure de silicium. Enfin une description des différents mécanismes de vieillissement pouvant toucher ces composants servira de base de travail à l'étude de la fiabilité des MOSFET SiC.

Le deuxième chapitre sera consacré à la description des différents outils disponibles pour l'estimation de la fiabilité des composants électroniques. Nous présenterons dans un premier temps les guides de calcul de taux de défaillance des composants les plus utilisés dans l'industrie aéronautique que sont MIL-HDBK-217 et FIDES. Ces guides de calcul font l'hypothèse d'un taux de défaillance constant pendant la durée de vie utile. Nous présenterons donc une méthode permettant de confirmer ou d'infirmer cette hypothèse à partir de l'estimation du temps à défaillance des composants étudiés.

Le troisième chapitre sera l'occasion de mettre en œuvre les méthodes décrites précédemment. Dans un premier temps l'accent sera mis sur le mécanisme de claquage franc de l'oxyde de grille (ou Time Dependent Dielectric Breakdown). Dans un

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

deuxième temps, nous étudierons l'impact du mécanisme d'instabilité de la tension de seuil. Pour ce faire, des dégradations obtenues au cours de tests de vieillissement accélérés seront décrites. Une modélisation de ces données par un processus stochastique nous permettra de quantifier l'impact de ce mécanisme sur la durée de vie du composant.

Enfin, nous décrirons dans le dernier chapitre comment les données de dégradation de la tension de seuil peuvent être utilisées comme indicateur de l'état de santé du composant et permettre l'estimation de la durée de vie résiduelle, à chaque instant de sa vie utile. Cette estimation aura comme perspective la mise en œuvre des actions de maintenance prenant en compte l'état de santé de l'équipement.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 1

Electronique de puissance pour des applications aéronautiques

Sommaire

1.1 Introduction 5
1.2 Réseaux électriques aéronautiques 5
1.2.1 Réseau de bord d'un avion conventionnel 5
1.2.2 Systèmes à puissance électrique 7
1.2.3 Vers un avion plus électrique 7
1.2.4 Impact sur le réseau de bord 10
1.3 Intérêt des matériaux à grand-gap 16
1.3.1 Fonctionnement à haute tension 16
1.3.2 Fonctionnement à haute température 18
1.3.3 Fonctionnement à haute fréquence 19
1.4 MOSFETs en SiC 20
1.4.1 Les différentes structures 20
1.4.2 Difficultés liées au processus fabrication 24
1.5 Mécanismes de défaillances au niveau de la puce des composants SiC 28
1.5.1 Reconstruction Métallique 28
1.5.2 Time Dependent Dielectric Breakdown (TDDB) 29
1.5.3 Instabilité de la tension de seuil 32
1.6 Conclusion 34

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.1 Introduction

L'électrification des plates-formes (avions, hélicoptères, lanceurs, satellites...) est devenu un enjeu majeur dans la lutte que se livrent les différents acteurs du domaine, pour le développement de plates-formes toujours moins consommatrices en carburant.

Le remplacement des actionneurs hydrauliques ou pneumatiques par leurs équivalents électriques a des conséquences sur les réseaux de bord électriques et donc sur le choix des composants embarqués. La première partie de ce chapitre s'attachera à décrire les évolutions liées à l'émergence du concept d'avion "plus électrique". Dans la deuxième partie, nous montrerons pourquoi le carbure de silicium s'impose comme un matériau semiconducteur d'avenir, en remplacement du silicium, pour des applications haute température, haute tension et haute fréquence. Parmi les composants de puissance en carbure de silicium, disponibles commercialement, nous nous intéresserons en particulier aux MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). La troisième partie permettra de présenter les évolutions technologiques survenues lors du développement de ce type de transistors ainsi que les limitations du procédé de fabrication de ces structures. Enfin, la dernière partie s'attachera à décrire les mécanismes de défaillance susceptibles de survenir au niveau de la puce des MOSFETs.

1.2 Réseaux électriques aéronautiques

1.2.1 Réseau de bord d'un avion conventionnel

Dans un avion de ligne conventionnel, autrement dit conçu avant l'A380, il existe trois vecteurs d'énergie alimentant l'ensemble des systèmes de bord : l'énergie hydraulique, pneumatique et électrique. Le réseau hydraulique, comme on peut l'observer dans la figure 1.1, est composé de trois circuits. On parle alors d'un réseau 3H, assurant notamment l'alimentation en énergie des commandes de vol, du système de freinage et des trains d'atterrissage. Cette énergie hydraulique est obtenue grâce à des pompes entraînées par le compresseur à haute pression des réacteurs (*Engine Drive Pump* ou EDP). L'énergie pneumatique, quant à elle, est prélevée au niveau de l'étage basse pression des réacteurs et permet d'alimenter des systèmes nécessitant une forte puissance comme le conditionnement d'air de la cabine, le dégivrage des zones critiques (ailes, réacteurs...) ou le démarrage des réacteurs. La figure 1.1 présente l'architecture simplifiée des réseaux hydrauliques et électriques dans un avion biréacteur conventionnel. On y retrouve :

— deux bus alternatifs obtenus par le couplage d'un *Integrated Drive Generator* (IDG) avec chaque moteur et qui permet de générer une tension alternative de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

115 V à 400 Hz ;

— deux bus continus 28 V, obtenus à partir du réseau AC par le biais de plusieurs *Transformer Rectifier Unit* (ou TRU) qui assurent des fonctions de redressement du signal et d'abaissement du niveau de tension.

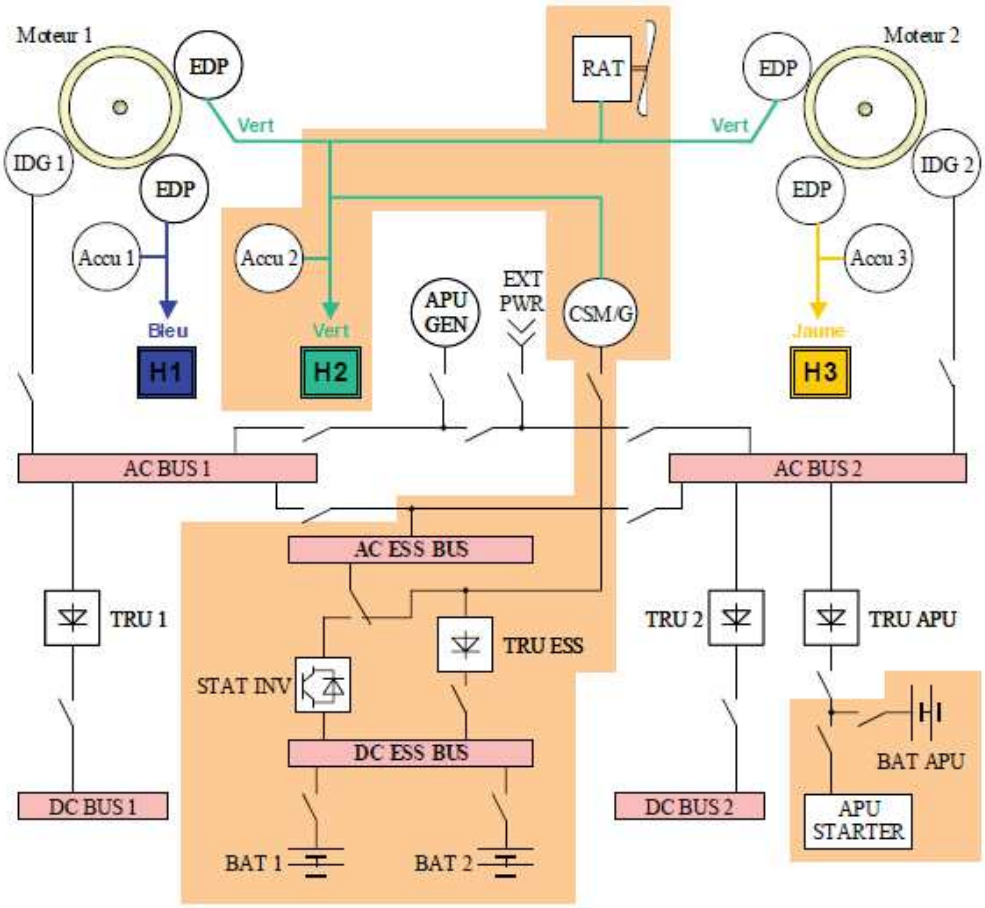

FIGURE 1.1 – Schéma simplifié des réseaux hydrauliques et électriques d'un avion bimoteur de type conventionnel [36]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.2.2 Systèmes à puissance électrique

Les équipements de génération électrique décrits précédemment permettent d'assurer l'alimentation d'un nombre toujours croissant de systèmes à énergie électrique. Ces systèmes se distinguent par le niveau de criticité des fonctions qu'ils remplissent mais également par la puissance électrique qui leur est nécessaire. En effet, les équipements ne nécessitant qu'une faible puissance électrique, sont alimentés par un bus 28 V DC. Le réseau alternatif 115 V/400 Hz, quant à lui, permet d'assurer le fonctionnement des équipements les plus consommateurs. Parmi ceux-ci, on pourra citer :

— Les calculateurs qui sont installés dans la baie avionique située à l'avant de l'avion. Même si individuellement ces calculateurs ont une consommation faible, leur nombre entraîne un besoin électrique de plusieurs kW ;

— Le système de dégivrage des vitres du cockpit qui prend la forme d'éléments conducteurs serpentants sur la vitre et qui, par le passage d'un courant, permet de chauffer la vitre et d'empêcher l'apparition de givre ;

— Les pompes à carburant qui permettent d'assurer l'équilibrage des différents réservoirs de kérosène présents dans l'avion.

1.2.3 Vers un avion plus électrique

Les acteurs de l'industrie du transport aérien tablent sur un doublement de la flotte d'avions dans le monde à l'horizon 2030 [21]. Dans le même temps, les instances européennes ont fixé des objectifs ambitieux de réduction de 50 % des émissions de CO_2 et de 80 % pour les NO_x à l'horizon 2050 [2]. Pour répondre à ces critères, des efforts de R&D importants sont menés pour mettre au point des avions plus sobres d'un point de vue énergétique, qui seront donc plus rentables pour les compagnies aériennes et auront un impact moindre sur l'environnement. Parmi les axes de développement envisagés, l'électrification des aéronefs tient une place majeure. Cet intérêt pour "l'avion plus électrique" s'explique par une diminution significative de la masse des appareils ainsi qu'une meilleure optimisation des différents vecteurs d'énergie embarqués [13, 57, 66].

Deux voies sont ouvertes pour aller dans le sens d'un avion plus électrique. La première consiste à s'orienter vers un avion *hydraulicless* qui vise à réduire la part des actionneurs à puissance hydraulique en les substituant par leurs équivalents électriques. La seconde option, suivie par Boeing pour le B787, tend à supprimer les actionneurs à puissance pneumatique, au profit d'actionneurs électriques, on parle alors d'un avion *bleedless*.

L'avion *hydraulicless*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cet axe de développement a trouvé sa première concrétisation dans le développement de l'A380 et plus tard de l'A400M et de l'A350. En effet, le gros-porteur d'Airbus se démarque des avions dits conventionnels par l'électrification du système de secours des commandes de vol. La modification de ce système a permis la suppression d'une partie du réseau hydraulique et son remplacement par un réseau électrique entraînant ainsi le passage à une architecture dite 2H/2E (2 réseaux hydrauliques, 2 réseaux électriques). Pour mener à bien ce changement d'architecture, de nouveaux actionneurs au moins partiellement électrique ont du être développé. Pour ce faire deux solutions coexiste :

— Les *Electro-Hydraulic Actuators* (EHA) qui se composent d'un vérin hydraulique, alimenté par une pompe à puissance électrique, elle-même alimentée par un moteur à aimant permanent. C'est cette solution qui a été retenue pour le système de commande de vol de l'A380 ;

— Les *Electro-Mechanical Actuators* (EMA). Il s'agit d'actionneurs purement électriques constitués d'un système vis-écrou alimenté par un moteur synchrone à aimants permanents. Cette solution s'avère être plus simple que l'EHA. Néanmoins, des efforts importants sont à fournir pour assurer un niveau de fiabilité équivalent à celui d'un vérin hydraulique. D'ores et déjà des projets de recherche visent à intégrer ce type d'équipement dans les systèmes de commande de vol [74] ou de train d'atterrissage[41].

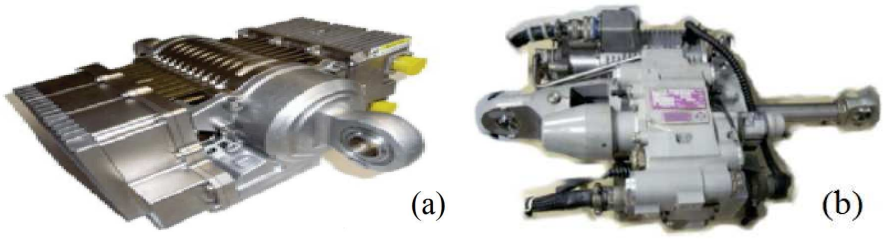

FIGURE 1.2 – (a) *Electro-Mechanical Actuator,* (b) *Electro-Hydraulic Actuator* [29]

La figure 1.3 illustre le positionnement des différents systèmes à puissance électrique présents dans un avion "plus électrique". On y retrouve les équipements électriques déjà présents dans les avions conventionnels mais également les fonctions nouvellement électrifiées et qui nécessitent l'utilisation d'actionneur de type EHA ou EMA.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

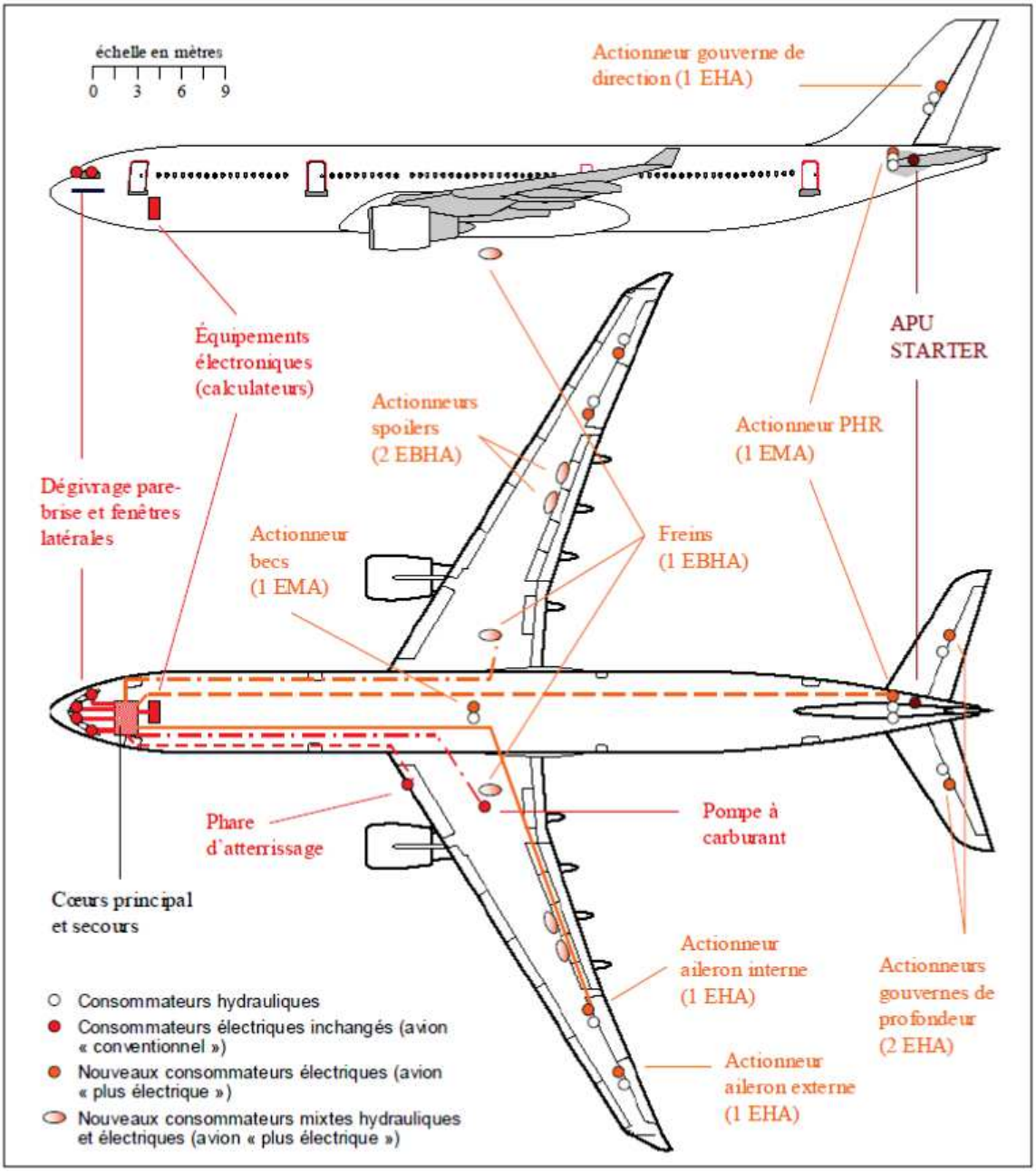

FIGURE 1.3 – Schéma d'implantation des équipements à puissance électrique dans un avion plus électrique [36]

L'avion *bleedless*

Cette option consiste à remplacer des systèmes à puissance pneumatique par des systèmes électriques. Ainsi, dans les nouveaux Boeing 787, les fonctions de conditionnement d'air (ECS), de dégivrage des ailes (WIPS) et de démarrage moteur sont désormais assurées par des systèmes à puissance électrique comme cela est décrit par la figure 1.4. Le B787 est ainsi le premier avion à voir son réseau pneumatique

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

totalement supprimé.

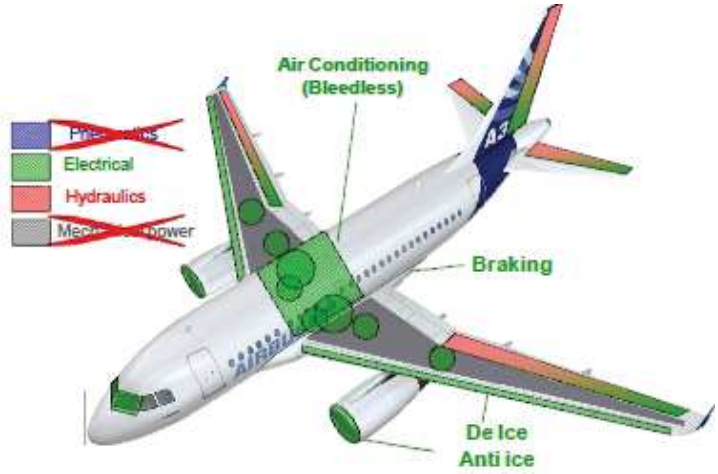

FIGURE 1.4 – Schéma d'implantation des fonctions éléectrifiées dans un avion *Bleedless* [56]

1.2.4 Impact sur le réseau de bord

Les derniers développements d'avion plus électrique ont donné lieu à une augmentation importante de la puissance électrique embarquée et donc l'apparition de nouvelles problématiques de conversion et de stockage de l'énergie électrique comme cela est illustré par la figure 1.5. Ainsi un Airbus A380 dispose de deux fois plus de puissance électrique disponible qu'un Airbus A340. En effet, quand un A340 peut fournir 300 kvas, les quatre générateurs d'un A380 produisent une puissance électrique de 600 kvas.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

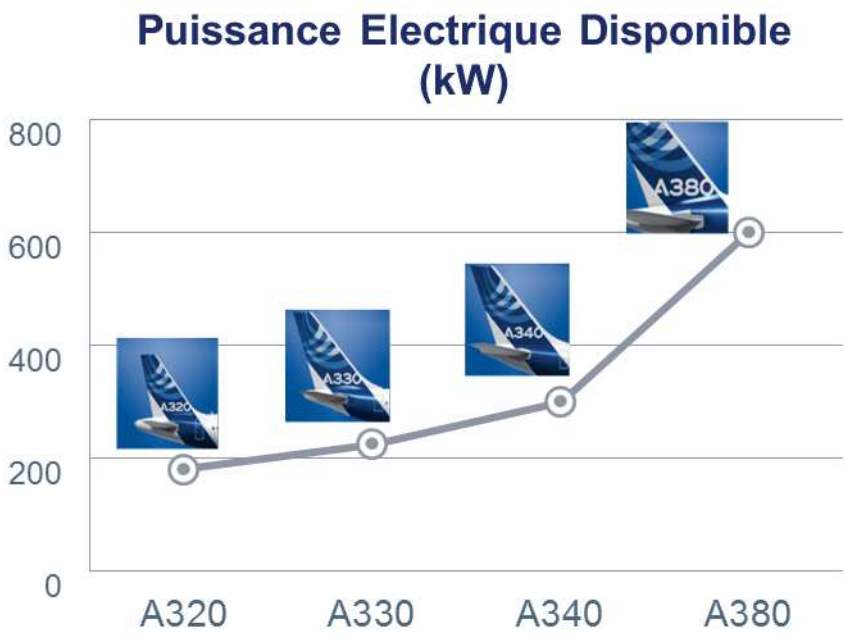

FIGURE 1.5 – Évolution de la puissance électrique disponible pour la gamme des avions commerciaux Airbus

Néanmoins, pour pouvoir poursuivre ce processus d'électrification, il est nécessaire de s'assurer que cela n'a pas d'impact négatif sur la masse globale des appareils. C'est donc dans un souci de réduction de la masse des câbles nécessaires au transport de cette puissance électrique, que les niveaux de tension disponibles dans les aéronefs ont été augmentés. Outre les réseaux 115/200 VAC et 28 VDC déjà présents dans les avions conventionnels, deux niveaux de tensions supplémentaires ont fait leur apparition dans les avions plus électriques :

— Tension triphasée 230/400 VAC que l'on qualifiera de *High Voltage Alternative Current* (HVAC) ;

— Tension continue ±270 VDC dite *High Voltage Direct Current* (HVDC).

Ce nouveau bus HVDC tel qu'il est défini par la norme RTCA[1], a une tension nominale de ±270 V et admet une surtension de 440 V pendant 100 ms au maximum. En prenant en compte les marges de sécurité nécessaires, les composants de puissance mis en œuvre doivent être capables de supporter des niveaux de tension de 600 à 1200 V. C'est sur cette gamme de tension que reposent les technologies de composant étudiées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les convertisseurs de puissance

Les formes ainsi que les niveaux des tensions nécessaires à l'alimentation des équipements à énergie électrique dépendent de la nature et de la consommation de ces derniers. Il est donc nécessaire de pouvoir adapter ces alimentations aussi bien en termes de forme (continu-alternatif) que de niveau de tension. Cette adaptation est réalisée au travers de convertisseurs de puissance dont les principales fonctions de conversion présentes dans les avions les plus récents, sont décrites dans la figure 1.6.

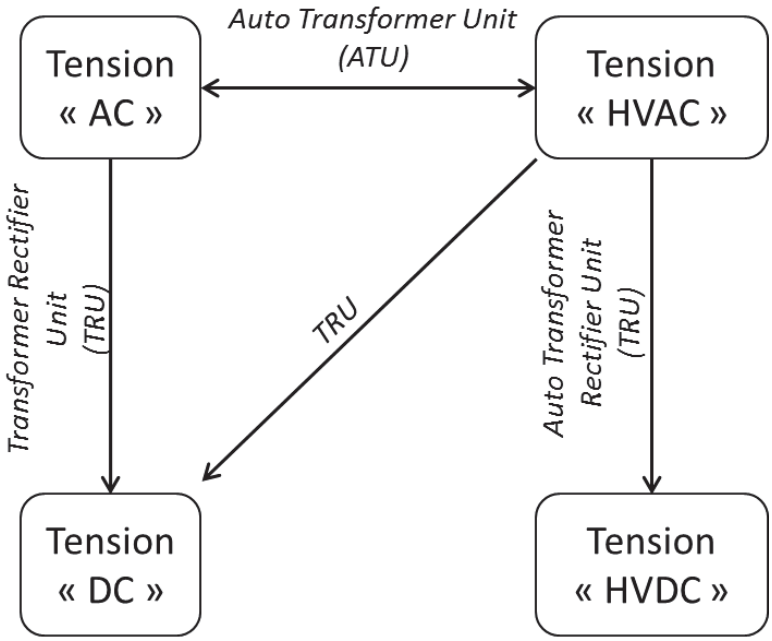

FIGURE 1.6 – Illustration des différentes familles de fonction de conversion de puissance présentes dans un avion commercial "plus électrique"

La fonction de transformation de la tension "AC" en tension "HVAC" est réalisée par un Auto-Transformer Unit (ATU). La conversion des bus alternatifs AC et HVAC afin d'obtenir les bus DC et HVDC est assurée par des équipements connus sous le nom de *Transfomer Rectifier Unit* ou TRU. Ces équipements assurent la transformation et le redressement du bus "AC" pour obtenir un bus DC comme cela est décrit par la figure 1.7.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

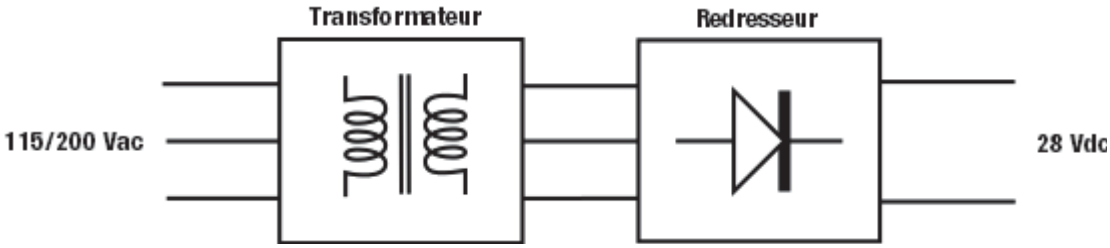

FIGURE 1.7 – Schéma de principe d'un *Transformer Rectifier Unit* (TRU)

Les machines électriques embarquées dans les avions commerciaux sont, pour la plupart, alimentées en triphasé. Cela implique donc la présence d'un onduleur dédié et placé au plus près de l'actionneur afin d'assurer la conversion du bus continu vers les différentes phases de l'actionneur.

En effet, lorsque la charge est allouée au bus AC ou HVAC , un redresseur est intercalé entre la barre d'alimentation et la charge afin de créer un bus local de ±270 V DC. C'est sur ce bus que se connectent l'actionneur et l'onduleur qui lui sont dédiés. À titre d'exemple la figure 1.8 présente les différents étages de conversion permettant d'assurer l'alimentation d'un actionneur Electro-Hydrostatique (EHA) à partir du bus 115/200 V AC.

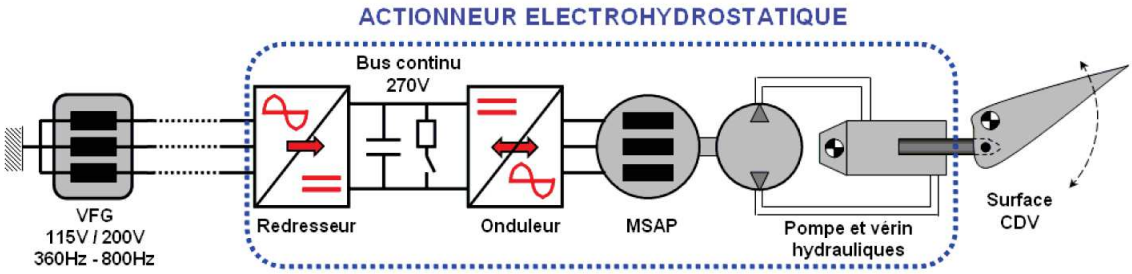

FIGURE 1.8 – Synoptique de la chaine d'un actionneur Electro-Hydrostatique (EHA) [43]

Dans le cas où un bus HVDC serait présent, l'étage de redressement n'est pas nécessaire et l'actionneur et son onduleur sont directement connectés au bus continu.

On le voit bien, le processus d'électrification des aéronefs implique une multiplication des convertisseurs de puissance présents dans les aéronefs. La question de la compacité des convertisseurs embarqués devient donc un enjeux majeur pour le développement d'avions commerciaux plus légers.

En effet, il est absolument nécessaire d'améliorer significativement la densité de puissance de ces convertisseurs sous peine d'une augmentation de la masse générale des avions. Or, pour l'essentiel, la masse et le volume des convertisseurs de puissance usuels sont dus aux composants passifs, d'isolation ou de filtrage, et aux éléments

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de gestion thermique. Il est donc souhaitable de tendre vers des convertisseurs de puissance fonctionnant à plus haute fréquence et plus haute température.

De plus, l'électrification croissante des fonctions nécessaires au vol d'un avion implique d'envisager l'utilisation d'actionneurs à puissance électrique dans des zones de l'avion où les contraintes environnementales, et notamment thermiques, peuvent être particulièrement sévères.En effet, à proximité des nacelles, la température d'ambiance varie entre -55 °C et +200 °C. Dès lors, l'électronique de puissance associée à ces actionneurs doit elle aussi pouvoir fonctionner à haute température.

Protection électrique des charges

Comme pour une installation terrestre, le réseau électrique d'un avion doit être protégé afin de limiter les effets d'éventuels défauts électriques. Jusqu'à présent ce rôle de protection était dévolu à des disjoncteurs mécaniques. Avec l'émergence de l'avion plus électrique, certains de ces disjoncteurs sont désormais remplacés par leurs équivalents électriques, connus sous le nom de Solid State Power Controller (SSPC) (fig. 1.9).

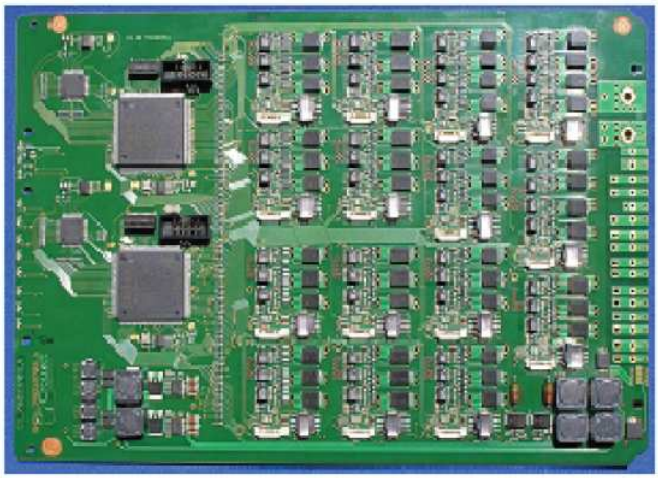

FIGURE 1.9 – *Solid State Power Controller* (SSPC) utilisé sur un bus 28Vdc

La figure 1.10 présente un schéma de principe d'un SSPC dans lequel apparaissent le transistor de puissance assurant l'ouverture et la fermeture de la ligne, ainsi que les éléments de mesure de courant, de commande du transistor et de communication avec le bus de données. Une description plus détaillée du principe de fonctionnement de cet équipement sera donnée plus loin dans ce manuscrit.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

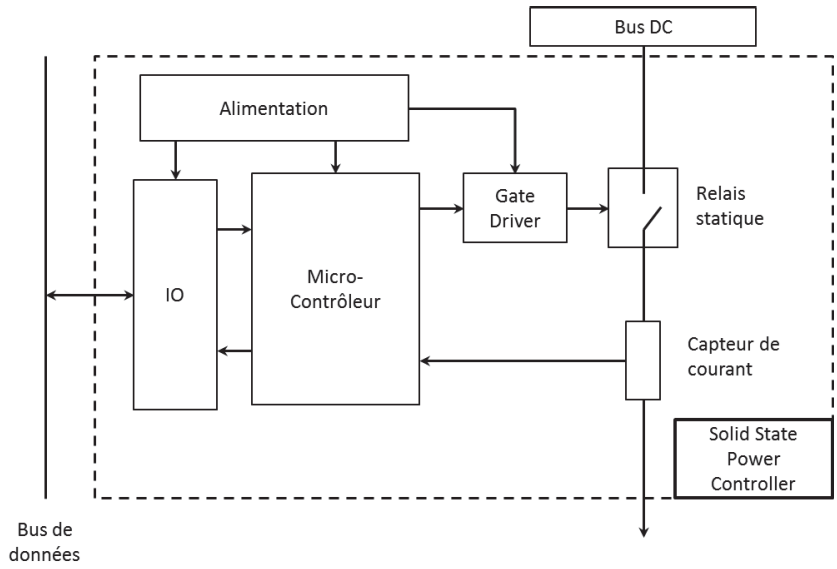

FIGURE 1.10 – Schéma de principe d'un SSPC

Le développement de ces disjoncteurs électriques présente des avantages certains en terme de :

— vitesse de réactions face à un défaut ;

— fiabilité ;

— réduction de la taille et de la masse ;

— accès à distance pour leur réarmement.

Cependant, les SSPCs actuellement disponibles sur le marché se limitent aux systèmes de distributions secondaires [20]. En effet, pour le réseau 270 VDC, les SSPC utilisant des transistors silicium ne sont disponibles que pour des niveaux de courant inférieurs à 30 A. Pour aller plus loin dans la généralisation des SSPC, il est donc nécessaire de disposer de transistors de puissance capables de fonctionner à des niveaux de puissance plus élevés, présentant également des capacités de tenue en température accrues, tout en limitant les pertes en conduction.

Que ce soit pour des fonctions de conversion de puissance ou de protection du réseau électrique, il existe une demande forte pour des transistors de puissance fonctionnant à des niveaux de puissance, de température et de fréquence de commutation plus élevés, tout en assurant des pertes en conduction et commutation les plus faibles possibles. Aujourd'hui les transistors utilisant des matériaux semiconducteurs à grand-gap (SiC, GaN, Diamant) apparaissent comme étant les plus à même de répondre à ces objectifs ambitieux [8, 23, 28, 55].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.3 Intérêt des matériaux à grand-gap

Le carbure de silicium et le Nitrure de Gallium, en tant que matériaux semiconducteur employés pour la réalisation de transistor de puissance, se distinguent du silicium par leur capacité à supporter des niveaux de tension et de courant élevés tout en limitant les pertes en conduction et en commutation. De plus, ces matériaux possèdent des propriétés physiques, présentées dans le tableau 1.1, qui leur permettent un fonctionnement à haute température et qui en font des matériaux de choix pour la réalisation de composants de haute puissance fonctionnant dans des conditions environnementales sévères [9].

	Si	4H-SiC	GaN
Bande Interdite $E_G[eV]$	1,12	3,23	3,39
Mobilité des électrons $\mu[cm^2.V^{-1}.s^{-1}]$	1450	950	1000
Mobilité des trous $\mu[cm^2.V^{-1}.s^{-1}]$	450	115	350
Champs électrique critique $E_c[V.cm^{-1}]$	3.10^5	3.10^6	5.10^6
Vitesse de saturation $V_{sat}[cm.s^{-1}]$	10^7	2.10^7	2.10^7
Conductivité thermique $\lambda[W.cm^{-1}.K^{-1}]$	1,3	3,7	1,3
Permitivité $\epsilon[F.m^{-1}]$	11,7	9,7	8,9

TABLEAU 1.1 – Propiétés physiques du Silicium (Si), Carbure de Silicium (SiC) et Nitrure de Gallium(GaN)

1.3.1 Fonctionnement à haute tension

La question du calibre en tension d'un composant de puissance est indissociable de sa résistance à l'état passant (R_{ON}). Nous montrerons dans cette section la supériorité du Sic sur le Si pour la réalisation de composants de puissance capables de bloquer des niveaux de tension élevés tout en maintenant une résistance à l'état passant plus faible. Pour ce faire, nous considérerons le cas d'une jonction PN abrupte dans laquelle la zone dopée "p" est plus dopée que la zone "n" de sorte que la densité de dopants accepteurs (N_A) soit très supérieure à celle des dopants donneurs (N_D) et que l'on puisse considérer que la zone de charge d'espace ne s'étend que dans la zone la moins dopée. Pour obtenir une tension de claquage V_{BR} dans une jonction PN plane, abrupte et de dimension infinie, le niveau de dopage de la zone de drift (N_D) doit être égal à :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$N_D = \frac{\epsilon E_C^2}{2qV_{BR}} \tag{1.1}$$

Et l'épaisseur W_D égale à :

$$W_D = \frac{2V_{BR}}{E_C} \tag{1.2}$$

Avec ϵ, la constante diélectrique du semiconducteur, E_C le champ électrique critique pour lequel le phénomène d'avalanche apparaît dans le semiconducteur. La résistance spécifique de la zone de drift, que l'on peut qualifier de résistance spécifique idéale s'exprime alors par :

$$R_{(ON,sp)} = \frac{4V_D^2}{\mu\epsilon E_C^3} \tag{1.3}$$

Où V_D est la tension dans la zone de drift et μ la mobilité des électrons.

La figure 1.11 présente l'évolution de cette résistance à l'état passant dans une jonction PN idéale en fonction de la tension de claquage pour différents matériaux semiconducteurs. Il apparaît que les matériaux à grand gap présentent des résistances bien plus faibles que le silicium pour une même tension de claquage. À titre d'exemple le $R_{(ON,sp)}$ du 4H-SiC est environ 400 fois plus faible que celui du silicium. Pour le Nitrure de Gallium ce rapport est de l'ordre d'un facteur 1000.

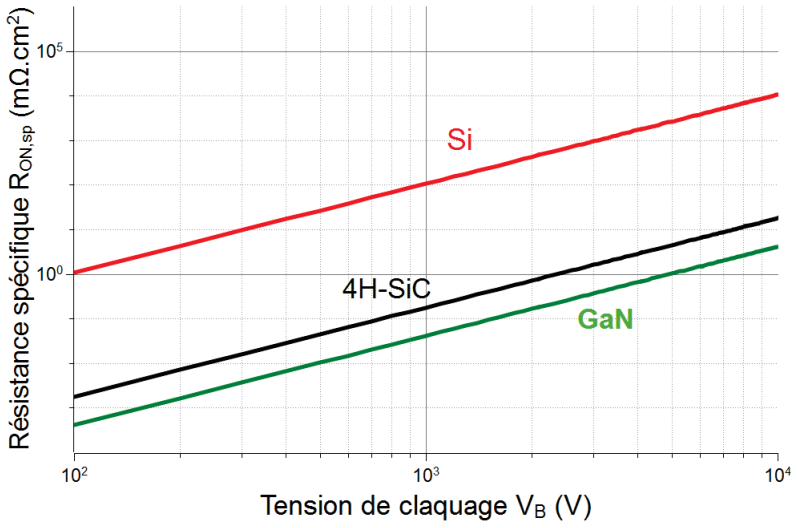

FIGURE 1.11 – Évolution de la limite théorique de la résistance spécifique à l'état passant en fonction de la tension pour des jonctions PN réalisées en Si, 4H-SiC et GaN

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.3.2 Fonctionnement à haute température

L'énergie de la bande interdite (E_G), ainsi que la concentration intrinsèque en porteurs (n_i) sont des propriétés des matériaux semiconducteurs essentiels pour appréhender leur capacité à fonctionner à haute température. En effet, les composants semiconducteurs ne peuvent fonctionner que dans une gamme de température où leur concentration intrinsèque de porteurs est négligeable devant la concentration des porteurs introduits par l'ajout de dopants. Or, la concentration intrinsèque en porteurs (n_i) est donnée par la relation :

$$n_i = \sqrt{N_C.N_V}.\exp.(-\frac{E_G}{2.k_b.T_J}) \tag{1.4}$$

Avec N_C et N_V respectivement la densité d'états électroniques dans la bande de conduction et la bande de valence, exprimée en cm^{-3}, E_G l'énergie de bande interdite du semiconducteur exprimée en eV, k_b la constante de Boltzmann exprimée en $eV.K^{-1}$ et T_J la température de jonction du composant exprimée en K. Du fait de leur plus grande valeur d'énergie de bande interdite, le carbure de silicium et le nitrure de gallium ont une limite théorique en température bien plus importante que le silicium. Dans un composant de puissance capable de supporter une chute de tension de 1000 V, la concentration en dopant la plus faible est de l'ordre de 10^{14} cm^{-3}. Pour respecter la condition selon laquelle la concentration en porteurs intrinsèques doit être inférieure à celle de la zone la plus faiblement dopée, la température dans un composant en Si doit être maintenue en dessous de 190 ^oC alors qu'elle pourrait dépasser en théorie les 800 °C pour le SiC et la GaN (fig.1.12).

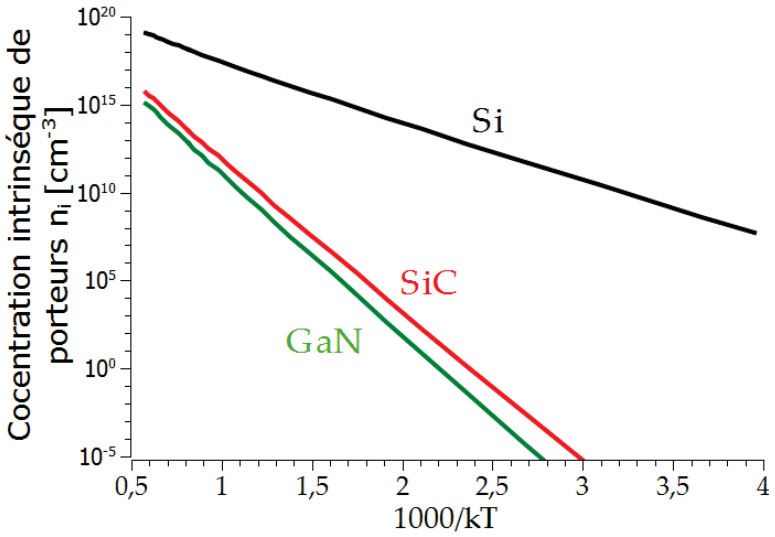

FIGURE 1.12 – Concentration intrinsèque de porteurs pour les semi-conducteurs Si, GaN et 4H-SiC.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Outre sa faible densité de porteurs intrinsèques, le carbure de silicium se distingue également par sa conductivité thermique supérieure à celle du silicium (3.7 $W.cm^{-1}.^{o}C^{-1}$ pour le 4H-SiC contre 1.3 $W.cm^{-1}.^{o}C^{-1}$ pour le silicium). Le carbure de silicium est de fait un excellent candidat pour les applications électroniques à haute température.

1.3.3 Fonctionnement à haute fréquence

Baliga propose une figure de mérite, pour les composants de puissances fonctionnant à haute fréquence, connue sous le nom de Baliga High Frequency Figure off Merit (BHFFM)[7]. Cette figure de mérite permet de prendre en compte les pertes en commutation, qui ne peuvent plus être tenues pour négligeable à haute fréquence. Elle est définie par la relation :

$$\mathrm{BHFFM} = \frac{1}{\mathrm{R}_{(\mathrm{ON},sp)}.\mathrm{C}_{(\mathrm{IN},sp)}} = \frac{\mu.\mathrm{E}_{\mathrm{C}}.\mathrm{V}_{\mathrm{G}}^{0,5}}{2.\mathrm{V}_{\mathrm{B}}^{1,5}} \tag{1.5}$$

La résistance spécifique à l'état passant ($\mathrm{R}_{\mathrm{ON,SP}}$) est utilisée ici comme indicateur des pertes en conduction alors que la capacité d'entrée spécifique ($\mathrm{C}_{\mathrm{IN,SP}}$) donne une indication des pertes en commutation. Il apparaît donc qu'un matériau semiconducteur est d'autant plus adapté à des applications hautes fréquence qu'il permet d'obtenir des composants avec un champ de claquage et une mobilité élevée. La figure 1.13, ci-dessous, présente les valeurs de cette figure de mérite pour le SiC-4H et le GaN normalisée par rapport au silicium. Comme on peut le constater, les propriétés physiques de ces matériaux à large bande d'énergie interdite en font également de très bons candidats pour les applications à haute fréquence.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

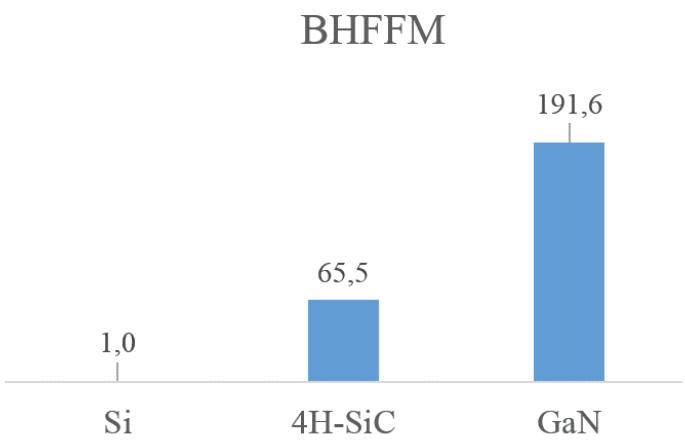

FIGURE 1.13 – Valeur de la figure de mérite BHFFM pour 4H-SiC et GaN normalisée par rapport au silicium

Le carbure de silicium, tout comme le nitrure de gallium, apparaît comme un matériau d'avenir pour l'électronique de puissance. Cependant, à l'heure actuelle le développement de structure en carbure de silicium est plus avancé que pour le nitrure de gallium. En effet dès à présent il est possible de trouver des composants SiC dans la gamme 600-1200 V, qui est la cible pour des applications aéronautiques. Les premiers composants en GaN disponibles commercialement sont limités à une tenue en tension de 300 V. Dans la suite de cette étude nous nous intéresserons exclusivement aux composants SiC dont la maturité technologique est plus avancée.

1.4 MOSFETs en SiC

Le développement des MOSFETs de puissance verticaux en SiC a été, et reste toujours, un élément crucial dans la stratégie de développement des différents acteurs du secteur. En effet, les Mosfets en carbure de silicium présentent le triple avantage d'être normalement bloqués (en anglais Normally-off), faciles à commander et parfaitement adaptés aux gammes de puissances nécessaires aux applications d'électronique grand-public, de robotique ou de transport. C'est donc naturellement vers ces structures de transistors que les efforts des industriels se sont majoritairement portés, ce qui a permis de voir apparaître dès 2011 les premiers Mosfets Sic commerciaux.

1.4.1 Les différentes structures

Le développement de ces composants a été jalonné de nombreuses évolutions de la géométrie de ces structures. Nous tâcherons, ici, de rappeler, rapidement, les grandes étapes de cette histoire mais également de décrire ce que pourrait être le futur de ces composants commerciaux.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les premiers MOSFETs de puissance en carbure de silicium sont apparus dès 1994[51]. À cette époque, les composants développés possédaient des structures verticales à grille en tranchée (UMOSFET), comme cela est présenté dans la figure 1.14. L'intérêt le plus évident de cette structure est qu'elle autorise la formation des zones de source et de base par épitaxie et non pas par implantation ionique, ce qui permet de s'affranchir du recuit associé à haute température pouvant dégrader certains états de surface.

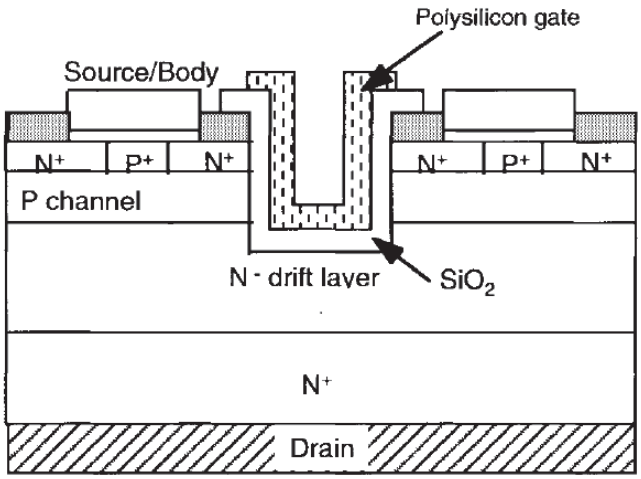

FIGURE 1.14 – Vue en coupe schématique d'une structure MOSFET SiC vertical à grille en tranchée [5]

Cependant, les premiers développements de structure à grille en tranchée ont fait apparaître une forte limitation de la tenue en tension de ces dispositifs. En effet, la présence d'un champ électrique important aux angles de la tranchée est susceptible de provoquer un claquage localisé de l'oxyde de grille. Par conséquent, les premières générations d'UMOSFET développées au début des années 90 étaient limitées à une tenue en tension de 260 V [50].

Une solution plus simple pour s'affranchir du phénomène de claquage de l'oxyde au niveau des angles de la tranchée a été de supprimer la structure de grille en tranchée elle-même. C'est donc pour ce motif qu'apparaissent, dès 1996, les premiers MOSFET de puissance à grille dite plane. La figure 1.15 présente une vue en coupe schématique d'un MOSFET en SiC à grille plane ou DMOSFET. Cette structure tire son nom de la double implantation ionique nécessaire à la création des zones de canal et de source, respectivement dopées p et n+. Cette nouvelle structure de MOSFET a permis d'augmenter significativement la tenue en tension à l'état bloqué. À l'époque, les calibres en tension ont ainsi pu être multipliés par un facteur trois environ en passant

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de la structure UMOSFET à la structure DMOSFET et atteindre 760 V [69].

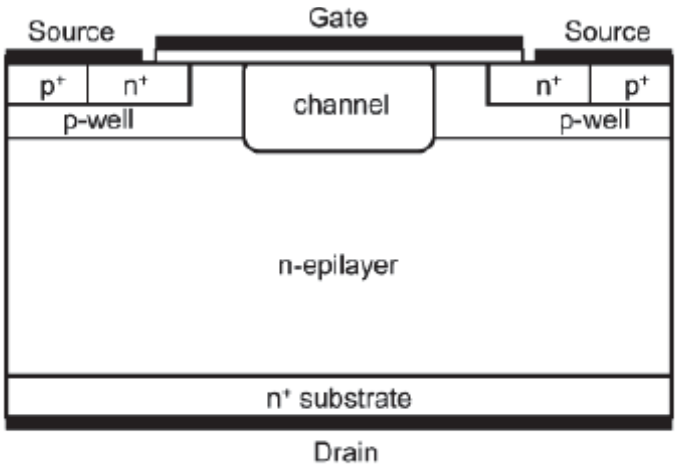

FIGURE 1.15 – Vue en coupe schématique d'une structure MOSFET "planar" à double implantation [64]

Pour le carbure de silicium, l'utilisation de la technique de diffusion est impossible. Il est donc nécessaire de former la région de source par implantation ionique suivie d'un recuit d'activation à une température comprise entre 1600 et 1700°C.

La mise en œuvre de cette technique de dopage a des conséquences sur l'état de surface du semiconducteur et donc sur la qualité du canal de conduction. La faiblesse de la mobilité des porteurs dans le canal des DMOSFET SiC a donné lieu à de nombreux travaux visant à en comprendre les causes [70, 71] et à résoudre ce problème [6, 58].

Entre la fin des années 90 et le début des années 2000, des travaux ont également été menés, par différents groupes, afin d'améliorer la tenue en tension [61, 63, 65]. Des structures capables de supporter jusqu'à 10 kV ont été proposées [15, 64]. Tous ces efforts ont permis l'arrivée sur le marché en 2011 de MOSFET en SiC dans la gamme 600/1200V pouvant conduire un courant jusqu'à 60A [62].

Dans le même temps, tout espoir de développer des composants UMOSFET capables de bloquer des niveaux de tension élevés n'a pas été abandonné. En effet, dès 1998, l'Université de Purdue [72] a proposé une structure à grille en tranchée associée à une zone dopée p, formée par implantation ionique, sous le fond de la tranchée comme cela est présenté dans la figure 1.16. Cette structure, connue sous le nom de *Bottom p-tell* (BPW), est ramenée à la masse et protège ainsi l'oxyde d'un trop fort champ électrique à l'état bloqué. Cette technique de protection de l'oxyde de grille des MOSFETs en tranchée continue à faire l'objet de travaux de recherche mené notamment par Mitsubishi Electric Corporation [30, 73]

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

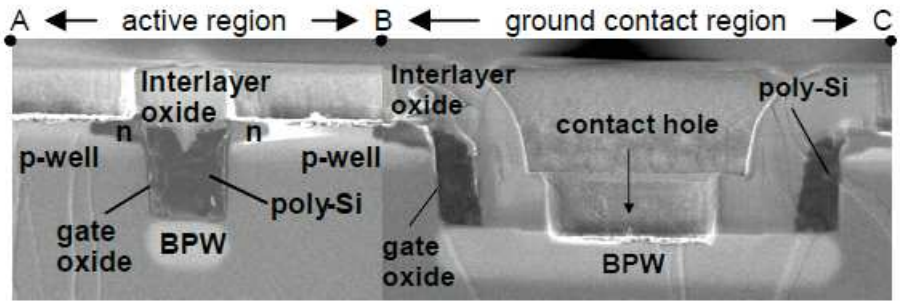

FIGURE 1.16 – Image au Miscrope Electronique à Balayage (MEB) d'un UMOSFET 4H-SiC avec une zone "BPW" ramené à la masse [73]

Cette volonté de développer ce type de composants se justifie par la possibilité d'obtenir une densité de cellules élémentaires plus importante que pour une structure DMOSFET. En outre, contrairement au MOSFET *planar*, les composants en tranchés ne présentent pas de zone JFET, ce qui permet donc potentiellement d'obtenir des résistances spécifiques ($R_{(on,sp)}$) plus faibles que pour les DMOSFET. Enfin, les composants UMOSFET se différencient des DMOSFET par une meilleure mobilité des porteurs dans le canal. En effet, le canal des structures UMOSFET se forme sur le flanc de la tranchée. L'interface MOS est donc réalisée dans les plans ⟨1100⟩ ou ⟨1120⟩ du cristal et non pas sur la face ⟨0001⟩ comme pour les structures à grille plane. Or un certain nombre d'études tendent à montrer une meilleure mobilité des porteurs dans le plan ⟨1120⟩ [35].

Plus récemment la société ROHM a présenté une solution qui consiste à développer une structure dite à double tranchées, dans laquelle la grille et la zone de source sont réalisées par des structures en tranchée comme cela est présenté dans la figure 1.17. Les résultats de simulation présentés ci-dessous mettent en évidence une réduction du champ électrique sous l'oxyde et l'apparition d'un champ électrique plus élevé sous les zones de source en tranchée [35, 47]. Cette nouvelle structure est présentée par la société ROHM comme étant à la base de la 3ème génération de MOSFET de puissance en carbure de silicium, disponible sur le marché en 2015.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

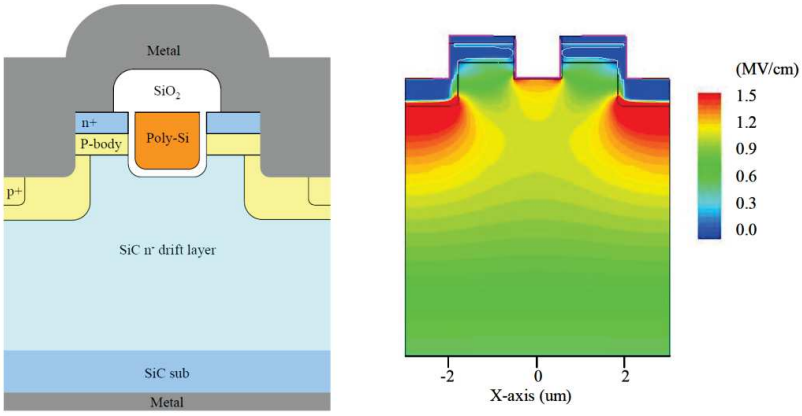

FIGURE 1.17 – (a) Vue en coupe schématique d'un MOSFET 4H-SiC à double tranchées (b) champ électrique dans la structure pour V_{DS}=600 V et V_{GS}=0 V [47].

1.4.2 Difficultés liées au processus fabrication

Qualité de l'interface SiC/SiO_2

Parmi tous les polytypes du Sic, le 4h-Sic paraît être le plus adapté à la réalisation de composants d'électronique de puissance du fait de sa plus grande bande d'énergie interdite et d'une meilleure mobilité des électrons dans le volume du matériau. Cependant les MOSFETs fabriqués sur la face purement Si du substrat 4H-SiC ont longtemps présenté des mobilités faibles dans le canal et donc rédhibitoire pour envisager une commercialisation de ces structures [70]. Cette faiblesse de la mobilité peut être attribuée à la qualité médiocre de l'interface SiC/SiO_2 et notamment à l'importante densité d'états d'interfaces (D_{IT}), qui a pour conséquence une augmentation des phénomènes de piégeage de charges et de collision coulombienne[14].

Dans les structures MOS réalisées à partir de substrat silicium, l'interface Si/SiO_2 présente une couche de transition entre Si et SiO_2 qui affiche une densité de défauts importantes sous la forme de charges fixes et de pièges d'interface. Les liaisons pendantes, connues également sous le nom de centre Pb, sont à l'origine de la majorité des défauts d'interface entre Si et SiO_2 [27, 54]. La croissance de l'oxyde SiO_2 étant traditionnellement réalisée sur la face Si des substrats SiC, c'est donc naturellement que la présence de ce type de défauts a été envisagée pour les structures MOS SiC. Cependant, les tentatives de passivation de l'interface SiC/SiO_2 à l'aide d'hydrogène telles qu'elles sont pratiquées pour le silicium se sont montrées inefficaces à améliorer la qualité de l'interface. Cela laisse donc à penser que les liaisons Si pendantes ne jouent qu'un rôle marginal dans la faible mobilité des porteurs dans le canal des structures MOS en carbure de silicium [3, 59].

Une des différences les plus évidentes entre les structures MOS silicium et carbure de silicium réside dans la présence d'atomes de carbone. C'est donc naturelle-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ment que de nombreux travaux ont été menés sur le rôle supposé des défauts liés aux atomes de carbone pour expliquer la faible mobilité des porteurs dans le canal des MOSFET SiC. Ainsi la présence d'excès de carbone à l'interface, dans une couche de transition, a été observée aux moyens de différentes techniques telles que le spectroscope de Rutherford (*RBS*) [16, 26, 48], le spectroscope à rayons X (*XPS*) [18, 75] ou encore d'une microscopie électronique en transmission (*TEM*)[10].

En complément de ces observations physiques, des études théoriques ont été menées afin de prédire les configurations atomiques potentiellement stables de l'interface SiC/SiO_2 [19]. Certaines de ces configurations ainsi que leur niveaux dans la bande d'énergie interdite du $4H-SiC$ sont présentés dans la figure 1.18.

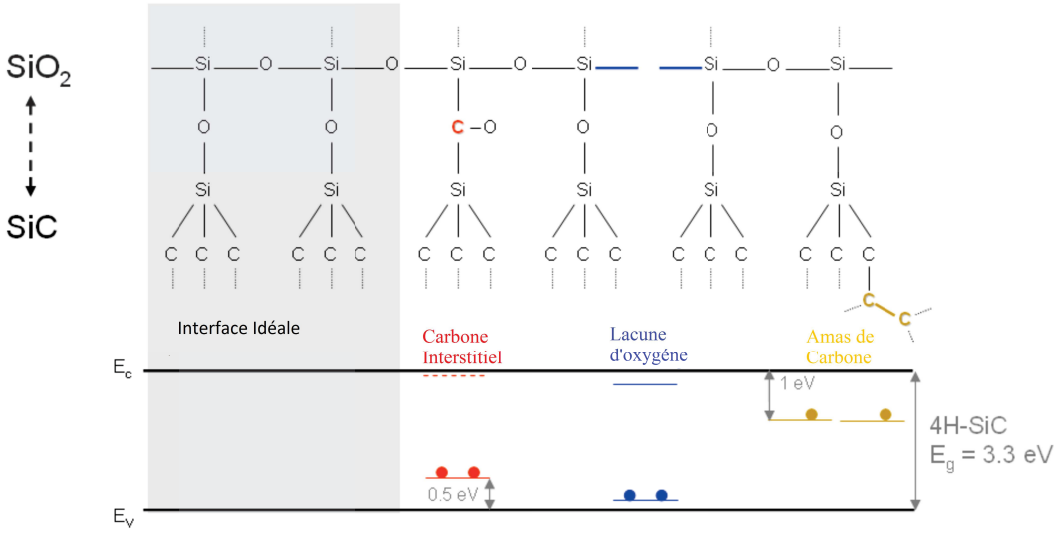

FIGURE 1.18 – Illustration des différents types de défauts présents dans la structure MOS d'un composant 4H-SiC

Comme on peut le constater des atomes de carbone stables peuvent être présents à l'interface sous plusieurs configurations. On pourra citer notamment la présence d'atomes de carbone isolés qui peuvent s'insérer dans une liaison $Si-O-Si$ sous deux formes différentes : en formant une liaison $Si-C-Si$ avec une protubérance d'oxygène ou en formant une structure $Si-O-C-Si$.

Une autre localisation possible des atomes de carbone se situe du côté substrat de l'interface. Il est possible de trouver des liaisons $C-C$ stables formant ainsi des amas de carbone susceptible de "croître" en direction de l'oxyde et de lier des structures $Si-O-C-Si$ adjacentes.

Enfin, les défauts intrinsèques dans l'oxyde SiO_2 ont été proposés pour expliquer la densité de défauts d'interface dans le haut de la bande d'énergie interdite. Afanas'Ev. et al [4] ont montré que la forte densité de défauts d'interface à proximité de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

la bande de conduction du SiC trouve son origine dans la présence de défauts dans l'oxyde à proximité de l'interface. Ces pièges proches de l'interface (ou N_{ITs}) sont indépendants du polytype envisagé et de l'orientation du substrat SiC. Des mesures réalisées à la fois sur des structures MOS SiC et Si mettent en évidence la présence de N_{IT} à une énergie de 2.8 eV sous la bande de conduction du SiO2 pour les deux semiconducteurs. Ces résultats contribuent à étayer l'idée selon laquelle ces pièges sont le fruit de défauts présents dans l'oxyde et qui peuvent s'expliquer par des lacunes d'atomes d'oxygène.

Passivation de l'interface

Afin de réduire significativement la densité des défauts d'interface dans les MOSFETs 4H-SiC et permettre ainsi d'améliorer ma mobilité des charges dans le canal, de nombreuses procédures de recuit post-oxydation ont été étudiées. Les premières tentatives ont porté sur la réalisation de recuit au di-hydrogéne (H_2) à basse température (400 °C). Cette procédure n'a eu qu'une très faible influence sur la densité de défauts à l 'interface $SiC - SiO_2$.

En revanche les procédures de nitruration lors d'un recuit post-oxydation ont permis de passiver partiellement l'interface [11, 53]. Des observations XPS ont, en effet, mis en évidence le rôle de l'azote dans la dissolution des amas de carbones. La nitruration permet donc de réduire considérablement la densité de défauts d'interface et d'améliorer ainsi la mobilité des porteurs dans le canal. Ainsi le recuit au NO a permis d'obtenir des mobilités de l'ordre 50 $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ pour des oxydes sur la face ⟨0001⟩ du substrat 4H-SiC [77]. Cette passivation de l'oxyde a donc permis la commercialisation de composant MOSFET 4H-SiC présentant une mobilité correcte et donc une résistance à l'état passant satisfaisante. Néanmoins cette mobilité est encore loin d'être optimale puisqu'elle ne représente qu'environ 5% de la mobilité théorique dans le volume du 4H-SiC. En outre, il a été montré que l'incorporation d'azote dans un oxyde obtenu à partir de SiC entraîne une augmentation significative de la densité de piège dans l'oxyde [60]. Comme nous le verrons plus loin, l'augmentation de ce type de défaut a une influence négative sur la fiabilité de l'oxyde.

Dès lors, les efforts se poursuivent afin d'optimiser les performances de structures MOS tout en assurant une fiabilité satisfaisante. Une des pistes d'amélioration à l'étude consiste à utiliser, pour la croissance de l'oxyde, la face ⟨1120⟩ du 4H-SiC, qui présente une quantité égale d'atome de silicium et de carbone. En effet, la mobilité de l'oxyde obtenu à partir cette face dite « a » du SiC est nettement plus élevée que pour un oxyde obtenu à partir de la face purement « Si » [34, 76]. Ainsi un recuit NO sur un oxyde issu de la face « a » a permis d'obtenir une mobilité μ_{FE} de l'ordre 85 $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ [42]. Une autre voie d'amélioration pour la mobilité des structures MOS consiste à réaliser un recuit de passivation au phosphore. Cette technique a

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pour conséquence de transformer l'oxyde SiO_2, préalablement obtenu par oxydation sèche, en une structure dite Phosphosilicate Glass (PSG) [68]. Les résultats présentés dans la figure 1.19 mettent en évidence une mobilité de l'ordre de 125 $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$ pour un oxyde obtenu à partir de la face ⟨1120⟩ du 4H-SiC et ayant subit une passivation au phosphore. L'utilisation du phosphore a donc un impact très positif sur la mobilité des structures MOS en 4H-SiC [42]. Pour autant, cette méthode de passivation demande encore a être optimiser puisque l'augmentation de la mobilité s'accompagne d'une instabilité sévère de l'oxyde lorsque la structure subit un stress en tension sous haute température[68].

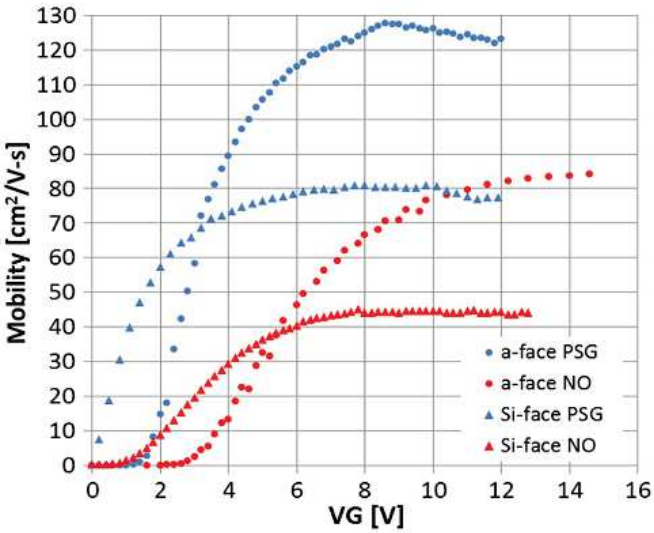

FIGURE 1.19 – Illustration des différents types de défauts présents dans la structure MOS d'un composant 4H-SiC [42]

Les fabricants de ces composants font face à une double problématique : d'une part développer des composants dont les performances sont les plus optimales possibles et d'autre part s'assurer qu'elles le restent le plus longtemps possible. Cette stabilité dans le temps peut être compromise par l'apparition de phénomène de vieillissement. Nous tâcherons donc de décrire ces mécanismes dans la suite de ce chapitre.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.5 Mécanismes de défaillances au niveau de la puce des composants SiC

La mise en œuvre de composant utilisant de nouveaux matériaux, tel que le carbure de silicium, dans des conditions d'utilisation sévères pose la question de leur stabilité à long terme. En effet, des mécanismes de vieillissement sont susceptibles, dans certaines conditions, de réduire considérablement les performances et par la même la durée de vie des composants électroniques. D'ores et déjà de nombreux travaux ont été menés pour étudier les phénomènes d'usure du "package" entourant les composants [31, 67]. Nous nous attacherons ici à décrire les mécanismes pouvant toucher la puce des composants MOSFETs en carbure de silicium.

1.5.1 Reconstruction Métallique

Les changements répétés de température au niveau des composants de puissance sont à l'origine de contraintes mécaniques de traction et de compression. Parmi les matériaux présents dans ces composants, l'aluminium, présent dans la métallisation de source/émetteur, est le plus sensible à ces contraintes.

En effet, l'aluminium qui est un matériau ductile, a une limite d'élasticité relativement faible (20 MPa) par rapport à celui du carbure de silicium. Ces deux matériaux différent également par leur coefficient d'expansion thermique (CET) qui est de 4 ppm/^{o}C pour le carbure silicium et de 23,8 ppm/^{o}C pour l'aluminium. En d'autres termes, pour une même augmentation de température, le volume d'aluminium croit cinq fois plus que celui du carbure silicium. Cette différence de comportement thermomécanique entre ces deux matériaux est à l'origine des contraintes de traction et de compression.

La température et les conditions d'utilisation des composants sont à l'origine du mécanisme de dislocation de la surface de la métallisation entraînant la formation de "grain" de matière comme cela a été observée pour les composants IGBT silicium [12, 52] . Cette dislocation s'accompagne d'interstices entre les "grains" d'aluminium. Ainsi la surface de la métallisation devient irrégulière et perd le motif régulier de sa structure. Ce phénomène est appelé reconstruction de la métallisation.

Ce mécanisme de défaillance a trois conséquences immédiates : la réduction de la surface effective de la métallisation, la fragilisation du contact avec le fil de connexion et enfin l'augmentation de la résistance superficielle. La figure 1.20 met en évidence l'apparition du mécanisme de reconstruction de la métallisation d'un IGBT après 3,2 millions de cycle entre 85°C et 125°C.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

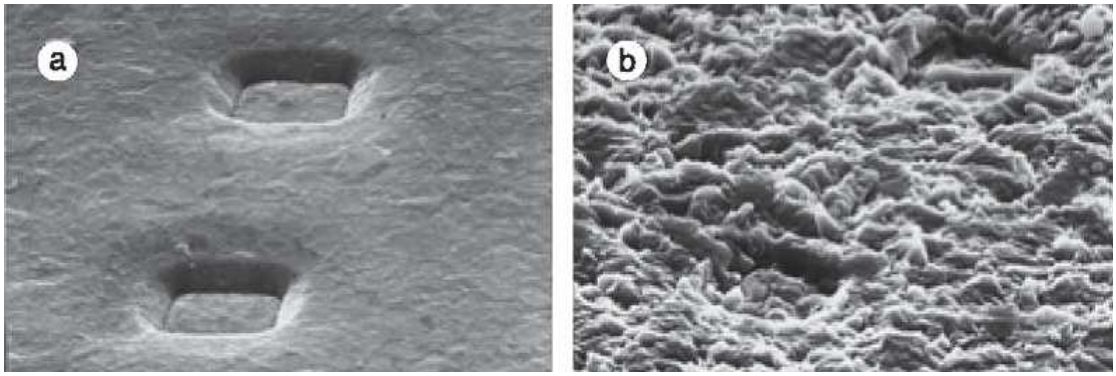

FIGURE 1.20 – (a) Métallisation d'un IGBT avant cyclage actif (image MEB, 1000x). (b) Couche de métallisation après 3,2 millions de cycles entre 85 °C et 125 °C (image MEB, 1000x). [12]

Afin de réduire l' impact de ce mécanisme, une fine couche de passivation (nitrure de silicium, polymide,...) est déposée sur la couche de métallisation. Néanmoins, l'apparition de "grains " peut également survenir sur les couches de métallisation passivées. De plus, l'augmentation de la densité de puissance supporter par les composants SiC ainsi que la haute température dans laquelle ces composants sont susceptibles d'évoluer doivent pousser à s'interroger sur la fiabilité de leurs couches de métallisation.

1.5.2 Time Dependent Dielectric Breakdown (TDDB)

Le claquage d'oxyde de grille (ou Time Dependent Dielectric Breakdown) est un mécanisme de vieillissement des diélectriques présent dans les structures MOS des composants de puissance. Ce mécanisme se caractérise par une première phase durant laquelle, sous l'effet du champs électrique, des défauts s'accumulent dans l'oxyde SiO_2. Dès lors qu'un niveau critique de pièges dans la silice est atteint, le diélectrique perd ses propriétés isolantes. Il en résulte un emballement thermique et une destruction localisée de l'oxyde.

Les phénomènes physiques entraînant cette détérioration de l'oxyde puis son claquage sont particulièrement complexes et de nombreux modèles ont été proposés pour tenter de les expliquer. Parmi les modèles les plus couramment utilisés on pourra citer :

— Le modèle thermochimique [17, 44] : Ce modèle explique la création de défauts dans l'oxyde par la rupture de liaisons Si-Si dans la silice sous l'effet du champ électrique local (Eox) ;

— Le modèle AHI (Anode Hole Injection) [37, 46] : Ce modèle propose d'expliquer la dégradation de l'oxyde de grille par le passage de courant lié à l'injection d'électrons depuis la cathode (poly-silicium de grille) vers l'anode (Substrat

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

SiC) par injection Fowler-Nordheim. Dès lors qu'un électron a atteint l'anode, il doit libérer son excès d'énergie ce qui peut occasionnellement engendrer la création d'un trou énergétique (Hot-Hole) susceptible d'être réinjecté depuis l'anode vers l'oxyde. Le phénomène AHI est illustré à la figure 1.21.

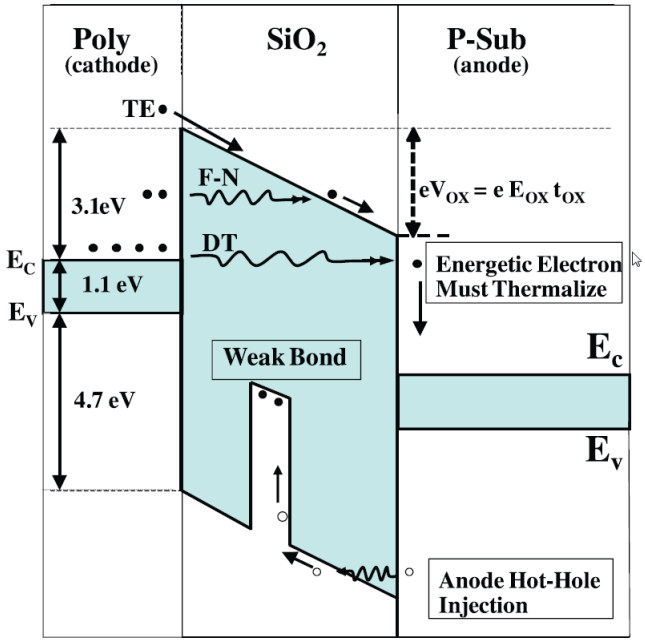

FIGURE 1.21 – Diagramme de bande décrivant le mécanisme d'*Anode Hole Injection* [45]

Ces deux modèles diffèrent également par le lien qu'ils permettent d'établir entre le temps à défaillance (t_{BD}) et le champ électrique (E). En effet, le modèle thermochimique postule que le temps à défaillance dépend exponentiellement du champ électrique :

$$t_{BD} \propto \exp(-\gamma E) \tag{1.6}$$

γ est le paramètre d'accélération en champ électrique et dépend fortement de l'épaisseur de l'oxyde. Le modèle thermochimique fait également apparaitre une dépendance en température du temps à défaillance sous la forme d'une loi d'Arrhenius. La modélisation du temps à défaillance d'un oxyde de grille en fonction du champ électrique et de la température peut donc s'exprimer par la relation :

$$t_{BD}(E_{OX}, T) = A_0 \exp(-\gamma E_{OX}) \exp(E_A / kT) \tag{1.7}$$

Où A_0 est une constante liée aux matériaux et au procédé d'obtention de l'oxyde, γ le paramètre d'accélération en champ électrique exprimé en cm/MV, E_{OX} le champ

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

électrique dans l'oxyde exprimé en MV/cm, E_A l'énergie d'activation exprimée en eV, k_B la constante de Boltzmann et T la température en Kelvin.

Le modèle AHI pour sa part propose une loi liant exponentiellement le temps à défaillance à l'inverse du champ électrique dans l'oxyde :

$$t_{BD}(E_{OX}, T) = A_0(T)\exp(G(T)/E_{OX}) \tag{1.8}$$

Où G=B+H avec B un paramètre lié à l'injection d'électrons et H à l'injection de trous. A_0 est un pré-facteur dépendant de la température.

Les deux modèles présentés ici permettent de modéliser de manière satisfaisante les données obtenues pour des champs électriques élevés. Pour des champs électriques plus faibles, les modèles divergent. On pourra néanmoins constater que le modèle en E permet d'obtenir des valeurs de durée de vie plus courtes que le modèle en 1/E. Les ingénieurs fiabilistes cherchant à être plutôt conservateurs dans leur estimation de durée de vie, c'est donc le modèle en E qui est le plus communément utilisé.

Impact du SiC sur le mécanisme de TDDB

Comme cela a été suggéré par Singh et Hefner[71], la fiabilité des MOSFETs SiC semble être fondamentalement limitée par l'offset entre les bandes de conduction du SiC et du SiO_2 noté ΔE_C. En effet, comme on peut le constater sur la figure 1.22, le ΔE_C entre un substrat Si et le SiO_2 est de $3,2eV$ alors qu'il n'est que de $2,7eV$ pour le couple SiC/SiO_2.

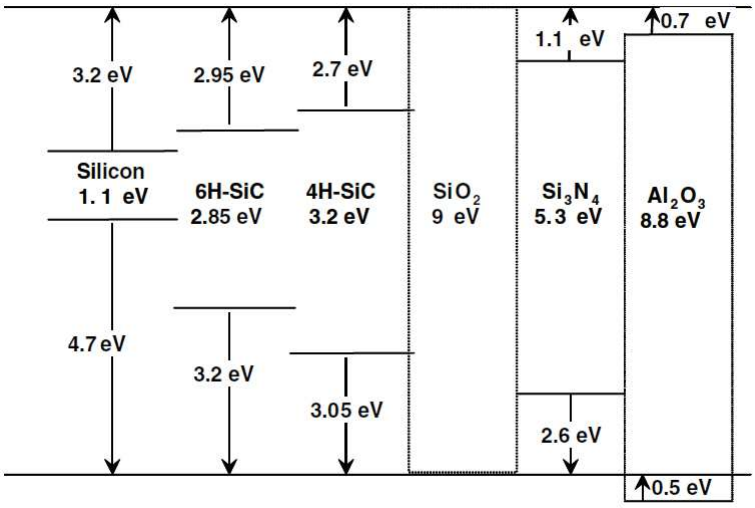

FIGURE 1.22 – Illustration de l'offset des bandes de conductions de différents semiconducteurs (Si, 4H-SiC, 6H-SiC) par rapport au SiO_2

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette réduction de la hauteur de barrière a un impact direct sur la densité des porteurs injectés depuis le substrat SiC vers l'oxyde par effet Fowler-Nordheim. En effet cette densité de courant peut s'exprimer par :

$$J^0_{F-N} = A.E^2.\exp\left(\frac{-B}{E}\right) \tag{1.9}$$

Où J^0_{F-N} est la densité de courant injecté par effet tunnel à température nulle , E est le champ électrique dans l'oxyde et A,B sont des constantes dépendantes des propriétés de la jonction diélectrique-semiconducteur. Or les dépendances de ces paramètres par rapport à l'offset des barrières de conduction sont les suivantes :

$$\begin{aligned} A &\propto \frac{1}{\Delta E_C} \\ B &\propto (\Delta E_C)^{3/2} \end{aligned} \tag{1.10}$$

On peut donc en conclure qu'à champs électrique identique la densité de courant injecté dans l'oxyde à partir d'un substrat SiC est plus importante que pour un substrat Si. En outre les électrons présents au niveau des défauts d'interface rencontrée dans les structures MOS SiC/SiO_2 peuvent contribuer l'injection de courant par effet Fowler-Nordheim dans l'oxyde. Dès lors la hauteur de barrière de la structure MOS s'en trouve réduite, on parlera alors d'une hauteur de barrière effective (Φ_{eff}) de l'ordre de 2.38 eV pour une température de 300 °C [40].

Au delà du risque de claquage franc de l'oxyde de grille, les défauts présents à l'interface SiC/SiO_2 peuvent également avoir un impact sur la stabilité à long terme de la structure MOS et notamment de la tension de seuil.

1.5.3 Instabilité de la tension de seuil

L'instabilité de la tension de seuil (V_{th}) est un mécanisme de vieillissement pouvant survenir dans les MOSFET de puissance et particulièrement pour les composants SiC. Il se caractérise par une augmentation de la tension de seuil sous l'effet d'une polarisation positive de la grille et d'une diminution de cette dernière lors d'une polarisation négative. Cette instabilité de la tension de seuil s'observe par un décalage de la courbe caractéristique Id-Vg . La figure 1.23 illustre l'augmentation de la tension de seuil sous l' effet d'une tension positive sur la grille qui se traduit par un décalage vers la droite de la courbe I-V du composant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

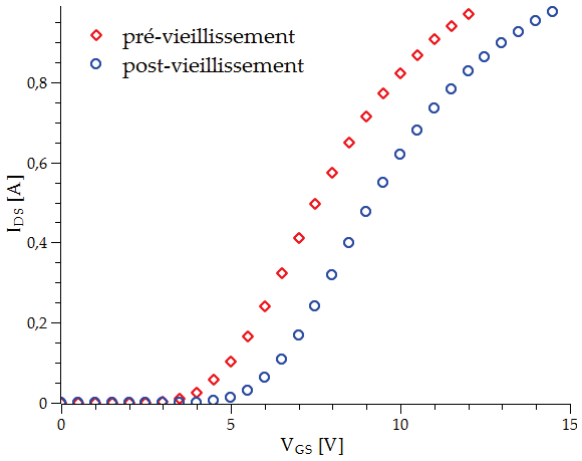

FIGURE 1.23 – Évolution de la courbe Id-Vg après un test de type High Temperature Gate Bias

Le mécanisme mis en avant pour expliquer ce phénomène est le piégeage/dé-piégeage des électrons dans les défauts de proches interfaces (N_{IT}) par le mécanisme d'injection directe.

En effet lorsque la polarisation de la grille est positive, les électrons présents dans le canal occupent rapidement les pièges d'interface sous le niveau de Fermi. Par la suite ce sont les défauts dans l'oxyde SiO_2 qui sont chargés par effet tunnel. Les charges négatives ainsi piégées dans l'oxyde entraînent une diminution de la densité des porteurs dans la couche d'inversion du substrat ce qui a pour effet d'augmenter la tension de seuil du composant.

Au contraire lorsque la tension de grille est négative, les défauts d'interface au-dessus du niveau de Fermi se trouvent rapidement dépeuplés. Ce sont ensuite les charges piégés dans l'oxyde qui refluent vers le substrat là encore par effet tunnel. Cela a pour conséquence une augmentation de la densité de porteurs dans le canal et donc une diminution de la tension de seuil.

Ce phénomène de piégeage/dé-piégeage par injection direct qui permet d'expliquer l'instabilité de la tension de seuil à température ambiante est insuffisant pour expliquer à lui seul l'impact de la température sur ce mécanisme.

Lelis et al. [38] ont proposé d'expliquer la dépendance en température de la dérive de la tension de seuil ΔV_{th} par l 'activation de défauts additionnels dans l'oxyde sous l'effet de la température. Toujours d'après Lelis et al, ces défauts activés thermiquement trouvent leur origine dans l'absence d'atome d'oxygène qui a pour conséquence de générer des défauts de type E' qui vont à leur tour participer au mécanisme de piégeage/dé-piégeage.

Les études menées jusqu'à présent sur l'instabilité de la tension dans les composants MOSFET 4H-SiC ont permis d'affiner la compréhension physique du mécanisme [32, 33, 39, 49] et d'établir des recommandations sur les procédures de test à

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

mettre en œuvre pour estimer la fiabilité de ce composants vis-à-vis de ce mécanisme [22, 24, 25]. La modélisation de la dégradation de la tension de seuil, ainsi que l'impact du champ électrique et de la température sur la durée de vie des composants n'ont été que très peu abordés. Ces éléments seront développés dans la suite de ce manuscrit.

1.6 Conclusion

Le remplacement des actionneurs hydrauliques et pneumatiques par leurs équivalents électriques s'accompagne d'une évolution des spécifications concernant les équipements de conversion d'énergie et de protection du réseau. Afin d'électrifier plus encore les aéronefs, il est absolument nécessaire de développer une électronique de puissance capable de fonctionner dans des conditions de température sévères et à des niveaux de fréquence élevés et ce afin de réduire les besoins en gestion thermique et en filtrage des équipements de puissance.

L'arrivée sur le marché de MOSFETs de puissance en carbure de silicium est un élément essentiel pour aller plus loin dans le concept d'avion plus électrique. En effet ce type de composant, que l'on peut trouver dans les convertisseurs de puissance aussi bien que dans les disjoncteurs électroniques, présente des propriétés physiques lui permettant un fonctionnent à haute température, haute fréquence, le tout en réduisant drastiquement les pertes en conduction et en commutation.

Les MOSFETs SiC présentent initialement des performances électriques et thermiques supérieures à leur équivalent silicium. Cependant la question de la stabilité sur le long terme de ces performances et de la fiabilité des composants mérite d'être posée. En effet comme nous l'avons présenté, la structure Métal-Oxyde-Semiconducteur des MOSFETs SiC est le siège de mécanismes d'usure tels que le claquage d'oxyde de grille ou l'instabilité de la tension de seuil qui sont susceptibles d'altérer au fils du temps les performances des composants et d'aboutir à une défaillance de ces derniers. Dans la suite de cette étude, nous nous attacherons à étudier l'impact des mécanismes de vieillissement, qui ont été présentés, sur la fiabilité à long terme de la première génération de MOSFETs SiC commerciaux. Le chapitre suivant nous permettra de décrire les méthodes d'estimation de la fiabilité que nous mettrons par la suite en oeuvre dans le cadre de l'étude de la fiabilité de ces composants dans une application de type *Solid State Power Controller* (SSPC).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Références

[1] 2010, «DO-160G : Environmental conditions and test procedures for airborne equipment», . 11

[2] ACARE. 2010, «Aeronautics and air transport : Beyond vision 2020 (towards 2050)», cahier de recherche, Advisory Council for Aeronautics Research in Europe. 7

[3] AFANAS'EV, V., A. STESMANS, M. BASSLER, G. PENSL et M. SCHULZ. 2001, «Comment on : Reduction of interface-state density in 4H–SiC n-type Metal–Oxide–Semiconductor structures using high-temperature hydrogen annealing», *Applied Physics Letters*, vol. 78, nº 25, p. 4043–4044. 24

[4] AFANAS'EV, V. V., F. CIOBANU, S. DIMITRIJEV, G. PENSL et A. STESMANS. 2005, «SiC/sio_2 interface states : properties and models», dans *Materials Science Forum*, vol. 483, Trans Tech Publ, p. 563–568. 25

[5] AGARWAL, A., J. CASADY, L. ROWLAND, W. VALEK, M. WHITE et C. BRANDT. 1997, «1,1 kV 4H-SiC power UMOSFETs», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 18, nº 12, p. 586–588. vi, 21

[6] ARORA, R. 2009, *Reliability Issues in Germanium and Silicon Carbide MOS Devices*, thèse de doctorat, Vanderbilt University. 22

[7] BALIGA, B. J. 1989, «Power semiconductor device figure of merit for high-frequency applications», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 10, nº 10, p. 455–457. 19

[8] BERGOGNE, D., F. DUBOIS, C. MARTIN, K. EL FALAHI, L. V. PHUNG, C. BUTTAY, S. DHOKKAR, B. ALLARD, R. MEURET et H. MOREL. 2012, «An Airborne High Temperature SiC Power Converter for Medium Power Smart Electro Mechanical Actuators», dans *HiTEC*. 15

[9] BUTTAY, C., D. PLANSON, B. ALLARD, D. BERGOGNE, P. BEVILACQUA, C. JOUBERT, M. LAZAR, C. MARTIN, H. MOREL, D. TOURNIER et collab.. 2011, «State of the art of high temperature power electronics», *Materials Science and Engineering : B*, vol. 176, nº 4, p. 283–288. 16

[10] CHANG, K.-C., Y. CAO, L. PORTER, J. BENTLEY, S. DHAR, L. C. FELDMAN et J. WILLIAMS. 2005, «High-resolution elemental profiles of the Silicon Dioxide/4H-Silicon Carbide interface», *Journal of applied physics*, vol. 97, nº 10. 25

[11] CHUNG, G., J. WILLIAMS, C. TIN, K. MCDONALD, D. FARMER, R. CHANANA, S. PANTELIDES, O. HOLLAND et L. FELDMAN. 2001, «Interface state density and channel mobility for 4H-SiC MOSFETs with nitrogen passivation», *Applied surface science*, vol. 184, nº 1, p. 399–403. 26

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[12] CIAPPA, M. 2002, «Selected failure mechanisms of modern power modules», *Microelectronics reliability*, vol. 42, nº 4, p. 653–667. vii, 28, 29

[13] CLOYD, J. 1998, «Status of the United States Air Force's More Electric Aircraft initiative», *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 13, nº 4, p. 17–22. 7

[14] COOPER, J., M. R. MELLOCH, R. SINGH, A. AGARWAL, J. W. PALMOUR et collab.. 2002, «Status and prospects for SiC power MOSFETs», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 49, nº 4, p. 658–664. 24

[15] DAS, M. K., C. CAPELL, D. E. GRIDER, R. RAJU, M. SCHUTTEN, J. NASADOSKI, S. LESLIE, J. OSTOP et A. HEFNER. 2011, «10 kV, 120 A SiC half H-bridge power MOSFET modules suitable for high frequency, medium voltage applications», dans *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, p. 2689–2692. 22

[16] DHAR, S., Y. SONG, L. FELDMAN, T. ISAACS-SMITH, C. TIN, J. WILLIAMS, G. CHUNG, T. NISHIMURA, D. STARODUB, T. GUSTAFSSON et collab.. 2004, «Effect of nitric oxide annealing on the interface trap density near the conduction bandedge of 4H-SiC at the oxide / (1120) 4H-SiC interface», *Applied physics letters*, vol. 84, nº 9, p. 1498–1500. 25

[17] DUMIN, D. J. 2002, *Oxide reliability : a summary of Silicon Oxide wearout, breakdown, and reliability*, vol. 23, World Scientific. 29

[18] EKOUÉ, A., O. RENAULT, T. BILLON, L. DI CIOCCIO et G. GUILLOT. 2003, «Study of the wet re-oxidation annealing of Sio_2/4H-SiC (0001) interface properties by AR-XPS measurements», dans *Materials Science Forum*, vol. 433, Trans Tech Publ, p. 555–558. 25

[19] ETTISSERRY, D., S. SALEMI, N. GOLDSMAN, S. POTBHARE, A. AKTURK et A. LELIS. 2013, «Identification and quantification of 4H–SiC (0001)/$sio2$ interface defects by combining density functional and device simulations», dans *Simulation of Semiconductor Processes and Devices (SISPAD), 2013 International Conference on*, IEEE, p. 396–399. 25

[20] FENG, X. et A. RADUN. 2008, «SiC based Solid State Power Controller», dans *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, p. 1855–1860. 15

[21] GIRAUD, X. 2014, *Méthodes et outils pour la conception optimale des réseaux de distribution d'électricité dans les aéronefs*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT. 7

[22] GREEN, R., A. LELIS et D. HABERSAT. 2011, «Application of reliability test standards to SiC power MOSFETs», dans *Reliability Physics Symposium (IRPS), 2011 IEEE International*, IEEE, p. EX–2. 34

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[23] GUO, Y.-B., K. BHAT, A. ARAVAMUDHAN, D. HOPKINS et D. HAZELMYER. 2011, «High current and thermal transient design of a SiC SSPC for aircraft application», dans *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, p. 1290–1297. 15

[24] GURFINKEL, M., J. SUEHLE, J. BERNSTEIN, Y. SHAPIRA, A. LELIS, D. HABERSAT et N. GOLDSMAN. 2006, «Ultra-fast measurements of vth instability in SiC MOSFETs due to positive and negative constant bias stress», dans *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2006 IEEE International*, IEEE, p. 49–53. 34

[25] GURFINKEL, M., H. D. XIONG, K. P. CHEUNG, J. S. SUEHLE, J. B. BERNSTEIN, Y. SHAPIRA, A. J. LELIS, D. HABERSAT et N. GOLDSMAN. 2008, «Characterization of transient gate oxide trapping in SiC MOSFETs using fast–techniques», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 55, nº 8, p. 2004–2012. 34

[26] HAYTON, D., T. JENKINS, P. BAILEY et T. NOAKES. 2002, «Optical and ion-scattering study of Sio_2 layers thermally grown on 4H-SiC», *Semiconductor science and technology*, vol. 17, nº 7, p. L29. 25

[27] HELMS, C. R. et E. H. POINDEXTER. 1994, «The Silicon-Silicon Dioxide system : Its microstructure and imperfections», *Reports on Progress in Physics*, vol. 57, nº 8, p. 791. 24

[28] HORNBERGER, J., E. CILIO, R. SCHUPBACH, A. B. LOSTETTER et H. A. MANTOOTH. 2006, «A high-temperature MultiChip Power Module (MCPM) inverter utilizing silicon carbide (SiC) and silicon on insulator (SOI) electronics», dans *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE*, IEEE, p. 1–7. 15

[29] HOSPITAL, F. 2012, *Conception préliminaire des actionneurs électromagnétiques basée sur les modèles : lois d'estimations et régles de conception pour la transmission de puissance mécanique.*, thèse de doctorat, Toulouse, INSA. vi, 8

[30] KAGAWA, Y., N. FUJIWARA, K. SUGAWARA, R. TANAKA, Y. FUKUI, Y. YAMAMOTO, N. MIURA, M. IMAIZUMI, S. NAKATA et S. YAMAKAWA. 2014, «4H-SiC Trench MOSFETs with bottom oxide protection», dans *Materials Science Forum*, vol. 778, Trans Tech Publ, p. 919–922. 22

[31] KHAZAKA, R., R. HANNA et collab.. 2015, «Survey of high-temperature reliability of power electronics packaging components», *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, nº 5, p. 2456–2464. 28

[32] KIKUCHI, T. et M. CIAPPA. 2013, «A new two-dimensional TCAD model for threshold instability in silicon carbide MOSFETs», *Microelectronics Reliability*, vol. 53, nº 9, p. 1730–1734. 33

[33] KIKUCHI, T. et M. CIAPPA. 2014, «Modeling the threshold voltage instability in SiC MOSFETs at high operating temperature», dans *Reliability Physics Symposium, 2014 IEEE International*, p. 2C–4. 33

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[34] KIMOTO, T., Y. KANZAKI, M. NOBORIO, H. KAWANO et H. MATSUNAMI. 2005, «Interface properties of Metal–Oxide–Semiconductor structures on 4H–SiC (0001) and (1120) formed by n_2o oxidation», *Japanese journal of applied physics*, vol. 44, nº 3R, p. 1213. 26

[35] KIMOTO, T., H. YOSHIOKA et T. NAKAMURA. 2013, «Physics of SiC MOS interface and development of Trench MOSFETs», dans *Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2013 IEEE Workshop on*, p. 135–138. 23

[36] LANGLOIS, O. 2006, *Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse. vi, 6, 9

[37] LEE, J., I.-C. CHEN et C. HU. 1988, «Statistical modeling of silicon dioxide reliability», dans *Reliability Physics Symposium 1988. 26th Annual Proceedings., International*, IEEE, p. 131–138. 29

[38] LELIS, A. J., R. GREEN, D. B. HABERSAT et M. EL. 2015, «Basic mechanisms of Threshold-Voltage Instability and implications for reliability testing of SiC MOSFETs», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 62, nº 2, p. 316–323. 33

[39] LELIS, A. J., D. HABERSAT, R. GREEN, A. OGUNNIYI, M. GURFINKEL, J. SUEHLE et N. GOLDSMAN. 2008, «Time dependence of bias-stress-induced SiC MOSFETs threshold-voltage instability measurements», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 55, nº 8, p. 1835–1840. 33

[40] LI, H.-F., S. DIMITRIJEV, D. SWEATMAN et H. B. HARRISON. 2000, «Analysis of Fowler–Nordheim injection in NO nitrided gate oxide grown on n-type4H–SiC», *Microelectronics Reliability*, vol. 40, nº 2, p. 283–286. 32

[41] LISCOUET, J. 2010, *Conception préliminaire des actionneurs électromécaniques : Approche hybride, directe/inverse*, thèse de doctorat, Toulouse, INSA. 8

[42] LIU, G., A. C. AHYI, Y. XU, T. ISAACS-SMITH, Y. K. SHARMA, J. R. WILLIAMS, L. C. FELDMAN et S. DHAR. 2013, «Enhanced inversion mobility on 4H-SiC using phosphorus and nitrogen interface passivation», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 34, nº 2, p. 181–183. vii, 26, 27

[43] MAVIER, J. 2007, *Convertisseurs génériques à tolérance de panne-Applications pour le domaine aéronautique*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT. vi, 13

[44] MCPHERSON, J. 2007, «Quantum mechanical treatment of $si-o$ bond breakage in silica under time dependent dielectric breakdown testing», dans *Reliability physics symposium, 2007. proceedings. 45th annual. ieee international*, IEEE, p. 209–216. 29

[45] MCPHERSON, J. 2012, «Time-Dependent Dielectric Breakdown physics–models revisited», *Microelectronics Reliability*, vol. 52, nº 9, p. 1753–1760. vii, 30

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[46] MOAZZAMI, R., J. C. LEE et C. HU. 1989, «Temperature acceleration of Time-Dependent Dielectric Breakdown», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 36, nº 11, p. 2462–2465. 29

[47] NAKAMURA, T., Y. NAKANO, M. AKETA, R. NAKAMURA, S. MITANI, H. SAKAIRI et Y. YOKOTSUJI. 2011, «High performance SiC Trench devices with ultra-low r_{ON}», dans *Electron Devices Meeting (IEDM), 2011 IEEE International*, p. 26.5.1–26.5.3. vi, 23, 24

[48] OKAWA, T., R. FUKUYAMA, Y. HOSHINO, T. NISHIMURA et Y. KIDO. 2007, «Kinetics of oxynitridation of 6H–SiC (and the interface structure analyzed by ion scattering and photoelectron spectroscopy», *Surface science*, vol. 601, nº 3, p. 706–713. 25

[49] OKAYAMA, T., S. ARTHUR, J. GARRETT et M. RAO. 2008, «Bias-stress induced threshold voltage and drain current instability in 4H–SiC dMOSFETs», *Solid-State Electronics*, vol. 52, nº 1, p. 164–170. 33

[50] PALMOUR, J., S. ALLEN, R. SINGH, L. LIPKIN et D. WALTZ. 1996, «4H-Silicon Carbide power switching devices», *Silicon Carbide and Related Materials 1995*, vol. 142, p. 813–816. 21

[51] PALMOUR, J., J. EDMOND, H. KONG et C. CARTER JR. 1994, «Vertical power devices in Silicon Carbide», dans *Institute of Physics Conference Series*, vol. 137, p. 499–502. 21

[52] PIETRANICO, S., S. POMMIER, S. LEFEBVRE, Z. KHATIR, S. BONTEMPS et E. CADEL. 2010, «Study of ageing of the metallization layer of power semiconductor devices», . 28

[53] POGGI, A., F. MOSCATELLI, S. SOLMI et R. NIPOTI. 2008, «Investigation on the use of nitrogen implantation to improve the performance of n-channel enhancement 4H-SiC MOSFETs», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 55, nº 8, p. 2021–2028. 26

[54] POINDEXTER, E. H. 1989, «MOS interface states : overview and physicochemical perspective», *Semiconductor Science and Technology*, vol. 4, nº 12, p. 961. 24

[55] RISALETTO, D., D. BERGOGNE, F. DUBOIS, H. MOREL, B. ALLARD et R. MEURET. 2014, «A 200 °C safety system at power-up of normally on SiC JFETs inverters», *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, nº 5, p. 2338–2344. 15

[56] ROBOAM, X., O. LANGLOIS, H. PIQUET, B. MORIN et C. TURPIN. 2011, «Hybrid power generation system for aircraft electrical emergency network», *Electrical Systems in Transportation, IET*, vol. 1, nº 4, p. 148–155. vi, 10

[57] ROSERO, J., J. ORTEGA, E. ALDABAS et L. ROMERAL. 2007, «Moving towards a More Electric Aircraft», *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 22, nº 3, p. 3–9. 7

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[58] ROZEN, J. 2008, *Electronic properties and reliability of the $Si O_2$/SiC interface*, thèse de doctorat, Vanderbilt University. 22

[59] ROZEN, J., S. DHAR, S. PANTELIDES, L. FELDMAN, S. WANG, J. WILLIAMS et V. AFANAS' EV. 2007, «Suppression of interface state generation upon electron injection in nitrided oxides grown on 4H-SiC», *Applied Physics Letters*, vol. 91, nº 15, p. 153 503–153 503. 24

[60] ROZEN, J., S. DHAR, M. ZVANUT, J. WILLIAMS et L. FELDMAN. 2009, «Density of interface states, electron traps, and hole traps as a function of the nitrogen density in $si o_2$ on SiC», *Journal of Applied Physics*, vol. 105, nº 12, p. 124 506. 26

[61] RYU, S.-H., A. AGARWAL, J. RICHMOND, J. PALMOUR, N. SAKS et J. WILLIAMS. 2002, «10 A, 2.4 kV power DiMOSFETs in 4H-SiC», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 23, nº 6, p. 321–323. 22

[62] RYU, S.-H., L. CHENG, S. DHAR, C. CAPELL, C. JONAS, R. CALLANAN, A. AGARWAL, J. PALMOUR, A. LELIS, C. SCOZZIE et collab.. 2011, «3.7 $m\Omega.cm^{-2}$, 1500 V 4H-SiC DMOSFETs for advanced high power, high frequency applications», dans *Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2011 IEEE 23rd International Symposium on*, p. 227–230. 22

[63] RYU, S.-H., S. KRISHNASWAMI, M. DAS, B. HULL, J. RICHMOND, B. HEATH, A. AGARWAL, J. PALMOUR et J. SCOFIELD. 2005, «10.3 $m\Omega.cm^{-2}$, 2 kV power DMOSFETs in 4H-SiC», dans *Power Semiconductor Devices and ICs, 2005. Proceedings. ISPSD'05. The 17th International Symposium on*, p. 275–278. 22

[64] RYU, S.-H., S. KRISHNASWAMI, B. HULL, J. RICHMOND, A. AGARWAL et A. HEFNER. 2006, «10 kV, 5A 4H-SiC power DMOSFET», dans *Power Semiconductor Devices and IC's, 2006. ISPSD 2006. IEEE International Symposium on*, p. 1–4. vi, 22

[65] RYU, S.-H., S. KRISHNASWAMI, M. O'LOUGHLIN, J. RICHMOND, A. AGARWAL, J. PALMOUR et A. R. HEFNER. 2004, «10-kV, 123-$m\Omega.cm^{-2}$ 4H-SiC power DMOSFETs», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 25, nº 8, p. 556–558. 22

[66] SARLIOGLU, B. et C. MORRIS. 2015, «More electric aircraft : Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft», *Transportation Electrification, IEEE Transactions on*, vol. 1, nº 1, p. 54–64. 7

[67] SCHEUERMANN, U. 2015, «Packaging and reliability of power modules-principles, achievements and future challenges», dans *PCIM Europe 2015 ; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management ; Proceedings of*, VDE, p. 1–16. 28

[68] SHARMA, Y., A. AHYI, T. ISSACS-SMITH, X. SHEN, S. PANTELIDES, X. ZHU, L. FELDMAN, J. ROZEN et J. WILLIAMS. 2012, «Phosphorous passivation of the $Si o_2$/4H–SiC interface», *Solid-State Electronics*, vol. 68, p. 103–107. 27

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[69] SHENOY, J. N., J. COOPER, M. R. MELLOCH et collab.. 1997, «High-voltage double-implanted power MOSFET's in 6H-SiC», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 18, nº 3, p. 93–95. 22

[70] SINGH, R. 2006, «Reliability and performance limitations in SiC power devices», *Microelectronics Reliability*, vol. 46, nº 5, p. 713–730. 22, 24

[71] SINGH, R. et A. R. HEFNER. 2004, «Reliability of SiC MOS devices», *Solid-State Electronics*, vol. 48, nº 10, p. 1717–1720. 22, 31

[72] TAN, J., J. COOPER JR et M. R. MELLOCH. 1998, «High-voltage accumulation-layer UMOSFET's in 4H-SiC», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 19, nº 12, p. 487–489. 22

[73] TANAKA, R., Y. KAGAWA, N. FUJIWARA, K. SUGAWARA, Y. FUKUI, N. MIURA, M. IMAIZUMI et S. YAMAKAWA. 2014, «Impact of grounding the bottom oxide protection layer on the short-circuit ruggedness of 4H-SiC trench MOSFETs», dans *Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), 2014 IEEE 26th International Symposium on*, p. 75–78. vi, 22, 23

[74] TODESCHI, M. 2012, «EMAs for flight control actuation system 2012 status and perspective», dans *International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components*, Toulouse, p. 1–8. 8

[75] VIROJANADARA, C. et L. JOHANSSON. 2002, «Oxidation studies of 4H–SiC (0001)», *Surface science*, vol. 505, p. 358–366. 25

[76] YANO, H., T. HIRAO, T. KIMOTO, H. MATSUNAMI, K. ASANO et Y. SUGAWARA. 1999, «High channel mobility in inversion layers of 4H–SiC MOSFETs by utilizing (1120) face», *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 20, nº 12, p. 611–613. 26

[77] ZHU, X., A. C. AHYI, M. LI, Z. CHEN, J. ROZEN, L. C. FELDMAN et J. R. WILLIAMS. 2011, «The effect of nitrogen plasma anneals on interface trap density and channel mobility for 4H–SiC MOS devices», *Solid-State Electronics*, vol. 57, nº 1, p. 76–79. 26

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 2

Outils pour l'estimation de la fiabilité

Sommaire

2.1 Introduction 43
2.2 Fiabilité : définition et grandeurs associées 43
2.3 Outils pour l'estimation du taux de défaillance d'un composant de puissance 46
2.3.1 MIL-HDBK-217F 47
2.3.2 FIDES 50
2.4 Prise en compte de l'usure pour l'estimation de la fiabilité 52
2.4.1 Analyse de risque 53
2.4.2 Test de vieillissement accéléré 54
2.4.3 Modèles de distribution 55
2.4.4 Modèles d'accélération 60
2.4.5 Limitations 63
2.5 Utilisation des données de dégradation 64
2.5.1 *General Degradation Paths Model* 66
2.5.2 Modélisation par un processus stochastique 67
2.6 Conclusion 69

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

2.1 Introduction

L'émergence de composants de puissance en carbure de silicium est, comme cela a été décrit dans le chapitre précédent, une avancée très importante en vue d'une plus grande électrification des plateformes de transport (voiture, avion, hélicoptère, lanceurs...). Cependant avant d'intégrer ce type de composants dans des applications commerciales, la question de leur fiabilité doit être posée. Comme nous le verrons plus loin, la définition de la fiabilité fait intervenir des notions de conditions d'utilisation et de durée de fonctionnement. Ces informations étant spécifiques à chaque application, c'est donc du ressort de l'utilisateur des composants de s'assurer que le niveau de fiabilité du composant soit en adéquation avec les exigences propres à l'application visée.

Dans le domaine de l'aéronautique et du spatial, les conditions d'utilisation (humidité, température, vibrations, radiation...) peuvent être particulièrement contraignantes et les durées de fonctionnement particulièrement longues, typiquement supérieures à 10 ans. Ces fortes contraintes sont également couplées à des exigences de fiabilité très élevées. Ainsi pour les systèmes les plus critiques pour la sécurité des vols, le taux de défaillance attendu ne peut être supérieur à une défaillance par milliards d'heures/composants et ce pendant toute la durée de vie de l'équipement. Il apparaît donc très nettement que l'introduction de ce type de technologie de composant ne pourra se faire que lorsque les développeurs seront en mesure de démontrer, d'une manière la plus précise possible, l'adéquation des composants à l'exigence de fiabilité.

Dans ce chapitre nous définirons, dans un premier temps, ce qu'est la fiabilité d'un composant et décrirons les grandeurs probabilistes associées. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à la description des guides d'estimation de la fiabilité électronique. Une des limitations des guides existants réside dans leur incapacité à prendre en compte les défaillances liées au vieillissement des composants. Or, comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les composants en SiC peuvent être soumis à des phénomènes d'usure relativement tôt dans leur cycle de vie. Nous présenterons donc dans un troisième temps la méthode que nous avons appliqué afin de prendre en compte ces phénomènes au travers de l'estimation d'un temps à défaillance. Enfin, la dernière partie de ce chapitre décrit une extension de cette approche à l'évaluation de la fiabilité à partir des données de dégradation des composants.

2.2 Fiabilité : définition et grandeurs associées

La fiabilité, au sens de la norme AFNOR X60-319 [3], est la probabilité qu'un produit accomplisse une fonction requise, dans des conditions données, pendant un in-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tervalle de temps donné. Cette définition fait intervenir la notion de conformité aux exigences en termes de fonctionnalité et de conditions d'utilisation. Ainsi, un système ne saurait être intrinsèquement fiable. La fiabilité se définit ainsi toujours relativement à des conditions de fonctionnement ou à un profil de mission.

La fiabilité, d'un point de vue statistique, se ramène à l'étude d'une variable aléatoire positive, notée T, qui représente le temps à défaillance du composant étudié. Ce temps à défaillance est de fait une variable discrète que nous approximerons par une variable continue ayant une densité de probabilité $f(t)$ et une fonction de répartition :

$$\mathrm{F}(t) = \mathrm{P}r(\mathrm{T} \leq t) = \int_0^t f(u)du, \forall\, t > 0 \tag{2.1}$$

Ici, $\mathrm{F}(t)$ représente la probabilité d'un composant d'être défaillant sur l'intervalle $[0, t]$.

De manière complémentaire, on définit la fonction de survie d'un composant par la relation :

$$\mathrm{R}(t) = 1 - \mathrm{F}(t) = \mathrm{P}r(\mathrm{T} > t), \forall\, t > 0 \tag{2.2}$$

R(t) correspond donc à la probabilité qu'un composant ne soit pas défaillant sur l'intervalle $[0, t]$. Cette fonction est également connue sous le nom de fonction de fiabilité.

Le taux de défaillance moyen d'une population de composants peut être défini comme étant la probabilité conditionnelle qu'un composant soit défaillant à l'instant $t + \Delta t$ alors qu'il était fonctionnel à l'instant t. Cette probabilité peut être exprimée par :

$$\mathrm{P}r(t < \mathrm{T} \leq t + \Delta t | \mathrm{T} > t) = \frac{\mathrm{P}r(t < \mathrm{T} \leq t + \Delta t)}{\mathrm{P}r(\mathrm{T} > t)} = \frac{\mathrm{F}(t + \Delta t) - \mathrm{F}(t)}{\mathrm{R}(t)} \tag{2.3}$$

Si l'on considère un intervalle de temps très court, autrement dit que l'on fait tendre Δt vers 0, on obtient alors un taux de défaillance instantané dont l'expression est donnée par :

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\mathrm{F}(t + \Delta t) - \mathrm{F}(t)}{\Delta t} \frac{1}{\mathrm{R}(t)} = \frac{f(t)}{\mathrm{R}(t)} \tag{2.4}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette grandeur peut être exprimée en unité de temps, le plus souvent en heures. Dans l'industrie électronique, c'est le FIT pour *Failure In Time* qui est l'unité la plus communément utilisée. Un FIT correspond à une défaillance par milliard d'heures-composants, ce qui correspond à 1000 composants fonctionnant pendant 1 million d'heures ou 1 million de composants pendant 1000 heures.

Il est couramment admis que l'évolution du taux de défaillance d'une population au cours du temps suit une trajectoire que l'on qualifie usuellement de courbe en baignoire comme cela est décrit à la figure 2.1. En effet, initialement le taux de défaillance instantané peut être relativement élevé du fait de la présence de défauts de jeunesse dans le composant. Ce type de défaut est lié à une mauvaise maîtrise des procédés de fabrication mais également à des problématiques de transport ou de stockage. Les composants qui survivent à cette période, dite de mortalité infantile, voient leur taux de défaillance se stabiliser à une valeur plus basse pendant un certain temps. Il est communément admis que, durant cette période, appelée durée de vie utile, le taux de défaillance demeure sensiblement constant. Une fois cette période dépassée, le taux de défaillance croît sous l'effet du vieillissement : c'est la période dite d'usure.

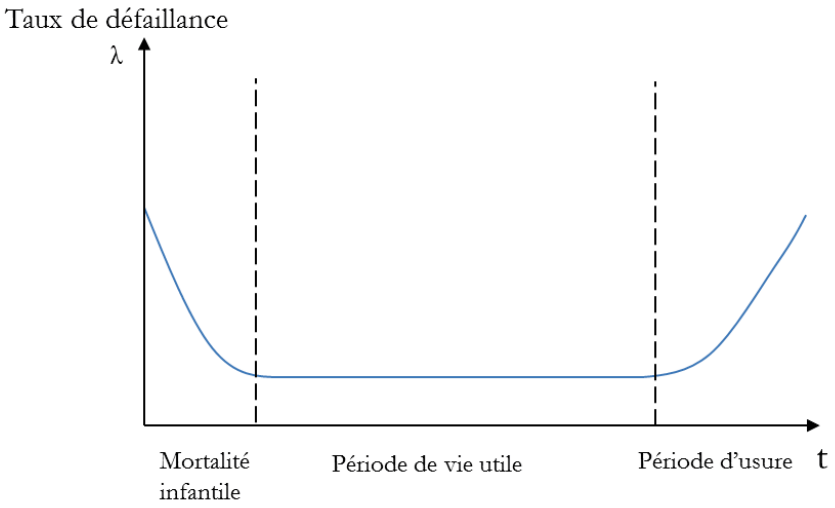

FIGURE 2.1 – Évolution au cours du temps du taux de défaillance d'une population de composants électroniques

Le taux de défaillance est un élément essentiel dans la caractérisation de la fiabilité des composants de puissance en vue de leur qualification pour des applications aéronautiques. En effet, le taux de défaillance (λ) de chacun des composants constitutifs d'un équipement doit être estimé afin de pouvoir calculer un taux de défaillance au niveau de l'équipement lui-même. Après prise en compte de tous les éléments de mitigation des risques (architectures, *triplication*, ségrégation spatiales...), un taux de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

défaillance au niveau système est calculé ($\lambda_{systeme}$). Il est ensuite comparé au niveau de DAL (*Design Assurance Level*) défini par des standards aéronautiques.

Ces niveaux de DAL sont définis dans le standard DO254 qui présente les taux de défaillance acceptables associés à chaque niveau de criticité. Ces niveaux sont au nombre de cinq depuis les défaillances catastrophiques, pouvant empêcher la poursuite du vol ou de l'atterrissage, jusqu'aux défaillances n'ayant aucun impact sur la sûreté de fonctionnement des aéronefs. L'ensemble de ces niveaux de criticité et les taux de défaillance, qui leurs sont associés, sont présentés dans le tableau 2.1.

Niveaux de DAL	Niveaux de Criticité	taux de défaillance acceptables (FIT)
A	Critical	1
B	Essential Hazardous	100
C	Essential Major	10^4
D	Non Essential	10^6
E	No Safety Effect	

TABLEAU 2.1 – Niveaux de criticité des différents systèmes embarqués en avionique définis par la norme DO-254

Les composants électroniques disponibles sur le marché sont pour l'essentiel développer en vue d'une utilisation dans des applications d'électronique grands publiques. Il va s'en dire que les niveaux de fiabilité requis pour ces applications sont nettement moins exigeantes que ce qui est attendu par l'industrie aéronautique. Il est donc du ressort des équipementiers aéronautiques de s'assurer que les composants embarqués répondent à leurs exigences notamment en termes de taux de défaillance. La détermination de ces taux repose essentiellement sur les données de retours d'expériences dont deux guides permettent une utilisation standardisée que la partie suivante se propose de présenter.

2.3 Outils pour l'estimation du taux de défaillance d'un composant de puissance

Afin de développer les équipements électroniques les plus fiables possible, il convient de prendre en compte les problématiques liées à la fiabilité le plus tôt possible dans le processus de développement d'un produit. Ce besoin d'information *a priori* sur la fiabilité des composants électroniques a donné lieu à la création d'outils de prédiction de la fiabilité.

Pour ce faire, la méthode la plus répandue dans l'industrie consiste à utiliser des guides de prédiction. Ces guides sont fondés sur des modèles obtenus à partir de don-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

nées de fiabilité provenant du retour d'expérience des utilisateurs ou des tests menés par les fabricants. De nombreux guides existent, adaptés aux besoins des différentes industries. Le tableau 2.2 présente quelques un de ces guides.

Dans la suite de cette section, nous restreindrons notre analyse aux principaux guides utilisés dans l'industrie aéronautique : la MIL-HDBK-217F [25] et le guide FIDES [13].

Guide	Origine du REX	Génération technologique
MIL-HDBK-217	Aéronautique, automobile et installation terrestre militaire	Équipements développés entre 1975 et 1980
RDF93	Installation terrestre télécom et équipement ferroviaire	Équipements en service à la fin des années 80.
UTE-C 80810	Installation terrestre télécom, Aéronautique civile et Automobile	Equipements en service entre 1992 et 2001
FIDES	Aéronautique civile, automobile et marine militaire	Equipements en service au début des années 2000

TABLEAU 2.2 – Principaux guides de calcul de la fiabilité prédictive pour l'électronique

2.3.1 MIL-HDBK-217F

Ce guide fut élaboré, dans sa première version, en 1962 à la demande du Département d'état à la Défense Américain avec pour objectif de fournir une méthodologie permettant de prédire le taux de défaillance d'un équipement électronique utilisé dans des applications militaires. Entre 1962 et 1995, de nombreuses modifications ont été apportées pour arriver à la dernière version MIL-HDBK-217F-N2 [25]. Même si ce guide n'est plus mis à jour depuis près de 20 ans, il reste encore largement utilisé dans l'industrie aéronautique.

Parts count analysis : Ce type d'analyse est mené lors des phases préliminaires de conception d'un équipement. Les seules informations nécessaires aux calculs, sont les types de composant utilisés, leur nombre et leurs niveaux de qualité. Le taux de défaillance de l'équipement s'exprime alors par :

$$\lambda_{\text{EQUIP}} = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{N}_i \lambda_{gi} \Pi_{\mathrm{Q}i} \tag{2.5}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

où :

λ_{EQUIP} = taux de défaillance global de l'équipement (défaillances/$10^6 h$) ;

λ_{gi} = taux de défaillance de base du i-ème éléments (composant, PCB, connecteurs...) (défaillances/$10^6 h$) ;

Π_{Qi} = le facteur de qualité du i-ème composant ;

N_i = la quantité du i-ème composant ;

n = le nombre de composants différents présents dans l'équipement.

Cette estimation est évidemment grossière. Elle permettra cependant de fournir des informations nécessaires à la première phase de spécification de l'équipement.

Part stress analysis : Cette approche peut être mise en œuvre lorsque le développement de l'équipement atteint une phase plus avancée. En effet, le calcul du taux de défaillance de chacun des composants, pris individuellement, tient compte de la nature du composant, de sa qualité ainsi que des conditions d'utilisation rencontrées. Dans le cas d'un transistor de type FET (JFET ou MOSFET) en silicium, le taux de défaillance s'exprime par :

$$\lambda_{COMPOSANT} = \lambda_B \times \pi_T \times \pi_A \times \pi_Q \times \pi_E \tag{2.6}$$

Où :

— λ_B est un taux de défaillance de base propre à chaque type de composant qui s'exprime en défaillances/$10^6 h$

— π_T est un facteur, lié à la température maximum de jonction du composant, dont la valeur est obtenue à partir de l'équation :

$$\pi_T = exp(-E_a(\frac{1}{T_J + 273} - \frac{1}{298})) \tag{2.7}$$

avec :

E_a = un paramètre, appelé énergie d'activation, propre à chaque type de composant ;

T_J = la température de jonction maximale du composant en ^oC

— π_A est un facteur lié à l'application. Dans le cas d'un transistor FET, c'est la puissance en sortie qui est considérée. Le tableau 2.3 présente les différentes valeurs pouvant être prises par ce paramètre.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Application P_r (Puissance en sortie)	π_A
$2 \leq P_r \leq 5W$	2
$5 \leq P_r \leq 50W$	4
$50 \leq P_r \leq 250W$	8
$P_r \geq 250W$	10

TABLEAU 2.3 – Facteur d'application pour un transistor FET en silicium intervenant dans le calcul du taux de défaillance selon le guide MIL-HDBK-217 [25].

— π_Q est un facteur lié à la qualité du composant. Pour des composants discrets, ces niveaux de qualité sont au nombre de 5 (JANTXV, JANTX, JAN , plastic et lower). Les spécifications associées à chaque niveau de qualité sont définies dans la norme militaire MIL-PRF-19500 [26]. Les différentes valeurs prises par ce paramètre sont indiquées dans le tableau 2.5.

Qualité	π_Q
JANTXV	0,7
JANTX	1
JAN	2,4
lower	5,5
plastic	8

TABLEAU 2.4 – Facteur de qualité pour un transistor FET en silicium intervenant dans le calcul du taux de défaillance selon le guide MIL-HDBK-217 [25].

— π_E est un facteur lié à l'environnement dans lequel est placé l'équipement. Ce paramètre reflète l'effet des contraintes environnementales (vibration, humidité ...) sur la fiabilité des composants.

Limitations : L'utilisation du guide MIL-HDBK-217 pour l'estimation de la fiabilité des équipements électroniques est abondamment critiquée [14, 18, 30]. Nous rapportons, ici, les limitations principales relevées à l'encontre de cette méthode :

— La fiabilité d'un équipement électronique dépend évidemment des conditions d'utilisation mais également de sa conception, sa fabrication, son stockage et son transport. De fait les procédures étant très variables d'un fabriquant à l'autre, cela induit une importante variabilité dans les données de fiabilité collectées. L'ensemble de ces paramètres ne sont néanmoins pas pris en compte dans la MIL-HDBK-217 ;

— Les modèles proposés dans ce guide ne fournissent aucune information sur l'origine physique des défaillances. Ils ne permettent donc pas l'identification en cours de développement des problèmes de fiabilité potentiels ;

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

— Parmi tous les paramètres environnementaux pouvant influer sur la fiabilité d'un équipement électronique, seule l'influence de la température est explicitement modélisée par une loi d'Arrhenius ;

— Les modèles développés dans ce guide l'ont été en postulant un taux de défaillance constant dans le temps. Ce qui revient à dire que la fiabilité des composants est indépendante de leur âge. L'expérience montre que cette hypothèse n'est pas fondée ;

— Ce guide a été développé dans les années 60 et mis à jour régulièrement jusqu'au milieu des années 90. De fait, la plupart des modèles n'est plus adaptée pour les composants les plus récents. On constate, par exemple, qu'il n'existe aucune information sur les composants IGBT pourtant largement utilisés dans des applications aéronautiques. Il va sans dire que ce guide ne fournit aucune information sur les composants réalisés avec des matériaux semiconducteurs autre que le silicium comme le Nitrure de Gallium ou le Carbure de Silicium.

2.3.2 FIDES

Le guide FIDES a été développé au début des années 2000, par un consortium d'industriels français de l'aéronautique et de la défense, sous l'égide de la Direction Générale de l'Armement (DGA).

Contrairement à la MIL-HDBK-217, les modèles proposés dans ce guide sont fondés sur la physique de la défaillance puis calibrés à l'aide des données de tests ou du retour d'expérience.

Dans le guide FIDES, comme dans l'ensemble des guides de prédictions de la fiabilité, le taux de défaillance d'un produit est calculé en sommant la contribution de chacun de ses éléments constitutifs (composants, PCB, connecteurs...) :

$$\lambda_{produit} = \sum \lambda_{composant} + \sum \lambda_{\text{PCB}} + \sum \lambda_{carte_\text{COTS}} + \sum \lambda_{autres} \tag{2.8}$$

Plus spécifiquement la relation permettant d'estimer le taux de défaillance propre à chaque composant faisant partie de l'équipement étudié, s'écrit :

$$\lambda_{composant} = \lambda_{physique} \times \Pi_{\text{PM}} \times \Pi_{process} \tag{2.9}$$

où :

— $\lambda_{physique}$ représente la contribution physique au taux de défaillance. Cette contribution peut elle même être exprimée en fonction d'un taux de défaillance lié aux conditions normales d'utilisation et d'une partie liée à des conditions de surcharges accidentelles ou induites :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\lambda_{physique} = \left[\sum_{Contributions_Physiques} (\lambda_0 . \Pi_{accélération}) \right] \times \Pi_{induit} \qquad (2.10)$$

λ_0 est un taux de base, propre à chaque type de composant, et $\Pi_{accélération}$ est un facteur d'accélération qui permet d'ajuster le taux de défaillance en fonction des conditions d'utilisation.

Là où le guide MIL-HDBK-217 se contente de proposer la température maximale d'utilisation du composant comme seul paramètre physique impactant la fiabilité d'un composant, le guide FIDES permet de prendre en compte un nombre de contraintes plus larges. Celles-ci sont regroupées en différentes familles :

- thermique ;
- cycle thermique ;
- électrique ;
- mécanique ;
- humidité ;
- chimie.

— Π_{induit} traduit l'effet que peuvent avoir, sur le taux de défaillance, les sur-contraintes qu'elles soient de type électrique (EOS : Electrical OverStress), mécanique ou thermique. Ce paramètre dépend de l'emplacement du composant dans le produit, du type d'application, de la prise en compte ou pas des phénoménes de sur-contraintes lors de la phase de développement et enfin du niveau de sensibilité aux sur-contraintes de la technologie du composant.

— Π_{PM} (PM pour *Part Manufacturing*) traduit le niveau de maturité du procédé de fabrication du composant. Son expression est donnée par :

$$\Pi_{\mathrm{PM}} = e^{\delta_1 (1 - Part_Grade) - \alpha_1} \qquad (2.11)$$

où $Part_Grade$ est un paramètre représentant la qualité du composant et qui dépend des critères d'assurance qualité du fabricant et du retour d'expérience que peut avoir l'acheteur vis à vis de son fournisseur. Les paramètres δ_1 et α_1 sont des paramètres d'ajustement permettant de moduler l'impact du facteur Π_{PM} sur la fiabilité. La plage de variation de Π_{PM} est comprise entre 0.5 (fournisseur supérieur à l'état de l'art) et 2 (pire cas) ;

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

— $\Pi_{process}$ traduit la qualité et la maîtrise du processus de développement de l'équipement dans lequel est utilisé le composant. La relation permettant son calcul est :

$$\Pi_{process} = e^{\delta_2(1-\mathrm{P}rocess_\mathrm{G}rade)} \tag{2.12}$$

Ici $\mathrm{P}rocess_\mathrm{G}rade$ est le paramètre permettant la prise en compte de la qualité des processus de développement du produit vis-à-vis des problématiques de fiabilité. L'évaluation de ce paramètre se fonde sur la prise en compte des différentes recommandations à mettre en œuvre tout au long du cycle de vie du produit. La plage variation de $\Pi process$ s'étend de 1, pour les très bons processus, à 8 pour les plus mauvais.

Le modèle d'évaluation proposé par le guide FIDES suppose un taux de défaillance constant dans le temps. Dans cette approche, les défauts de jeunesse et ceux liés au vieillissement ne sont pas pris en compte. Cette période de vieillissement est exclue du champ d'application des guides d'estimations de la fiabilité car, pour les technologies prises en compte, elle survient dans la plus part des applications longtemps après la durée de vie utile de l'équipement. Cependant la validation de cette hypothèse au cours du développement du produit est absolument nécessaire. À ce titre les méthodes probabilistes d'estimation de la durée de vie des composants électroniques, décrites dans la suite de ce chapitre, doivent être considérées comme une approche complémentaire en vue d'une connaissance plus fine de la fiabilité des équipements électroniques.

2.4 Prise en compte de l'usure pour l'estimation de la fiabilité

La validation de l'hypothèse d'un taux de défaillance constant pendant la durée d'utilisation d'un composant passe par une estimation de la durée de vie de ce dernier. En l'absence d'un retour d'expérience conséquent pour le composant étudié, il est nécessaire de mener à bien des tests de vieillissement pour réaliser cette estimation. Cette méthode connue sous le nom de *Accelerated Lifetime Test* (ALT) est décrite par la figure 2.2. Dans la suite de cette section chacune de ces étapes sera décrite de manière plus détaillée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

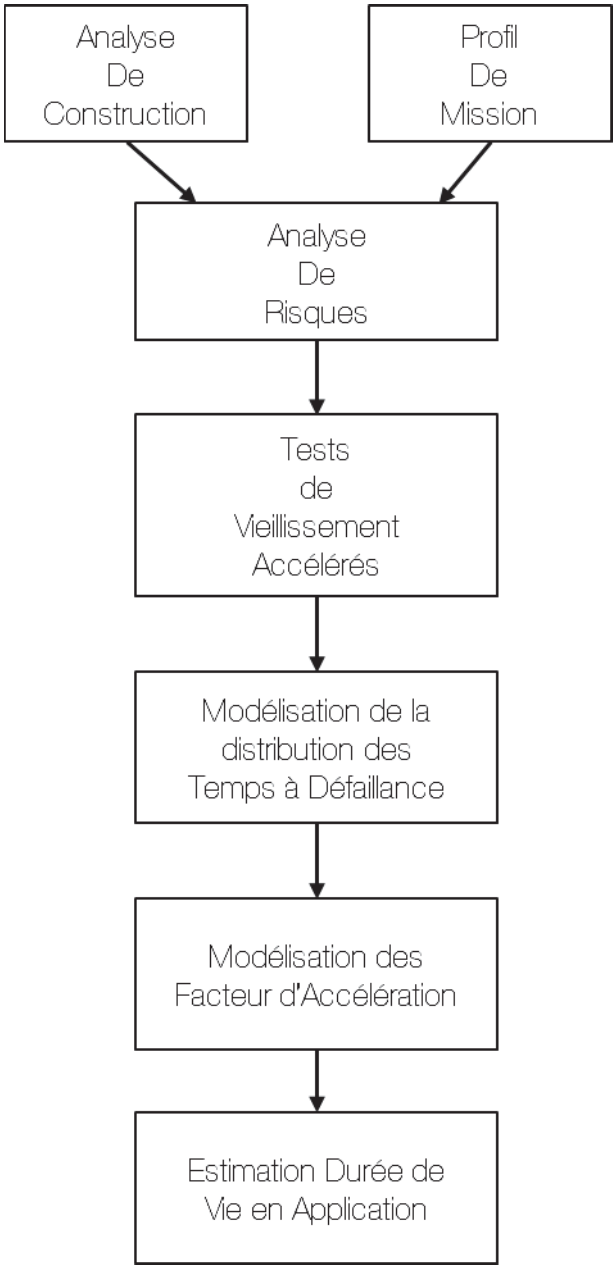

FIGURE 2.2 – Méthodologie d'estimation de la durée de vie d'un composant électronique au moyen de tests de vieillissement accélérés

2.4.1 Analyse de risque

La première étape de cette méthode consiste à collecter le plus d'informations possibles sur la manière dont le composant a été réalisé. Les données technologiques d'intérêt pour notre étude sur des composants de type MOSFETs, sont notamment :

— la nature du substrat (Si, SiC-4H, GaN...) ;

— la nature ainsi que les dimensions de l'oxyde de grille ;

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

— la nature des métallisations.

Ces données sont très rarement fournies aux utilisateurs des composants. Il est donc souvent nécessaire de mener des analyses de construction. Les moyens mis en œuvre seront décrits plus loin dans ce manuscrit.

La fiabilité d'un composant dépend étroitement des conditions d'utilisation de ce dernier. Il faut donc, pour estimer cette fiabilité, connaître avec le plus de précision possible le profil de mission. Cela passe par une analyse des facteurs pouvant influer sur la fiabilité du composant que ce soit au niveau de l'assemblage, du boîtier ou de la puce. Dans le cadre de cette étude nous nous intéressons aux mécanismes d'usure au niveau de la puce des composants de puissance. De fait, seules les conditions thermiques et électriques rencontrées par le composant seront prises en compte. Un exemple de profil de mission pour une application aéronautique typique sera présenté dans le chapitre suivant.

La connaissance du profil de mission et des données technologiques permet de mener à bien une analyse des risques spécifiques à chaque type de composant dans une application donnée. L'objectif de cette analyse est de pouvoir cibler de manière la plus rigoureuse possible les mécanismes de défaillance susceptibles de réduire la durée vie du composant. Cette analyse de risque repose sur trois éléments d'égale importance : une connaissance fine de la technologie des composants, une vision claire des conditions d'utilisation et enfin une compréhension du rôle des facteurs environnementaux sur l'apparition des mécanismes retenus.

2.4.2 Test de vieillissement accéléré

Lorsque les composants étudiés sont particulièrement fiables, la survenue d'une défaillance est un événement rare. Afin de pouvoir estimer la fiabilité de ces composants dans un délai compatible avec la durée du processus de développement d'un équipement électronique, il est nécessaire de mettre en œuvre des tests de vieillissement accélérés. Cette approche est fondée sur la mise en œuvre de tests dans des conditions de sollicitations aggravées. Ces sollicitations, peuvent être environnementales (température, vibrations, humidité...) ou applicatives (courant, tension, fréquence...) et leur niveau doit être supérieur à ce qui est attendu dans des conditions opérationnels normales. Ces variables de vieillissement sont appelées variables de stress ou covariables. La réalisation de ces tests accélérés peut se faire selon plusieurs méthodes. Nous décrierons, ici, les trois principales :

Méthode I Notons s une variable de stress. Cette méthode implique d'utiliser k niveaux de contraintes tels que $s_1 < s_2 < ... < s_k$. La procédure de test débute en appliquant sur n_i composants un stress de niveau s_i pris parmi $s_1, s_2, ..., s_k$. Cette première phase se termine dès lors que $r_i (\leq n_i)$ composants sont défaillants. Les instants

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$T_{i1}, T_{i2}, ..., T_{in_i}$ représentent les temps à défaillance des n_i composants sous l'effet d'une contrainte s_i. La procédure se poursuit en réalisant le même type pour les k autres niveaux de stress.

Méthode II Fixons k instants tels que $0 < t_1 < t_2 < ... < t_k$. Le test démarre en appliquant sur n composants une contrainte d'intensité s_1. Tous les composants encore fonctionnel à l'instant t_1 sont maintenus en test mais sous une contrainte s_2 sur l'intervalle $[t_1; t_2]$. Les composants opérationnels à l'instant t_3 sont par la suite placer sous une contrainte s_3 et ainsi des suite jusqu'à la défaillance de l'ensemble des n composants. Les temps à défaillances des composants sont notés $T_1, T_2, ..., T_n$.

Méthode III Un nombre n de composant sont soumis à un contrainte $s(t)$ qui est une fonction croissante du temps. Le test s'arrête lorsque l'ensemble des composants sont défaillants.

La modélisation de l'impact des covariables sur la durée de vie du composant nécessite de mettre en œuvre des tests selon la méthode I. On cherchera donc a obtenir au moins 3 jeux de données correspondant aux temps à défaillance observés pour 3 niveaux de contraintes.

2.4.3 Modèles de distribution

Les temps à défaillance $(T_1, T_2, ..., T_n)$ obtenus pour n composants testés dans des conditions identiques, constituent des réalisations de la variable aléatoire temps à défaillance, que l'on notera T. Comme nous l'avons décrit précédemment, cette variable aléatoire réelle peut être associée à une loi de probabilité. La connaissance de cette loi de probabilité et de ses paramètres nous permettra d'obtenir une forme analytique de la fonction de répartition $F(t)$ et de la densité de probabilité, $f(t)$, mais également de calculer la valeur de certains paramètres de position (espérance, médiane, mode...) et d'échelle (variance, écart-type,...)(fig.2.3). Dans cette partie nous décrirons les principales lois de probabilités utilisées dans le cadre d'études de fiabilité ainsi que les outils mathématiques permettant d'en estimer les paramètres.

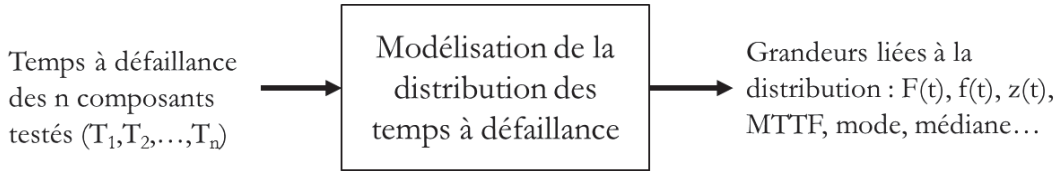

FIGURE 2.3 – Modélisation de la distribution des temps à défaillance à partir de tests de vieillissement accélérés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Loi de Weibull Cette loi est l'une des plus communément utilisée dans le domaine de l'analyse de fiabilité. En effet, son principal intérêt réside dans sa capacité à décrire aussi bien le comportement de composants présentant un taux de défaillance décroissant que ceux dont le taux de défaillance croît avec le temps. La loi de Weibull fait partie de la famille des distributions IFR (Increasing Failure Rate) et DFR (Decreasing Failure Rate).

Le temps à défaillance d'un composant, noté T, est distribué selon une loi de Weibull de paramètres $\alpha > 0$ et $\beta > 0$ si sa fonction de distribution est donnée par :

$$\mathrm{F}(t) = \Pr(\mathrm{T} \leq t) = \begin{cases} 1 - e^{-(\alpha t)^{\beta}} & \text{pour } t > 0 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.13}$$

La densité de probabilité associée est donnée par :

$$f(t) = \frac{d}{dt}\mathrm{F}(t) = \begin{cases} \beta\alpha^{\beta} t^{\beta-1} e^{(-(\alpha t)^{\beta}} & \text{pour } t > 0 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.14}$$

Avec α, le paramètre d'échelle et β, le paramètre de forme. La connaissance de ces deux fonctions permet d'obtenir une expression analytique du taux de défaillance :

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1 - \mathrm{F}(t)} = \beta\alpha^{\beta} t^{\beta-1}, \forall\, t > 0 \tag{2.15}$$

La loi de Weibull est particulièrement adaptée pour modéliser le comportement en baignoire du taux de défaillance d'un composant électronique. En effet, si $0 < \beta < 1$ alors le taux de défaillance est décroissant, ce qui correspond à la période dite de mortalité infantile. Lorsque $\beta = 1$ alors $\lambda(t) = \alpha$, le taux de défaillance est donc constant ce qui correspond à la période de vie utile du composant. Enfin, si $\beta > 1$ alors le taux de défaillance croît avec le temps ce qui est caractéristique de l'apparition de phénomènes d'usure.

Les paramètres de position, que sont l'espérance, la médiane et le mode, de cette distribution sont, respectivement, données par les relations suivantes :

$$\mathrm{MTTF} = \mathbb{E}(\mathrm{T}) = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \frac{1}{\alpha}\Gamma(\frac{1}{\beta} + 1) \tag{2.16}$$

où $\Gamma(x)$ est la fonction Gamma [2].

$$\mathrm{F}(t_m) = 0.5 \Rightarrow t_m = \frac{1}{\alpha}(ln2)^{1/\beta} \tag{2.17}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$t_{mode} = \alpha(\frac{\beta - 1}{\beta})^{1/\beta} \tag{2.18}$$

Loi Gamma Considerons le cas d'un composant soumis à une série de "chocs" qui se produit selon un processus de Poisson homogène d'intensité β. Les intervalles de temps entre deux "chocs" successifs $T_1, T_2, ... T_i$ sont indépendants et distribués selon une loi exponentielle de paramètre β. Supposons que le composant soit défaillant après le α-iéme choc, de sorte que le temps à défaillance soit égal à :

$$T = T_1 + T_2 + ... + T_\alpha \tag{2.19}$$

Alors T est distribué selon une loi Gamma de paramètre d'échelle $\alpha > 0$ et d'intensité $\beta > 0$. La densité de probabilité associée est donnée par :

$$f(t) = \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} t^{\alpha-1} e^{-\beta t}, \forall t > 0 \tag{2.20}$$

La fonction de répartition est donnée par :

$$F(t) = \frac{\gamma(\alpha, \beta t)}{\Gamma(\alpha)} = \sum_{n=\alpha}^{\infty} \frac{(\beta t)^n}{n!} e^{-\beta t} \tag{2.21}$$

avec $\gamma(\alpha, \beta t)$ la fonction Gamma incomplète.

Le taux de défaillance associé à une loi Gamma s'écrit donc :

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1 - F(t)} = \frac{\frac{\alpha^\beta}{\Gamma(\alpha)} t^{\alpha-1} e^{-\beta t}}{\sum_{n=0}^{\alpha-1} \frac{(\beta t)^n}{n!} e^{-\beta t}} \tag{2.22}$$

L'espérance et le mode, de cette distribution sont donnés, respectivement, par les relations suivantes :

$$MTTF = \frac{\alpha}{\beta} \tag{2.23}$$

$$t_{mode} = \frac{\alpha - 1}{\beta} \tag{2.24}$$

La distribution qui suit une loi Gamma ne possède pas d'expression formelle pour la médiane.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Loi Normale Le temps à défaillance T peut également être modélisé par une loi Normale de paramètre μ et τ^2, avec ν l'espérance de la distribution et τ^2 sa variance. La densité de probabilité de T s'ecrit alors :

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(t-\mu)^2/2\tau^2} & \text{pour } t > 0 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.25}$$

La fonction de répartition F(t), pour sa part, s'exprime par :

$$\mathrm{F}(t) = \Pr(\mathrm{T} \leq t) = \frac{1}{2}\left(1 + erf\left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right) \tag{2.26}$$

Avec $erf(x)$, la fonction d'erreur de Gauss.

Le taux de défaillance associé à une loi Normal s'écrira donc :

$$\lambda(t) = \frac{\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(t-\mu)^2/2\tau^2}}{\frac{1}{2}\left(1 - erf\left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right)} \tag{2.27}$$

La distribution d'une loi normale étant symétrique autour du paramètre ν, les valeurs de l'espérance, du mode et de la médiane sont identiques et valent :

$$\mathrm{MTTF} = t_m = t_{mode} = \mu \tag{2.28}$$

Le tableau 2.5 reprend l'ensemble des fonctions de répartition et de densité de probabilité ainsi que les paramètres de position pour chacune des trois lois de probabilité présentées dans cette section

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

	Loi de Weibull	Loi Gamma	Loi Log-Normale
$f(t)$	$\beta\alpha^{\beta}t^{\beta-1}e^{-(\alpha t)^{\beta}}$	$\frac{\beta^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)}t^{\alpha-1}e^{-\beta t}$	$\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}e^{-(t-\mu)^2/2\tau^2}$
F(t)	$1-e^{-(\alpha t)^{\beta}}$	$\frac{\gamma(\alpha,\beta t)}{\Gamma(\alpha)}$	$\frac{1}{2}\left(1+erf\left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right)$
MTTF	$\frac{1}{\alpha}\Gamma(\frac{1}{\beta}+1)$	$\frac{\alpha}{\beta}$	μ
$Mode$	$\alpha(\frac{\beta-1}{\beta})^{1/\beta}$	$\frac{\alpha-1}{\beta}$	μ
$Mediane$	$\frac{1}{\alpha}(ln2)^{1/\beta}$		μ

TABLEAU 2.5 – Récapitulatif des fonctions de répartition, de densité de probabilité et des paramètres de position des lois Weibull, Gamma et Log-Normale

Méthode d'estimation des paramètres Une fois le choix de la distribution réalisé, il est nécessaire d'en estimer les paramètres afin de modéliser au mieux les résultats expérimentaux. nous proposons ici de présenter la méthode du Maximum de vraisemblance [11, 20, 27] qui sera utiliser dans la suite de cette étude.

Soit X = $(x_1,...,x_n)$ un échantillon de taille n issu d'une loi de probabilité de paramètre θ. La méthode du Maximum de vraisemblance consiste à prendre, comme estimateur de θ, la valeur qui maximise la fonction de vraisemblance :

$$L(x_1...x_n|\theta) = \prod_{i=1}^{n} f(x_i,\theta) \tag{2.29}$$

où f est la densité de la variable X_i de paramètre θ.

En pratique on cherchera à résoudre l'équation :

$$\frac{\partial}{\partial\theta} ln(L(X;\theta)) = 0 \tag{2.30}$$

L'extension au cas d'une loi à plusieurs paramètres $(\theta_1,...,\theta_n)$ consistera a résoudre le systéme d'équations :

$$\frac{\partial}{\partial\theta_j} ln(L(X;\theta)) = 0, j = 1...n \tag{2.31}$$

Test d'adéquation à une loi de probabilité Une fois l'estimation des paramètres de la loi de probabilité réalisée, il convient de vérifier l'adéquation entre la fonction de répartition théorique F(t) ainsi obtenue et la fonction de répartition empirique $F_n(t)$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

provenant des résultats expérimentaux. Autrement dit, on souhaite tester avec un niveau de confiance $1-\alpha$ ($0 \leq \alpha \leq 1$) l'hypothèse :

H_0 : "$F_n = F$" contre l'hypothèse alternative H_1 : "$F_n \neq F$"

Pour ce faire, on mettra en œuvre le test d'adéquation de Kolmogorov-Smirnov [10, 23]. La statistique de test utilisée dans cette méthode est fondée sur la distance entre F et F_n :

$$D = \sup_{t \in R} |F_n(t) - F(t)| \tag{2.32}$$

Si F est la fonction de répartition d'une loi continue, alors la loi de probabilité de D est intrinsèque, autrement dit elle ne dépend pas de F. Cette loi intrinsèque étant tabulée, il est donc possible de déterminer la valeur critique K_n^α telle que :

$$P(D_n < K_n^\alpha) = 1 - \alpha \tag{2.33}$$

L'hypothèse H_0 sera rejetée si la valeur de la statistique D est supérieur à la valeur critique K_n^α. Dans le cas contraire, l'hypothèse est acceptée. Le choix d'une loi de probabilité, l'estimation des paramètres et le test d'adéquation des données au modèle doivent nous permettre de modéliser au mieux les données de temps à défaillance. Cette étape réalisée, nous chercherons à modéliser l'impact des niveaux de contraintes sur la distribution des temps à défaillance.

2.4.4 Modèles d'accélération

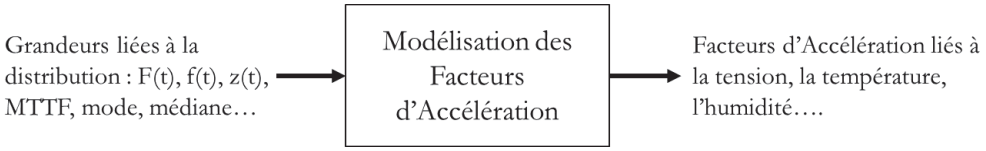

FIGURE 2.4 – Modélisation des facteurs d'accélération

L'interprétation des données obtenues lors de tests de vieillissement accélérés implique de développer des modèles permettant de relier des variables d'accélération ou covariables (température, tension, courant...) aux temps à défaillance mesurés.

Ainsi, cette approche nous permettra d'extrapoler la fiabilité d'un composant dans des conditions nominales d'utilisation à partir des données collectées dans des conditions d'utilisation plus contraignantes.

Considérons $(z_1, z_2, ..., z_p)$ un vecteur de p covariables responsables de l'accélération d'un mécanisme de défaillance. Un des modèles les plus simples et les plus communément utilisés pour exprimer la durée de vie T en fonction d'une covariable est le modèle SAFT pour *Scale Accelerated Failure Time* [12].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

D'après ce modèle, le temps à défaillance sous des conditions d'utilisation accélérantes z_{stress} est lié au temps à défaillance dans des conditions nominales d'utilisation z_u par la relation :

$$\mathrm{T}_{z_u} = \mathrm{T}_{z_{stress}} / \mathrm{AF}(z_{stress}, z_u) \tag{2.34}$$

où T_{z_u} est la variable aléatoire temps à défaillance sous l'environnement nominal d'utilisation z_u et $\mathrm{T}_{z_{stress}}$ la variable aléatoire temps à défaillance sous des conditions accélérantes pour le mécanisme étudié. Le facteur $\mathrm{AF}(z_{stress}, z_u)$ est appelé facteur d'accélération. Il permet de rendre compte de l'évolution du temps à défaillance engendré par le passage des conditions nominales aux conditions accélérées.

Cette relation liant les temps à défaillance peut également s'exprimer au travers des fonctions de répartition et densité de probabilité associées aux temps à défaillance par :

$$\mathrm{F}_u(t) = \mathrm{F}_s(t / \mathrm{AF}(z_{stress}, z_u)) \tag{2.35}$$

$$f_u(t) = \frac{1}{\mathrm{AF}(z_{stress}, z_u)} (f_s(t / \mathrm{AF}(z_{stress}, z_u)) \tag{2.36}$$

Dans la suite de cette section, nous présenterons quelques unes des lois les plus communément employées pour modéliser l'impact des covariables sur la durée de vie des composants au travers des facteurs d'accélérations. Dans un soucis de simplification des notations nous exprimerons ici les facteurs d'accélération comme le rapport entre le temps à défaillance en application, noté T_{app} et celui obtenu dans des conditions accélératrices (T_{stress}). En pratique, puisque les résultats expérimentaux sont obtenus sur une population de composants, il convient de considérer un des paramètres de position associés à la distribution de la variable aléatoire T tels que l'espérance (ou MTTF), le mode ou la médiane. Cette relation pourra prendre la forme :

$$\mathrm{MTTF}_{z_u} = \mathrm{MTTF}_{z_{stress}} / \mathrm{AF}(z_{stress}, z_u) \tag{2.37}$$

Loi d'Arrhenius En 1899, le chimiste suédois Svante August Arrhenius proposa une relation permettant de décrire la variation de la vitesse d'une réaction chimique en fonction de sa température [4] :

$$k = \mathrm{A} e^{\frac{-\mathrm{E_A}}{\mathrm{K_B T}}} \tag{2.38}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

où k est le coefficient de vitesse de la réaction chimique, A est le facteur pré-exponentiel, E_a l'énergie d'activation exprimée en eV , K_B la constante de Boltzmann ($K_B = 8,61.10^{-5} eV/K$) et T la température de la réaction en K.

La défaillance d'un composant électronique peut être considéré comme résultante de nombreuses réactions chimiques dégradants les matériaux. Ainsi cette loi d'Arrhenius est très souvent utilisée pour rendre compte de l'effet de la température sur le temps à défaillance des composants électroniques. On pourra ainsi considérer que le facteur d'accélération entre les températures T_0 et T_1 est donné par le quotient des pseudo-vitesses de réactions chimiques pour ces deux températures :

$$AF(T_0, T_1) = exp\left\{\frac{E_A}{K_B}\left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1}\right)\right\} \tag{2.39}$$

Le paramètre E_A est qualifié de pseudo-énergie d'activation dans les études de fiabilité. En effet il est très rare qu'une seule et même réaction chimique soit à l'origine d'un mécanisme. Il faut donc considérer cette pseudo-énergie d'activation comme une association de plusieurs énergies d'activation provenant de différentes réactions chimiques conduisant à une défaillance.

Loi de Coffin-Manson Certains mécanismes de défaillance peuvent être accélérés par les cycles de température. En effet la différence de température peut être à l'origine de phénomènes d'expansion et de contraction des matériaux générant ainsi des contraintes mécaniques. Le modèle le plus largement utilisé pour expliquer l'impact de l'amplitude des cycles thermiques sur le nombre de cycles à défaillance, noté N, est la relation de Coffin-Manson [9, 16] :

$$N = \frac{\delta}{(\Delta temp)^{\beta_1}} \tag{2.40}$$

Avec $\Delta temp$ l'amplitude des cycles de température en K, δ et β_1 des paramètres dépendant des propriétés des matériaux.

Considérons N la variable représentant le nombre de cycles à défaillance. Le facteur d'accélération entre les conditions d'amplitude de température accélérées ($\Delta temp_{test}$) et l'amplitude des cycles dans des conditions nominales d'application ($\Delta temp_{app}$) est donné par :

$$AF(\Delta temp_{test}, \Delta temp_{app}) = \frac{N(\Delta temp_{app})}{N(\Delta temp_{test})} = \left(\frac{\Delta temp_{test}}{\Delta temp_{app}}\right)^{\beta_1} \tag{2.41}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Des résultats expérimentaux ont également mis en évidence l'impact de la valeur maximale de température ($temp_{max}$) et de la fréquence des cycles de température (freq) sur le nombre de cycle à défaillance. Ces constations empiriques ont conduit au développement d'une extension de la loi de Coffin-Manson sous la forme :

$$N = \frac{\delta}{(\Delta temp)^{\beta_1}} \times \frac{1}{(freq)^{\beta_2}} \times exp(\frac{E_A}{k_B.temp_{max}}) \tag{2.42}$$

Accélération en tension L'augmentation de la tension aux bornes du composant ou du champ électrique interne résultant est une méthode communément employée pour accélérer le vieillissement des composants électroniques. La présence de cette contrainte en tension peut avoir pour effet la création de défauts dans les matériaux diélectriques entraînant la perte de leur propriété isolante et donc l'apparition d'une défaillance à plus court terme.

Une loi en "puissance inverse" est très souvent utilisée pour modéliser l'impact d'une contrainte en tension sur la durée de vie des composants. Considérons V_{stress} la tension appliquée sur le composant dans des conditions de test et V_{app} la tension nominale en application. La durée de vie dans des conditions applicatives est donnée par :

$$T_{app} = T_{stress} \times AF(V_{stress}, V_{app}) = T_{stress} \times \left(\frac{V_{stress}}{V_{app}}\right)^{-\beta} \tag{2.43}$$

2.4.5 Limitations

Dans la plus part des rapports de fiabilité fournis par les fabricants de composants commerciaux, il apparaît qu'aucune défaillance ne survient au cours des tests de vieillissement menés sur plusieurs centaines d'heures. Cependant l'absence de défaillance, même après 1000 heures de tests, ne préjuge en aucun cas de la fiabilité de ce même composant après 10 000 heures de fonctionnement. Lorsque ce cas de figure se présente, il est donc nécessaire de mettre en œuvre d'autres approches afin de mener à bien une étude quantitative de la fiabilité, même en l'absence d'information sur le temps à défaillance de ces composants.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

2.5 Utilisation des données de dégradation

Si l'on met de côté les mécanismes aléatoires, la plupart des défaillances sont le fruit d'un phénomène de dégradation et de mécanismes d'usure. Nous considérerons donc ici le cas où une défaillance peut être caractérisée en terme de niveau de dégradation atteint par un ou plusieurs paramètres du composant étudié. Un exemple historique de l'utilisation de ce type d'approche concerne l'évaluation de la fiabilité des résistances à films de carbone [31, 33]. En effet, ces composants peut être considérés comme défaillant dès lors que leur résistivité augmente pour atteindre un niveau jugé comme inacceptable par rapport à la valeur initialement mesurée. Ce type de défaillance peut être qualifié de "doux" dans le sens où les composants sont toujours fonctionnels mais présentent un niveau de performance incompatible avec la réalisation de leur fonction.

De fait, la méthode décrite par la figure 2.2 doit être en partie modifier pour permettre la prise en compte de ce nouveau type de donnée. Cette nouvelle approche fondée sur les données de dégradations est connue sous le nom de *Accelerated Degradation Test* par opposition à la méthode *Accelerated Lifetime Test* décrite précédemment. Comme on pourra le constater en observant la figure 2.5, il est nécessaire de passer par une étape préliminaire de modélisation des données de dégradation, observées au cours des tests accélérés. Une fois le modèle choisi et ses paramètres estimés, il convient de réaliser une estimation de la distribution du premier temps d'atteinte d'un seuil de dégradation [21]. Ce temps d'atteinte pourra dès lors être comme un pseudo temps à défaillance.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

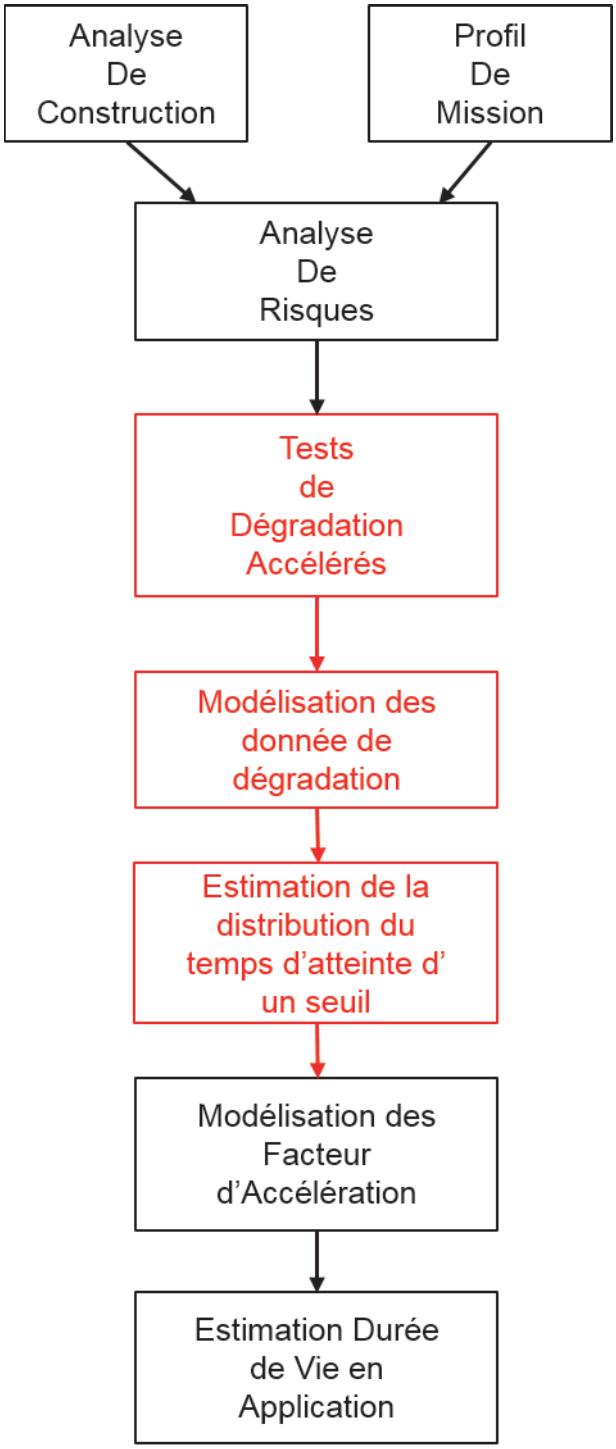

FIGURE 2.5 – Illustration de la méthode d'estimation de la fiabilité à partir des données de dégradation ou *Accelerated Degradation Tests*

De nombreuses méthodes statistiques ont été développées, ces dernières années, afin de permettre une analyse quantitative de la fiabilité à partir des données de dégradation issus de tests de vieillissement accélérés [29]. Dans cette section nous pré-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

senterons deux approches : une première fondée sur un modèle de régression connu sous le nom de *General Degradation Paths model* [8, 15, 17, 22, 24] et une approche probabiliste mettant en œuvre des processus stochastiques [5, 19, 28, 32, 34].

2.5.1 *General Degradation Paths Model*

Cette première approche consiste à considérer les trajectoires de dégradation de chacun des n-composants testés. La dégradation du i-ème composant, mesurée à l'instant t_{ij} peut être modélisée par la fonction $D(t,\beta_i)$ où $\beta = (\beta_1,...,\beta_k)$ est un vecteur de paramètres à laquelle s'ajoute un terme lié à l'erreur de mesure ϵ :

$$y_{ij} = D(t_{ij},\beta_i) + \epsilon_{ij}, 1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq m_i \tag{2.44}$$

La fonction D peut avoir une forme analytique ou être inconnue. Dans ce dernier cas des techniques de régression non-paramétrique doivent être mises en œuvre. S'il existe une forme paramétrique pour la fonction D, il est nécessaire d'estimer les valeurs du jeu de paramètres $\beta = (\beta_1,...,\beta_k)$ afin de caractériser complètement la dégradation.

Dans la plupart des cas pratiques, les composants testés se dégradent de manière similaire mais suivant des trajectoires sensiblement différentes. Cette variabilité d'un composant à l'autre est prise en compte en considérant le jeu de paramètres β comme étant un vecteur de variables aléatoires auquel on associe une loi de probabilité. Afin de compléter ce modèle, il est également possible de définir, si nécessaire, un paramètre λ commun à tous les composants testés.

On obtient, dès lors, une modélisation connue sous le nom de *General degradation path model* et qui s'exprime par :

$$y_{ij} = D(t_{ij};\lambda,\beta_i) + \epsilon_{ij}, 1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq m_i \tag{2.45}$$

La proportion de composants défaillants à l'instant t correspond ici à la proportion de composants dont la trajectoire de dégradation a dépassée le seuil critique D_f à l'instant t. Ainsi, on définira la fonction de répartition de la variable temps à défaillance T par :

$$F_T(t) = P(T \leq t) = P[D(t;\lambda;\beta) \geq D_f] \tag{2.46}$$

Dans le cas simple où la distribution associée au paramètre β est connue, il est possible d'exprimer la fonction $F_T(t)$ sous une forme analytique. En revanche, dans le cas où la fonction $D(t;\lambda,\beta)$ prend une forme non-linéaire et que le modèle contient

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

plus d'un paramètre aléatoire, l'expression de $F_T(t)$ devient sensiblement plus complexe. Pour estimer cette fonction il est nécessaire de mettre en œuvre des outils numériques du type simulation de Monte-Carlo .

2.5.2 Modélisation par un processus stochastique

Le caractère variable des trajectoires de dégradation observées pour un lot de composants soumis aux mêmes contraintes environnementales, pousse à considérer ces phénomènes comme des processus aléatoires.

Un processus stochastique ou fonction aléatoire modélise l'évolution d'une variable aléatoire discrète ou à temps continu. Dès lors l'utilisation de tel processus apparaît comme pertinente en vue de la modélisation de la dégradation des composants électroniques. Il existe dans la littérature deux grandes familles de modèles à même de décrire l'évolution de la dégradation d'un composant.

La première, connue sous le nom de modèles multi-états, suppose qu'il existe un ensemble fini d'états pouvant être pris par le composant, chacun d'entre eux correspondant à un niveau de dégradation.

La deuxième approche, qui retiendra notre attention dans la suite de cette étude, propose de modéliser l'évolution temporelle d'une grandeur représentant le niveau de dégradation d'un composant. Pour ce faire on utilisera un processus stochastique à trajectoires monotones en moyenne. Les modèles les plus couramment utilisés sont le mouvement Brownien et les processus de Lévy croissant dont l'un des plus utilisés dans le domaine de la fiabilité est le processus Gamma. C'est à ce dernier processus que nous allons limiter notre étude pour des motifs qui seront précisés plus loin dans ce manuscrit.

Processus Gamma L'utilisation d'un processus Gamma dans le domaine de la fiabilité a été introduit pour la première fois en 1975 par Abdel-Hameed [1] afin de modéliser une accumulation monotone de dommage au cours du temps. On trouvera dans la figure 2.6 une illustration de la dégradation d'un composant suivant un processus Gamma.

Ainsi on considère que le processus $(X_t)_{t\geq 0}$, représentant le niveau de dégradation d'un composant au cours du temps, est un processus Gamma si et seulement si :

1. $X_0 = 0$,
2. pour tout $n > 1$ et tout $0 \leq t_1 < t2 < ... < t_n$, les accroissements $X_{t_1}, X_{t_2} - X_{t_1}, ..., X_{t_n} - X_{t_{n-1}}$ sont indépendants,
3. $\forall i > 0, t > 0, \Delta X_t = X_{t_i} - X_{t_{i-1}}$ admet la loi $\Gamma(u, v_{t_i} - v_{t_{i-1}})$ où v est une fonction monotone et croissante et $u \in \mathbb{R}_+^*$.

X_t suit donc une loi $\Gamma(u, v_t)$ de densité $f(x; u, v_t)$ définie par :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$f(x;u,\nu_t) = \frac{u^{\nu_t} x^{\nu_t - 1} e^{-ux}}{\Gamma(\nu_t)}, \forall\, t > 0 \tag{2.47}$$

L'espérance d'un tel processus est égale à :

$$\mathrm{E(X)} = \frac{\nu_t}{u} \tag{2.48}$$

et sa variance est donnée par :

$$\mathrm{Var(X)} = \frac{\nu_t}{u^2} \tag{2.49}$$

Le processus Gamma est largement utilisé dans la littérature pour modéliser les phénomènes de vieillissement continus et progressifs, car il s'agit d'un processus à espace d'états continu et à accroissements positifs. Un phénomène ainsi modélisé ne peut pas présenter de réversibilité ce qui est souvent le cas des processus de vieillissement. Ainsi ce processus a été utilisé initialement pour modéliser les phénomènes de fissuration du béton dans les ouvrages d'art [6, 7, 36]. Le processus Gamma se distingue également par la simplicité des expressions analytiques de l'évolution moyenne des dégradations et de leurs variances ce qui a contribué à éteindre son utilisation. En pratique, la plupart des applications, en lien avec la fiabilité et qui mettent en œuvre des processus Gamma, concernent la modélisation des phénomènes de dégradation en vue d'une optimisation des actions de maintenance [35, 37].

Pour notre cas d'étude, nous établirons un modèle de dégradation de la tension de seuil qui est comme nous le verrons un paramètre spécifique du composant MOSFET. A partir de ce modèle, nous étudierons la loi de probabilité associée au premier temps d'atteinte, noté $\mathrm{T}_{\mathrm{X}}^{c}$, d'un seuil de dégradation, $c > 0$, qui s'exprime :

$$\mathrm{T}_{\mathrm{X}}^{c} = \inf\{t > 0; \mathrm{X}_t > c\} \tag{2.50}$$

La fonction de répartition du premier temps d'atteinte d'un seuil par un processus Gamma est donnée par :

$$\mathrm{F}_{\mathrm{T}_{\mathrm{X}}^{c}}(t) = \frac{\Gamma(\nu_t, cu)}{\Gamma(\nu_t)} \tag{2.51}$$

Avec $\Gamma(\nu_t, cu)$ est la fonction Gamma incomplète (supérieure) telle que $\Gamma(\nu_t, cu) = \int_{t=cu}^{+\infty} t^{cu-1} e^{-t}\, dt$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

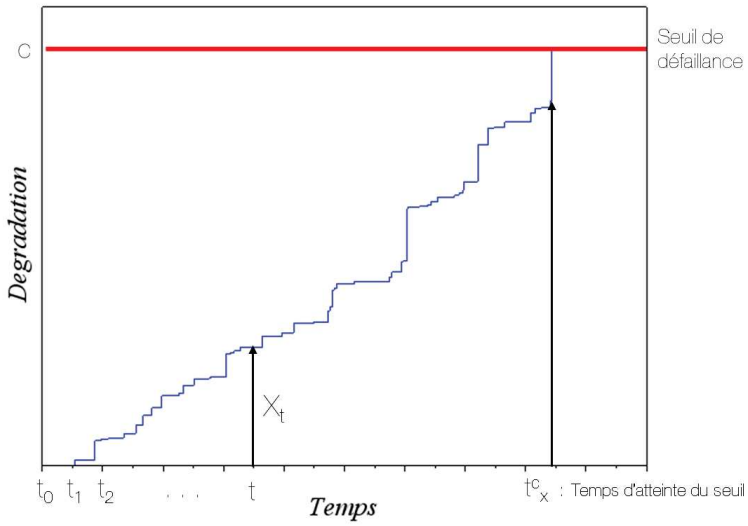

FIGURE 2.6 – Illustration de la dégradation d'un bien selon un processus gamma

2.6 Conclusion

Dans un environnement de fortes contraintes liées à la sécurité des vols, l'estimation de la fiabilité des équipements électroniques est un élément très important dans le cycle de développement d'un produit.

Depuis de nombreuses années maintenant, des guides d'estimation de la fiabilité des composants électroniques existent. Ces guides sont une aide précieuse dans le travail des ingénieurs "fiabilistes". Cependant, ces outils ne permettent pas de prendre en considération les défaillances liées aux phénomènes d'usure des composants. Au regard des problématiques soulevées par les nouvelles technologies de composant en carbure de silicium, cette incapacité apparaît comme limitative.

Nous avons proposé une méthode reposant sur le développement de modèles de facteurs d'accélération pour estimer le temps à défaillance d'un composant dans des conditions d'utilisations. Cette modélisation de la dégradation est obtenue à partir de données de durée de vie construits sur la base de tests de vieillissement accélérés.

Une extension de cette approche au cas où les données de temps à défaillance ne peuvent pas être obtenues dans des conditions accélérées a également été présenté. En effet certains composants peuvent être trop fiables ou trop onéreux pour être amenés à défaillance au cours de tests accélérés. Ainsi par l'analyse des données de dégradations (*Accelerated Degradation tests*) de composants sous tests accélérés, une estimation de fiabilité peut être déterminé même en l'absence de défaillance durant la mise en œuvre du test..

Les composants MOSFETs SiC, qui sont le sujet de cette étude, peuvent être sujet

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

à des phénomènes de vieillissement comme cela a été décrit dans le chapitre précédent. Il est donc nécessaire de pouvoir estimer *a priori* la durée de vie de ces composants pour une application donnée. Dans la suite de ce manuscrit nous étudierons le plus exhaustivement possible la durée de vie de ces composants au sein d'un équipement connu sous le nom de *Solid State Power Controller*.

Références

[1] ABDEL-HAMEED, M. 1975, «A gamma wear process», *Reliability, IEEE Transactions on*, vol. R-24, nº 2, doi :10.1109/TR.1975.5215123, p. 152–153, ISSN 0018-9529. 67

[2] ABRAMOWITZ, M. et I. A. STEGUN. 1964, *Handbook of mathematical functions : with formulas, graphs, and mathematical tables*, 55, Courier Corporation. 56

[3] AFNOR NF-EN 13306 X60-319 . 2010, «Terminologie de la maintenance», . 43

[4] ARRHENIUS, S. 1889, «On the reaction velocity of the inversion of cane sugar by acids», *J. Phys. Chem*, vol. 4, p. 226. 61

[5] BORDES, L., C. PAROISSIN et A. SALAMI. 2010, «Combining gamma and brownian processes for degradation modeling in presence of explanatory variables», *Soumis pour publication*. 66

[6] ÇINLAR, E. 1980, «On a generalization of gamma processes», *Journal of Applied Probability*, p. 467–480. 68

[7] CINLAR, E., E. OSMAN et Z. P. BAZANT. 1977, «Stochastic process for extrapolating concrete creep», *Journal of the Engineering Mechanics Division*, vol. 103, nº 6, p. 1069–1088. 68

[8] CRK, V. 2000, «Reliability assessment from degradation data», dans *Reliability and Maintainability Symposium, 2000. Proceedings. Annual*, IEEE, p. 155–161. 66

[9] CUI, H. 2005, «Accelerated temperature cycle test and Coffin-Manson model for electronic packaging», dans *Reliability and Maintainability Symposium, 2005. Proceedings. Annual*, p. 556–560. 62

[10] DARLING, D. A. 1957, «The kolmogorov-smirnov, cramer-von mises tests», *The Annals of Mathematical Statistics*, p. 823–838. 60

[11] DAVIDSON, R. et J. G. MACKINNON. 1993, «Estimation and inference in econometrics», *OUP Catalogue*. 59

[12] ESCOBAR, L. A. et W. Q. MEEKER. 2006, «A review of accelerated test models», *Statistical Science*, p. 552–577. 60

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[13] FIDES. 2004, «Edition a,"méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques"», cahier de recherche, DGADM/STTC/CO/477-A. 47

[14] FOUCHER, B., J. BOULLIE, B. MESLET et D. DAS. 2002, «A review of reliability prediction methods for electronic devices», *Microelectronics reliability*, vol. 42, nº 8, p. 1155–1162. 49

[15] FREITAS, M. A., E. A. COLOSIMO, T. R. D. SANTOS et M. C. PIRES. 2010, «Reliability assessment using degradation models : Bayesian and classical approaches», *Pesquisa Operacional*, vol. 30, nº 1, p. 194–219. 66

[16] GEKTIN, V., A. BAR-COHEN et J. AMES. 1997, «Coffin-Manson fatigue model of underfilled flip-chips», *Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part A, IEEE Transactions on*, vol. 20, nº 3, p. 317–326. 62

[17] GORJIAN, N., L. MA, M. MITTINTY, P. YARLAGADDA et Y. SUN. 2010, «A review on degradation models in reliability analysis», dans *Engineering Asset Lifecycle Management*, Springer, p. 369–384. 66

[18] JAIS, C., B. WERNER et D. DAS. 2013, «Reliability predictions-continued reliance on a misleading approach», dans *Reliability and Maintainability Symposium (RAMS), 2013 Proceedings-Annual*, IEEE, p. 1–6. 49

[19] KHAROUFEH, J. P. et S. M. COX. 2005, «Stochastic models for degradation-based reliability», *IIE Transactions*, vol. 37, nº 6, p. 533–542. 66

[20] LAWLESS, J. F. 2011, *Statistical models and methods for lifetime data*, vol. 362, John Wiley & Sons. 59

[21] LEE, M.-L. T. et G. A. WHITMORE. 2004, «First hitting time models for lifetime data», *Handbook of statistics*, vol. 23, p. 537–543. 64

[22] LU, C. J. et W. O. MEEKER. 1993, «Using degradation measures to estimate a time-to-failure distribution», *Technometrics*, vol. 35, nº 2, p. 161–174. 66

[23] MASSEY JR, F. J. 1951, «The kolmogorov-smirnov test for goodness of fit», *Journal of the American statistical Association*, vol. 46, nº 253, p. 68–78. 60

[24] MEEKER, W. Q., L. A. ESCOBAR et C. J. LU. 1998, «Accelerated degradation tests : modeling and analysis», *Technometrics*, vol. 40, nº 2, p. 89–99. 66

[25] MIL-HDBK-217F. 1995, «Reliability prediction of electronic equipment», cahier de recherche. x, 47, 49

[26] MIL-PRF-19500P. 2010, «Performance specification : Semiconductor devices, general specification for», cahier de recherche. 49

[27] NELSON, W. B. 2005, *Applied life data analysis*, vol. 577, John Wiley & Sons. 59

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[28] PARK, C. et W. J. PADGETT. 2006, «Stochastic degradation models with several accelerating variables», *Reliability, IEEE Transactions on*, vol. 55, nº 2, p. 379–390. 66

[29] PARK, J. I. et S. J. BAE. 2010, «Direct prediction methods on lifetime distribution of organic light-emitting diodes from accelerated degradation tests», *Reliability, IEEE Transactions on*, vol. 59, nº 1, p. 74–90. 65

[30] PECHT, M. et W.-C. KANG. 1988, «A critique of MIL-HDBK-217E reliability prediction methods», *Reliability, IEEE Transactions on*, vol. 37, nº 5, p. 453–457. 49

[31] SHIOMI, H. et T. YANAGISAWA. 1979, «On distribution parameter during accelerated life test for a carbon film resistor», *Bulletin of the Electrotechnical Laboratory*, vol. 43, p. 330–345. 64

[32] SINGPURWALLA, N. D. 1995, «Survival in dynamic environments», *Statistical Science*, p. 86–103. 66

[33] SUZUKI, K., K. MAKI et S. YOKOGAWA. 1993, «An analysis of degradation data of a carbon film and properties of the estimators», *Statistical Sciences and Data Analysis*, p. 501–511. 64

[34] TSENG, S.-T. et C.-Y. PENG. 2007, «Stochastic diffusion modeling of degradation data», *Journal of Data Science*, vol. 5, nº 3, p. 315–333. 66

[35] VAN NOORTWIJK, J. 2009, «A survey of the application of gamma processes in maintenance», *Reliability Engineering & System Safety*, vol. 94, nº 1, p. 2–21. 68

[36] VAN NOORTWIJK, J., M. KALLEN et M. PANDEY. 2005, «Gamma processes for time-dependent reliability of structures», *Advances in safety and reliability, proceedings of ESREL*, p. 1457–1464. 68

[37] WANG, W., P. SCARF et M. SMITH. 2000, «On the application of a model of condition-based maintenance», *Journal of the Operational Research Society*, p. 1218–1227. 68

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 3

Étude de la durée de vie a priori d'un MOSFET SiC pour une application SSPC

Sommaire

3.1 Introduction 74
3.2 Cadre de l'étude : Solid State Power Controller 74
3.3 Analyse de risque 77
3.3.1 Analyse de construction 77
3.3.2 Profils de mission 80
3.4 Analyse de la fiabilité liée au mécanisme de TDDB 82
3.4.1 Protocole expérimental 82
3.4.2 Modélisation de la distribution des temps à défaillance 85
3.4.3 Extraction des facteurs d'accélération 94
3.4.4 Extrapolation à des conditions normales d'application 98
3.5 Analyse de la fiabilité liée au mécanisme d'instabilité de la tension de seuil 101
3.5.1 Protocole expérimental 102
3.5.2 Résultats expérimentaux 105
3.5.3 Modélisation de la dégradation 108
3.5.4 Estimation du temps d'atteinte d'un seuil 111
3.5.5 Extraction des facteurs d'accélération 114
3.5.6 Extrapolation aux conditions d'utilisation 116
3.6 Conclusion 117

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.1 Introduction

L'estimation de la fiabilité des équipements électroniques est un pré-requis à leur utilisation dans des applications commerciales. Pour ce faire une connaissance, la plus précise possible, de la durée de vie des composants embarqués dans ces équipements est nécessaire. En effet, il est communément admis que la phase de vieillissement des composants électroniques, durant laquelle le taux de défaillance croît avec le temps, peut se situer longtemps après la durée de mission attendue pour ces équipements. C'est cette hypothèse qui permet, par exemple, de justifier l'utilisation d'un taux de défaillance constant lors d'une analyse de fiabilité au niveau d'un équipement.

Actuellement, la faible maturité des composants en carbure de silicium et des MOSFETs en particulier, ne permet d'avoir un retour d'expérience suffisant pour corroborer cette hypothèse. Dès lors, il apparaît que la méthodologie fondée sur des tests de vieillissement accélérés, telle qu'elle a été décrite dans le chapitre 2, est la mieux adaptée à l'observation, dans un délai raisonnablement court, de phénomènes de défaillance. Les temps à défaillance ainsi mesurés permettront d'estimer une durée de vie du composant utilisé dans des conditions normales d'application. Il sera ainsi possible de vérifier ou pas l'hypothèse du taux de défaillance constant.

Notre analyse s'attachera à étudier les phénomènes de vieillissement faisant courir un risque pour la fiabilité de ces composants dans le cadre de cette application typique de l'aéronautique. Elles nous permettront de proposer des modèles de durée de vie pour chacun des mécanismes étudiés.

3.2 Cadre de l'étude : Solid State Power Controller

Comme dans toute installation électrique, il est nécessaire d'installer, dans le cœur électrique de l'avion, des disjoncteurs afin de protéger les réseaux électriques contre d'éventuelles surintensités.

Une des conséquences les plus immédiates de l'électrification des aéronefs a été le remplacement des disjoncteurs jusqu'alors thermomécaniques par des disjoncteurs électriques utilisant des transistors de puissance (GTO, IGBT, MOSFET, JFET, ...) en tant que relais statiques. La mise en œuvre de disjoncteurs à relais statiques, connus sous le nom de Solid State Power Controler (SSPC), a permis de répondre à un certain nombre de limitations des disjoncteurs mécaniques :

— leur masse ;

— la complexité de leur câblage ;

— leur réarmement manuel.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Un SSPC est un équipement placé en tête des charges afin de protéger le circuit de potentiels défauts de type surintensité. La protection est assurée par l'ouverture de la ligne en défaut par la mise à l'état bloqué d'un transistor de puissance. Cette ouverture du circuit se produit lorsque l'énergie dissipée, exprimée par i^2t, dépasse un seuil critique. i correspondant au courant efficace traversant le circuit et t au temps avant ouverture du circuit. La figure 3.1 présente une courbe classique du sur-courant admissible dans la ligne en fonction du temps. Tant que la valeur de i^2t mesurée reste en dessous de cette courbe le SSPC reste fermé. Au-dessus de cette courbe le relais statique passe à l'état bloqué afin d'ouvrir le circuit.

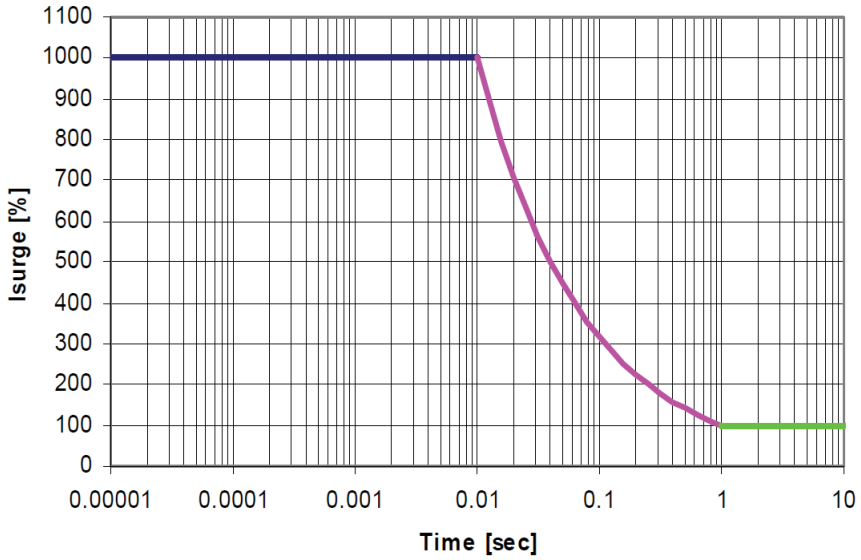

FIGURE 3.1 – Courbe i^2t typique pour un SSPC [2]

Comme cela est décrit dans la figure 3.2, la mesure du courant dans le circuit est obtenue en mesurant la chute de tension aux bornes d'une résistance de "shunt". La valeur de i^2t ainsi calculée est comparée à une valeur de référence. Le dépassement de cette valeur de référence entraîne la génération par le contrôleur d'un signal logique envoyé vers le driver du transistor de puissance, ce qui a pour conséquence "l'ouverture" du relais statique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

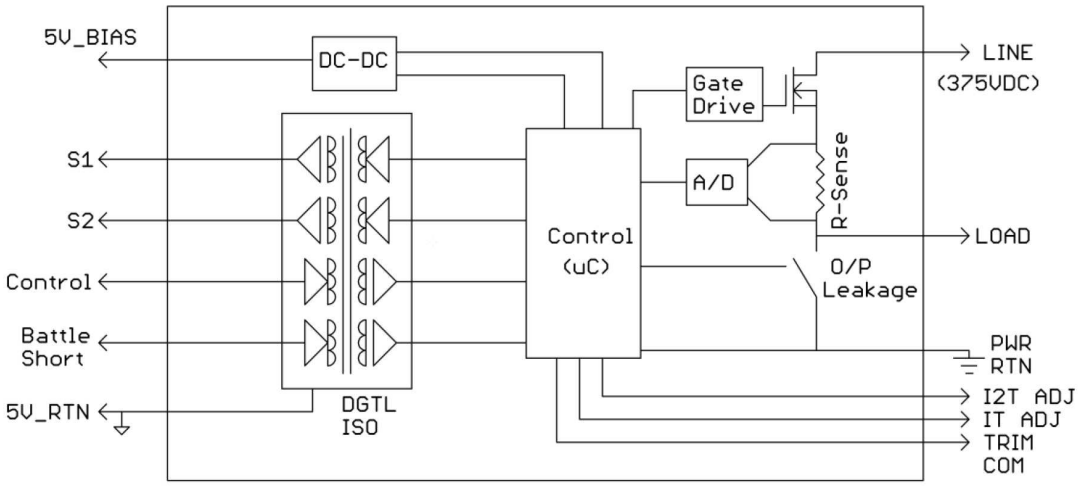

FIGURE 3.2 – Schéma de principe d'un disjoncteur à relais statique

Aujourd'hui, le marché des SSPC pour des applications aéronautiques se divise en deux grandes gammes de produit. Les premiers, destinés aux réseaux basses tensions continues (28 VDC), sont les plus anciennement utilisés dans les avions commerciaux. Pour ce niveau de tension, les composants MOSFETs en silicium permettent d'assurer des tenues en courant de l'ordre de plusieurs centaines d'ampère. La seconde gamme de produit est, pour sa part, destinée au réseau HVDC (±. 270 VDC). Pour cet autre niveau de tension, les courants admissibles sont limités à quelques dizaines d'ampère de par la masse, la compacité et le prix de tels équipements.

Comme nous l'avons vu précédemment, les propriétés du carbure de silicium en font un matériau de choix pour l'électronique de puissance. De plus, ce type d'applications requiert que le transistor de puissance soit passant pendant la majeure partie de son fonctionnement. La résistance à l'état passant du relais statique est donc un paramètre primordial dans le choix du composant utilisé. Par conséquent, pour le niveau de tension requis par le bus HVDC d'un avion commercial, les MOSFETs SiC apparaissent comme une excellente alternative au transistor de puissance en silicium de par leur faible résistance à l'état passant et leur vitesse de commutation élevée. D'ores et déjà des projets de recherche visant à développer ce type d'équipement ont été lancés, ce qui a donné lieu à la publication de résultats préliminaires [1, 3, 6].

Les propriétés électriques couplées aux performances thermiques des composants en carbure de silicium laissent à penser que les SSPCs utilisant des MOSFET SiC comme relais statiques devraient prochainement faire leur apparition sur le marché. Néanmoins avant d'envisager une quelconque utilisation de composant SiC dans une application SSPC, il est absolument nécessaire de s'interroger sur la fiabilité à long terme de ce type de composant dans les conditions d'utilisations propres à l'aéronautique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.3 Analyse de risque

La première étape d'une étude de fiabilité d'un composant électronique passe par une analyse des risques propres à la technologie du composant et aux conditions dans lesquelles il sera utilisé. Cette définition préalable de la structure du composant et du profil de mission doit permettre une sélection des mécanismes de défaillances potentiellement critiques.

3.3.1 Analyse de construction

Le composant qui a été choisi pour cette étude est un MOSFET de puissance en carbure de silicium faisant partie de la première génération des composants commerciaux. Il s'agit d'un composant 1200V/10A dans un boîtier plastique TO-247 (fig. 3.3).

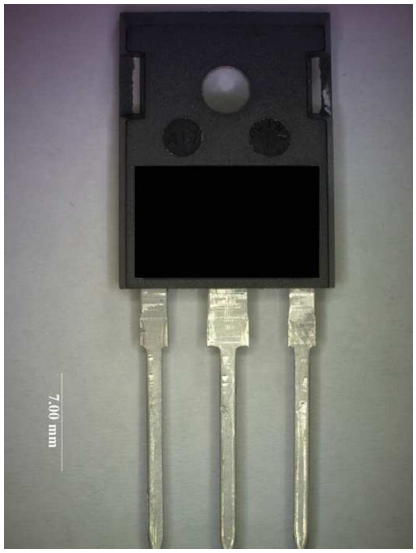

FIGURE 3.3 – Composant MOSFET 4H-SiC de $1^{ére}$ génération dans un boîtier TO-247

Les principaux paramètres électriques et thermiques de ce composant sont regroupés dans le tableau 3.1.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Désignation	Valeurs Maximales
V_{DS}	1200 V
$I_{D_{max}}$	24 A
V_{GS}	-5 V...+25 V
$R_{DS,On}$	160 $m\Omega$
$T_{J_{max}}$	+135 ^{o}C
V_{th}	1,8 V (T_j=135 c,I_D= 0,5 mA)

TABLEAU 3.1 – Principaux paramètres électriques et thermiques du composant étudié

Afin d'aller plus loin dans l'analyse de la structure du composant une observation au Microscope à Balayage électronique (MEB) a été réalisée. La figure 3.4 présente une vue large de la section du composant dans laquelle on peut observer un certain nombre de cellules élémentaires reliées en série.

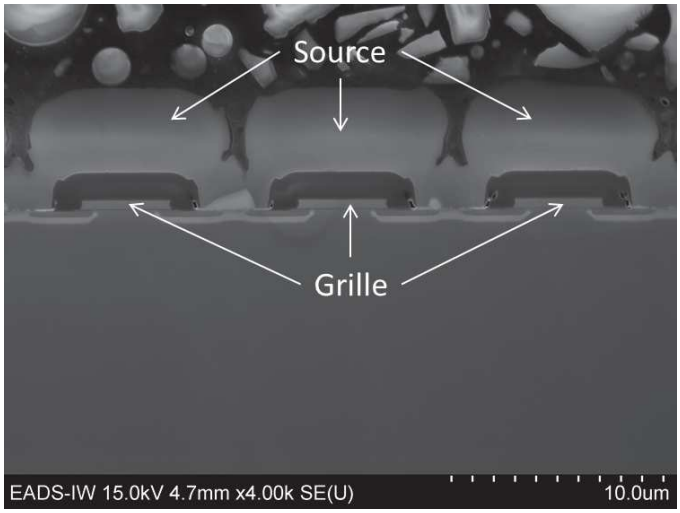

FIGURE 3.4 – Observation au Microscope à Balayage Électronique (MEB) de plusieurs cellules élémentaires de VDMOS 4H-SiC

Une vue centrée sur une cellule élémentaire (fig.3.5) permet de constater que le choix du fabricant s'est porté sur une structure DMOSEFT à grille "planar". Comme nous l'avons décrit dans le chapitre 1, d'autres géométries de grille existent notamment les grilles en tranchées. Cette différence de structure n'a pas d'impact sur l'existence des mécanismes de défaillance que nous avons préalablement décrits mais pourrait néanmoins influer sur l'intensité de ces phénomènes.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

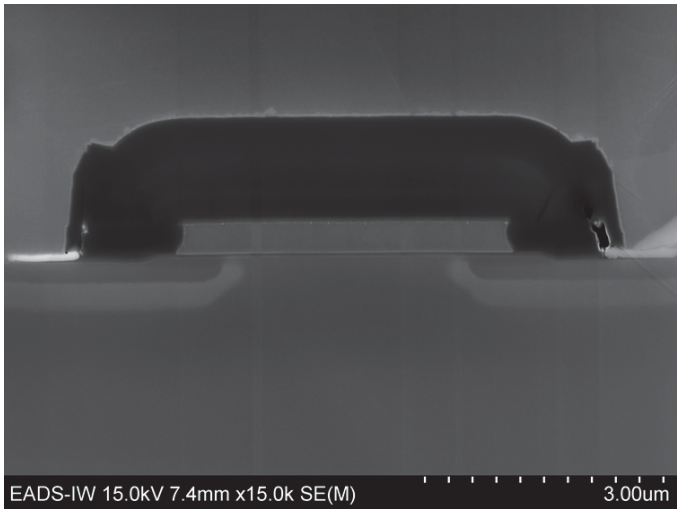

FIGURE 3.5 – Observation au Microscope à Balayage Électronique (MEB) d'une cellule élémentaire de VDMOS 4H-SiC

L'observation au MEB de la structure a permis de mesurer l'épaisseur de l'oxyde de grille, ici $t_{OX} = 63nm$ (fig. 3.6). Cette dimension du composant est une donnée d'entrée pour définir les conditions de test car elle permettra d'estimer le champ électrique dans l'oxyde par la relation :

$$E_{OX} \sim \frac{V_{GS}}{t_{OX}} \tag{3.1}$$

Où E_{OX} est le champ électrique dans l'oxyde et V_{GS} la tension entre la grille et la source du composant.

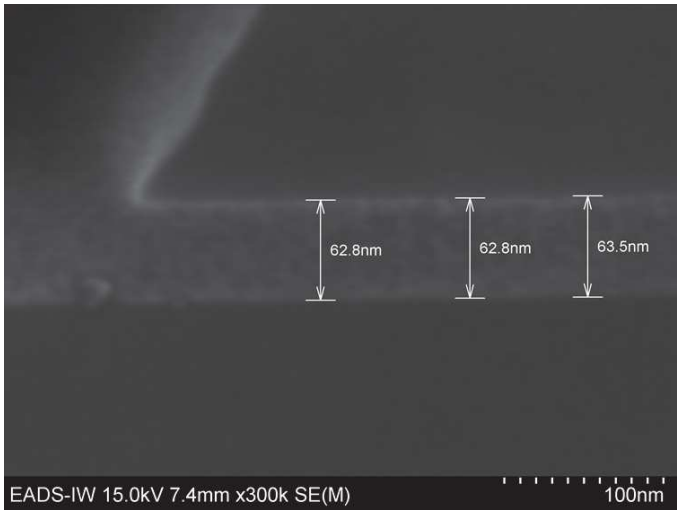

FIGURE 3.6 – Mesure de l'épaisseur de l'oxyde de grille (t_{OX})

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.3.2 Profils de mission

En pratique pour un composant de puissance "normalement ouvert", tel que le MOSFET, la grille doit être polarisée à un niveau de tension spécifié par la *data-sheet* du composant, afin de rendre le composant pleinement passant au sens du minimum de R_{DSon}. Pour une application de protection type SSPC, la grille du composant est donc polarisée en régime continu tant qu'aucun défaut n'est détecté. Dans la suite de cette étude, la tension entre la grille et la source du composant sera considérée comme constamment égale à V_{GS} = +20V lorsque l'équipement est opérationnel.

Ce mode de fonctionnement a également des implications sur la température de fonctionnement du transistor de puissance. En effet, le courant traversant en continu ce dernier pendant le fonctionnement de l'équipement implique que l'énergie dissipée s'établit dans un régime permanent. Sans préjuger de la valeur de la température du boîtier du composant, qui dépend fortement de la capacité d'extraction des calories par le système de refroidissement associé au SSPC, il est d'ores et déjà possible de considérer la température du composant comme constante.

Aujourd'hui, les développements de SSPC utilisant des composants de puissance en carbure de silicium n'en sont qu'à un stade d'étude préliminaire. Il n'existe donc pas de profil de mission clairement établi pour ce type d'équipement. Néanmoins, tout laisse à penser que les développeurs de ces équipements chercheront à tirer profit des capacités du SiC à fonctionner à haute température, afin de réduire les besoins en terme de refroidissement. Actuellement, les composants disponibles sur le marché voient leurs tenues en température considérablement limitées par la capacité des boîtiers à fonctionner à haute température. Le développement d'encapsulant, de technologies de brasage et de boitier haute température n'étant pas encore proposé commercialement par les fabricants la limite en température de jonction du composant étudié est fixée à 135 °C par le fabricant pour le boîtier TO-247. Il est à noter que cette valeur de température dite de jonction correspond à la température du point le plus chaud à l'intérieur du composant. Dans le cas d'un MOSFET vertical, ce point ce situe sous la grille du composant [9].

C'est donc pour des valeurs de tension de grille, V_{GS} = +20V, et de température de jonction T_j=135 °C que les durées de vie seront estimées. L'ensemble des informations permettant de décrire le profil de mission que nous nous proposons d'étudier sont regroupées dans le tableau ci-dessous.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Désignation	Valeurs Maximales
$V_{DS_{max}}$	440 V pendant 100 ms
$I_{D_{max}}$	10 A
V_{GS}	25 V
T_{amb}	55 °C
$T_{J_{max}}$	+135 °C
durée calendaire de fonctionnement	7000 h/an

TABLEAU 3.2 – Principaux paramètres du profil de mission d'un SSPC installé en bai avionique d'un avion civil moyen-courrier

Les conditions de fonctionnement, laissent à penser que le claquage franc de l'oxyde de grille (TDDB) et l'instabilité de la tension de seuil sont les seuls mécanismes de vieillissement pouvant être critiques pour la fiabilité à long terme du composant. En effet, le mécanisme de reconstruction de la métallisation de source, qui a également été présenté dans le chapitre 1, n'apparaît que sous l'effet de cycle de température lié au passage cyclique du courant dans le composant. Ce type de fonctionnement se retrouve dans les applications de conversion d'énergie.

Par ailleurs, la tenue au cours circuit, inhérente à la fonction de protection des charges, fait l'objet de travaux en cours [8, 15]. Cette aspect de défaillance des MOSFETs SiC dans des applications SSPC ne sera pas traiter ici dans la mesure où il s'agit d'une problématique de robustesse et non pas de fiabilité.

Le tableau 3.3 regroupe les mécanismes de défaillance qui seront étudiés en détail dans la suite de ce chapitre.

Site	Mécanisme	Mode	Effet	Paramètres accélérant
Oxyde de Grille	Time Dependent Dielectric Breakdown	circuit ouvert	Perte de l'alimentation des équipements	Champs électrique (E_{OX}) Température de jonction(T_J)
Oxyde de Grille	Instabilité de la tension de seuil	Dégradation des performances	Augmentation des pertes en conduction	Tension de grille (V_{GS}) Température de jonction(T_J)

TABLEAU 3.3 – Principaux paramètres électriques et thermiques du composant étudié

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.4 Analyse de la fiabilité liée au mécanisme de TDDB

Le modèle général, permettant de décrire le phénomène de claquage d'oxyde de grille, suggère que des porteurs fortement énergétiques sont générés par l'application d'une tension sur la grille du composant. Ces porteurs sont à l'origine de la création de défauts dans l'oxyde. Dès lors que la densité de défauts créés dépasse un seuil critique, un chemin de conduction localisé dans le diélectrique se forme, conduisant à un claquage franc de ce dernier.

D'un point de vue mathématique, le temps à défaillance d'un composant sous l'effet du mécanisme de TDDB, que l'on note t_{BD}, s'exprime par :

$$t_{BD} = k \times \frac{(N_{BD})^{1/m}}{R_G} \times Exp.(\frac{E_A}{k_B T}) \tag{3.2}$$

Où N_{BD} est la densité critique de pièges dans l'oxyde. R_G la vitesse de création des défauts et m le coefficient de non-linéarité de l'évolution temporelle du nombre de pièges. Le terme exponentiel représente la dépendance en température sous la forme d'une loi d'Arrhenius. Enfin, k est une constante de proportionnalité.

Le terme N_{BD} peut être considéré comme indépendant de la tension appliquée sur la grille [4]. Il en résulte donc que seul le terme R_G dépend de la tension V_{GS}. Un grand nombre de modèles a été proposé par différents groupes afin d'expliquer physiquement l'impact de la tension de grille sur le temps à défaillance lié au mécanisme de TDDB [4]. Ces différents modèles sont à l'origine des deux types de dépendance les plus couramment utilisés, qui lient le temps à défaillance au champ électrique dans l'oxyde (E_{OX}) ou à son inverse ($1/E_{OX}$).

Dans cette section nous proposerons donc de modéliser le temps à défaillance en fonction du champ électrique appliqué dans l'oxyde de grille, afin d'en déduire une expression du facteur d'accélération. A partir de l'effet du champ électrique que nous couplerons à celui de la température, un modèle est construit afin de calculer le temps à défaillance en application sur la base des résultats de tests accélérés.

3.4.1 Protocole expérimental

Le principe de cette méthode repose sur l'application d'une tension continue aux bornes d'une structure MOS, tout en maintenant une température fixe au niveau de la puce du composant. Le courant qui traverse cette structure est mesuré jusqu'à ce qu'un claquage survienne.

Les valeurs de tension et de température mises en œuvre pour ces tests, doivent être significativement supérieures à celles normalement rencontrées par le composant, de sorte qu'il soit possible d'obtenir des défaillances dans un temps très court.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

En ce qui concerne le champ électrique, il convient au préalable de réaliser une mesure du courant de grille en fonction du champ électrique afin de définir au mieux la gamme de champs électrique appliquée à l'oxyde de grille au cours du vieillissement et que l'on notera E_{STRESS}. La figure 3.7 permet d'observer les différents régimes de conduction en fonction du champ électrique dans l'oxyde. À bas champ, seul un faible courant de fuite est mesuré. Pour un champ plus élevé, ici supérieur à 7 MV/cm, on observe une augmentation linéaire du courant de grille, ce qui est le signe de la prédominance de l'injection Fowler-Nordheim comme régime de conduction, jusqu'au claquage franc de l'oxyde qui survient ici autour de 11 MV/cm. C'est donc dans cette gamme de champ électrique que doivent être réalisés les tests de vieillissement.

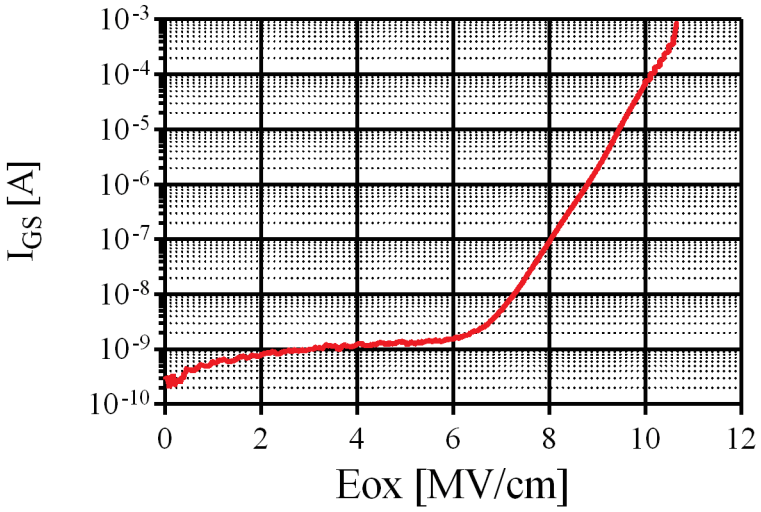

FIGURE 3.7 – Evolution du courant de grille en fonction du champs électrique dans l'oxyde de grille (E_{OX}) pour un MOSFET 4H-SiC

La figure 3.8 présente l'évolution du courant de grille au cours d'un test CVS réalisé à température ambiante sur un MOSFET 4H-SiC commercial. La tension appliquée sur la grille est de 58V et l'épaisseur de l'oxyde de 63nm. On peut donc estimer que le champ électrique appliqué dans l'oxyde est égal à :

$$E_{OX} = \frac{V_{GS}}{t_{OX}} = \frac{58}{63.10^{-9}} = 9,2 MV/cm \tag{3.3}$$

Ce niveau de contrainte correspond à environ 83% de la tension de claquage de la grille du composant. Comme on peut l'observer sur la figure 3.8, le claquage de l'oxyde se caractérise par une augmentation brutale du courant jusqu'au franchissement d'un seuil de courant I_{break} prédéfini. L'instant de franchissement de ce seuil, que l'on note t_{BD}, est considéré comme le temps à défaillance du composant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

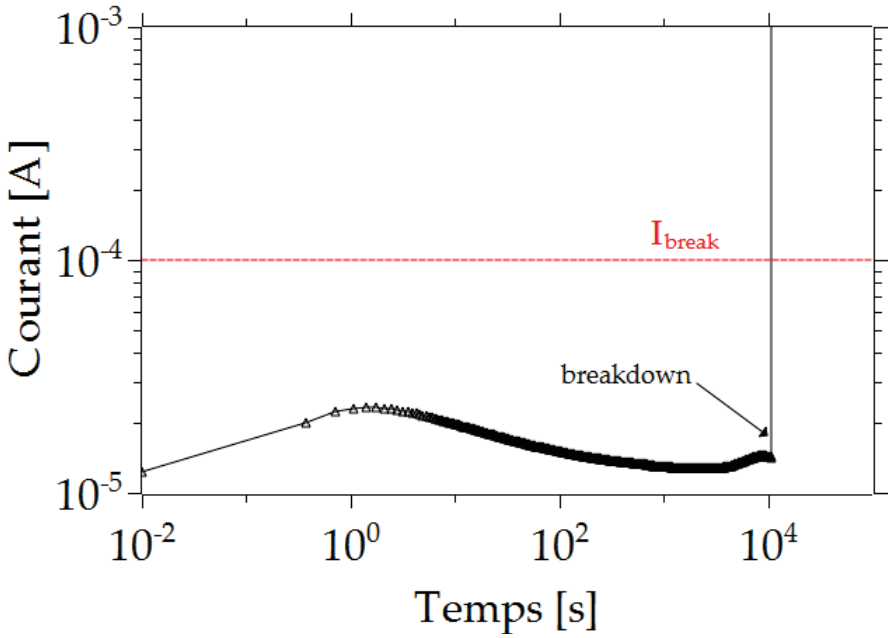

FIGURE 3.8 – Evolusions typique du courant de grille au cours d'un test CVS sur un MOSFET 4H-SiC

Le phénomène de claquage de l'oxyde de grille est un sujet majeur d'étude pour la fiabilité des composants à grille isolée en SiC [10, 16]. Depuis longtemps déjà, ce phénomène a été mis en avant comme un frein potentiel au développement de ce type de composant. Dès lors, il existe dans la littérature pléthore de données expérimentales relatives à des tests CVS, réalisés sur des structures MOS 4H-SiC. Nous avons donc fait le choix de ne pas reproduire ces tests et d'utiliser les données déjà disponibles. Pour ce faire, les résultats expérimentaux obtenus par Yu et al ont été extraits [18]. Pour les besoins de cette étude, des condensateurs MOS ont été fabriqués à partir d'une couche épitaxiée de 4H-SiC dopée n. Une couche d'oxyde SiO_2 de 47 nm a été obtenue par croissance dans une atmosphère N_2O à 1250 ^oC, puis NO à 1150 ^oC. Des tests TDDB de type CVS ont été menés pour 4 températures (375^oC, 300^oC, 275^oC et 225^oC) et 6 valeurs de champ électrique comprises entre 6 MV/cm et 10 MV/cm. Le tableau 3.4 regroupe l'ensemble des conditions de test mené par Yu et utilisés pour notre analyse.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

		E_{OX} [MV/cm]					
		7.66	8.09	8.51	8.72	8.94	9.36
$T_J[^oC]$	225			X			
	275	X	X	X	X	X	X
	300			X			
	375			X			

TABLEAU 3.4 – Conditions des tests réalisés par Yu et al. et utilisés pour l'estimation de la fiabilité

3.4.2 Modélisation de la distribution des temps à défaillance

La première partie de notre étude consistera donc à modéliser au mieux la distribution des temps à défaillance mesurés lors des tests de vieillissement accélérés. Dans la plupart des analyses de fiabilité menées sur les composants électroniques, la loi de Weibull a fait la preuve de sa pertinence pour bon nombre de composant en silicium. Néanmoins, il paraît nécessaire de s'interroger sur le bien-fondé de ce choix pour les composants en carbure de silicium. Dans cette section, nous proposerons donc de modéliser les données par 3 lois de probabilité fréquemment utilisées en fiabilité (Weibull, Gamma, Normale) et de fournir des éléments quantitatifs, afin de permettre un choix raisonné sur la loi de probabilité la plus adaptée à nos données.

Estimation des paramètres d'une loi de probabilité par Maximum de Vraisemblance

L'estimation des paramètres d'une loi de probabilité peut être obtenue par différentes approches dont les plus communément utilisés sont la méthode des moments et la méthode du maximum de vraisemblance. Dans la suite de cette section nous utiliserons cette dernière méthode pour obtenir une estimation des paramètres de ces trois lois de probabilité.

Loi de Weibull L'estimation des paramètres d'une loi de probabilité $(\theta_1, ..., \theta_k), k \geq 1$ s'effectue en en cherchant les valeurs des paramètres $\hat{\theta}i$ qui maximisent la fonction de vraisemblance. Considérons le n-échantillon $(x_1, x_2, ..., x_n) \in \mathbb{R}_+^n$, qui représente l'ensemble des temps à défaillance observés au cours des tests de vieillissement. Afin de modéliser ces données par une loi de Weibull à deux paramètres, la fonction de vraisemblance à maximiser s'écrit :

$$L(x_i;\beta,\eta) = \prod_{i=1}^{n} f(x_i;\beta,\eta) = \prod_{i=1}^{n} \left(\frac{\beta}{\eta}\right)\left(\frac{x_i}{\eta}\right)^{\beta-1} e^{-\left(\frac{x_i}{\eta}\right)^{\beta}} \tag{3.4}$$

Ici β est le paramètre de forme de la distribution et η le paramètre d'échelle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Afin de faciliter les calculs, on cherchera plutôt à maximiser le logarithme de la fonction de vraisemblance Λ :

$$\Lambda = \ln(\mathrm{L}(x_i;\beta,\eta)) = n\ln\left(\frac{\beta}{\eta}\right) + (\beta-1)\sum_{i=1}^{n}\ln(\frac{x_i}{\eta}) - \sum_{i=1}^{n}\left(\frac{x_i}{\eta}\right)^{\beta} \tag{3.5}$$

Trouver les estimateurs $\hat{\beta}$ et $\hat{\eta}$ qui maximisent la fonction de Log-vraisemblance revient donc à résoudre les équations suivantes :

$$\frac{\partial\Lambda}{\partial\beta} = \frac{n}{\beta} - \sum_{i=1}^{n}\left(\frac{x_i}{\eta}\right)^{\beta}\ln\left(\frac{x_i}{\eta}\right) + \sum_{i=1}^{n}\ln\left(\frac{x_i}{\eta}\right) = 0 \tag{3.6}$$

$$\frac{\partial\Lambda}{\partial\eta} = -\frac{n\beta}{\eta} + \frac{\beta}{\eta}\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{x_i}{\eta}\right)^{\beta} = 0 \tag{3.7}$$

Loi Gamma Dans le cas d'une loi Gamma, la fonction de vraisemblance s'écrit :

$$\mathrm{L}(x_i;\alpha,\beta) = \prod_{i=1}^{n} x_i^{\alpha-1} e^{-\beta x_i}\frac{\beta^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)} \tag{3.8}$$

La fonction de Log-Vraisemblance s'exprime alors par :

$$\ln(\mathrm{L}(x_i;\alpha,\beta)) = n(\alpha log(\beta) - log(\Gamma(\alpha)) + (\alpha-1)\sum_{i=1}^{n} log(x_i) - \beta\sum_{i=1}^{n} x_i \tag{3.9}$$

Les dérivées de ln(L) par rapport aux paramètres β et α, sont respectivement données par :

$$\frac{\partial\ln(\mathrm{L})}{\partial\alpha} = n log(\beta) - \psi(\alpha) \tag{3.10}$$

et :

$$\frac{\partial\ln(\mathrm{L})}{\partial\beta} = -\frac{n\alpha}{\beta} + \frac{\alpha}{\beta}\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{x_i}{\beta}\right)^{\alpha} \tag{3.11}$$

les estimateurs $\hat{\alpha}$ et $\hat{\beta}$ sont obtenus en résolvants les équations :

$$\begin{cases} n\ln(\beta) - \psi(\alpha) = 0 \\ -\dfrac{n\alpha}{\beta} + \dfrac{\alpha}{\beta}\displaystyle\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{x_i}{\beta}\right)^{\alpha} = 0 \end{cases} \tag{3.12}$$

Loi Normale Pour une distribution suivant une loi Normale, l'estimation des paramètres peut également se faire par une maximisation de la fonction de vraisemblance :

$$\mathrm{L}(x_i;\mu,\sigma^2) = \prod_{i=1}^{n}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x_i-\mu)^2}{2\sigma^2}} \tag{3.13}$$

Contrairement aux précédentes distributions, il existe une expression analytique simple pour les estimateurs $\hat{\mu}$ et $\hat{\sigma^2}$ d'une telle loi :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\hat{\mu} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n} \tag{3.14}$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \hat{\mu})^2 \tag{3.15}$$

La résolution des équations, décrites ici, nécessite la mise en œuvre d'outils d'optimisation numérique. Pour ce faire, le logiciel Scilab a été utilisé. Le code permettant l'estimation des paramètres est présenté en annexe de ce manuscrit.

Les figures 3.7, 3.9 et 3.10 présentent les fonctions de répartitions empiriques des temps à défaillance observés, et leurs modélisations par des lois de Weibull, Gamma et Normale et ce pour chacune des six conditions de tests.

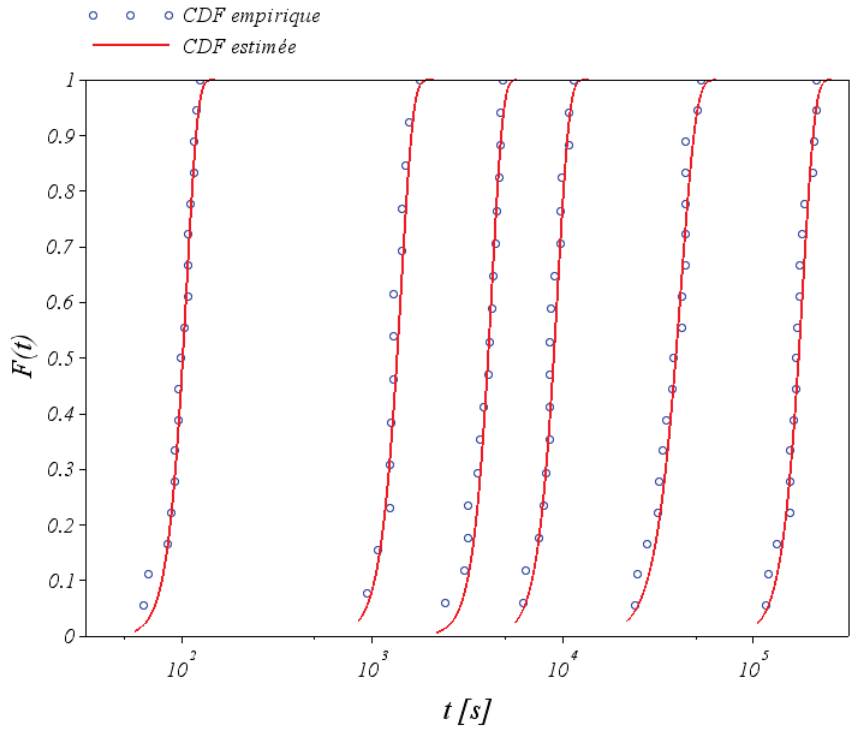

FIGURE 3.9 – Modélisation par une loi de Weibull à deux paramètres de la distribution des temps à défaillance obtenus lors des tests accélérés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

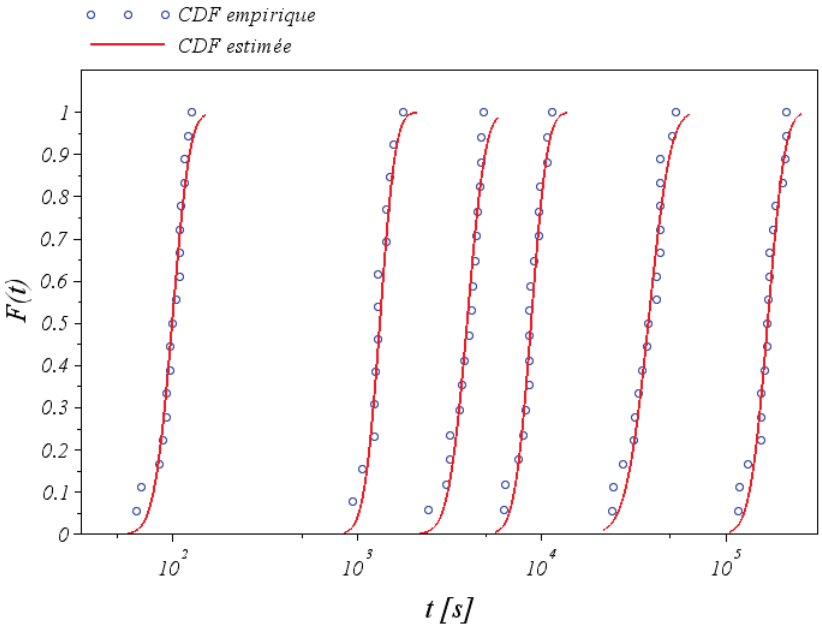

FIGURE 3.10 – Modélisation par une loi Gamma à deux paramètres de la distribution des temps à défaillance obtenus lors des tests accélérés

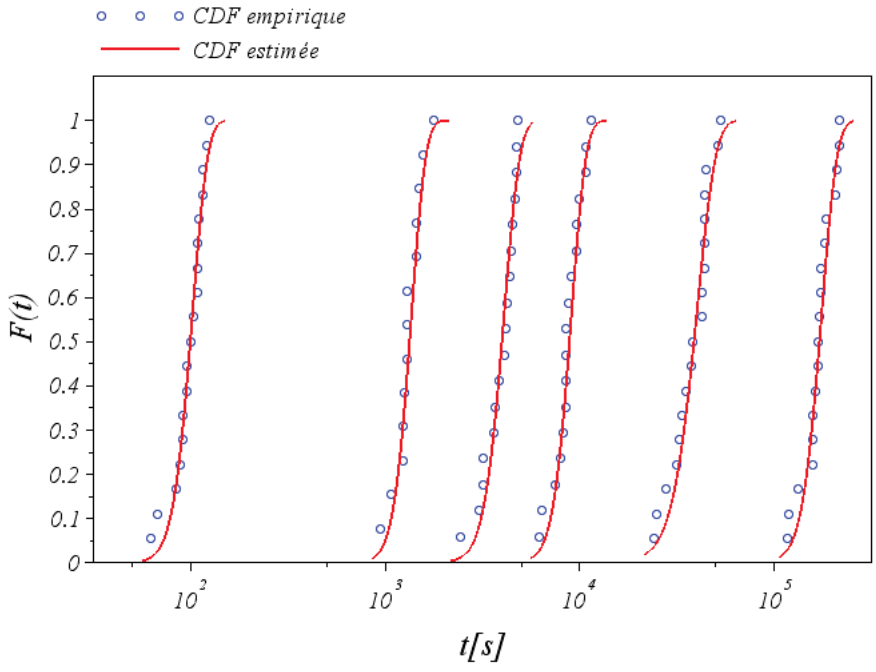

FIGURE 3.11 – Modélisation par une loi Normale de la distribution des temps à défaillance obtenus lors des tests accélérés

Les valeurs des paramètres estimés pour chacune des trois lois de probabilité sont regroupées dans le tableau 3.5.

Comme attendu, on peut observer une homogénéité des paramètres de forme $\hat{\beta}$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pour la loi de Weibull et la loi Gamma. Cette homogénéité de la forme de la distribution pour chacun des niveaux de contraintes est le signe qu'un seul et même mécanisme de défaillance est à l'œuvre pour l'ensemble des tests accélérés. La loi normale n'étant paramétrée que par un paramètre de position μ et un paramètre d'échelle σ^2, aucune homogénéité n'apparaît.

•	E_1	E_2	E_3	E_4	E_5	E_6
Loi de Weibull						
$\hat{\eta}$	182039.97	41804.63	9431.90	4254.66	1422.63	106.51
$\hat{\beta}$	6.83	5.47	7.12	7.52	6.91	7.47
Loi Gamma						
$\hat{\alpha}$	5003.07	1845.72	226.09	130.38	31.48	3.07
$\hat{\beta}$	0.029	0.048	0.026	0.033	0.024	0.031
Loi Normale						
$\hat{\mu}$	170071.06	38533.81	8840,36	3978.96	1334.53	99.76
$\hat{\sigma}$	28466.63	8148.52	1387.80	680.80	203.71	16.57

TABLEAU 3.5 – Valeurs des paramètres pour les 3 lois de probabilité, estimés par Maximum de Vraisemblance

Une fois les paramètres estimés pour chacune des lois, il convient de s'interroger sur leur adéquation avec les données expérimentales. Nous présenterons donc, dans la suite de cette section, plusieurs méthodes permettant de faire un choix raisonné sur la loi modélisant le mieux les temps à défaillance obtenus.

Choix de la loi de probabilité

Une première approche permettant d'évaluer la qualité d'une modélisation, consiste en une comparaison des fonctions obtenues à partir des modèles paramétriques, avec celles calculées à l'aide d'un modèle non-paramétrique. On pourra, par exemple, comparer visuellement :

— Les fonctions de répartition paramétriques avec une fonction obtenue à l'aide de l'estimateur de Kaplan-Meier [5] ;

— Les fonctions de risques cumulés (*Cumulative Hazard Rate*) avec l'estimateur de Nelson [13].

Estimateur de Kaplan-Meier L'estimateur de Kaplan-Meier est un estimateur non-paramétrique de la fonction de survie $S(t)$ obtenue à partir de données expérimentales. Cet estimateur peut être calculé dans le cas de données censurées, aussi bien à

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

droite qu'à gauche. Nous nous intéresserons ici uniquement au cas d'un jeu de donnée complet. Considérons le cas de N composants, dont les temps à défaillance observés sont :

$$t_1 \leq t_2 \leq ... \leq t_N \tag{3.16}$$

On peut définir à chaque instant t_i, un nombre n_i de composants "à risques". Dans le cas de données complètes, n_i représente le nombre de composant encore fonctionnels juste avant l'instant t_i. De même, on note d_i le nombre de composants défaillants à l'instant t_i. Dès lors, l'estimateur de Kaplan-Meier de la fonction de fiabilité R(t) s'écrit :

$$\hat{\mathrm{R}}(t) = \prod_{t_i<t} \frac{n_i - di}{n_i} \tag{3.17}$$

La figure 3.12 présente, pour une condition de test, les fonctions de fiabilité R(t) estimées par l'estimateur de Kaplan-Meier et à partir les lois de probabilité de Weibull, Gamma et Normale. L'observation visuelle de cette figure ne nous permet pas de rejeter l'une ou l'autre des lois paramétriques envisagées pour modéliser les temps à défaillance mesurés.

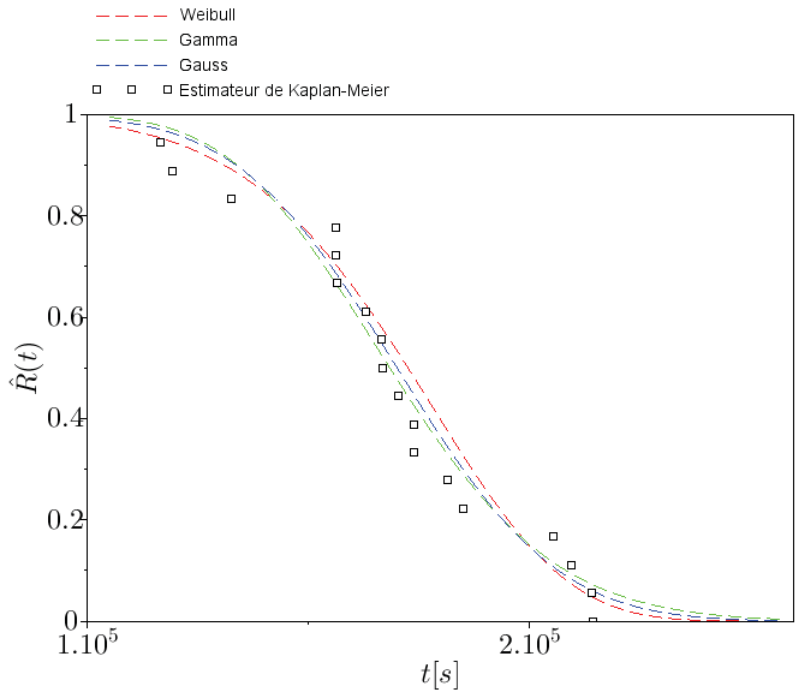

FIGURE 3.12 – Test visuel à l'aide d'un estimateur de Kaplan-Meier pour les 3 lois de probabilité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Estimateur de Nelson Considérons $\mathrm{R}(t)$ la fonction de survie obtenue à partir des temps à défaillance mesurés pour une population de composant, et supposons que sa distribution est continue avec une densité de probabilité $f(t)$.

Comme nous l'avons défini dans le chapitre précédent, le taux de défaillance de cette population peut s'écrire :

$$z(t) = \frac{f(t)}{\mathrm{R}(t)} = -\frac{d}{dt} ln(\mathrm{R}(t)) \tag{3.18}$$

et la fonction de risque cumulé s'écrit :

$$\mathrm{Z}(t) = \int_0^t z(u)\mathrm{D}uln(\mathrm{R}(t)) \tag{3.19}$$

Nelson propose d'estimer de manière non-paramétrique, la fonction $\mathrm{Z}(t)$ d'un jeu de données complet par :

$$\hat{\mathrm{Z}}(t) = \begin{cases} 0, t < t_1 \\ \sum_{j=1}^{r} \frac{1}{n-j+1}, t_r \leq t < t_{r+1}, \end{cases} \tag{3.20}$$

La figure 3.13 présente les fonctions de risques cumulés, $\mathrm{Z}(t)$, obtenues à partir de l'estimateur de Nelson et pour les trois lois paramétriques étudiées. Là encore, l'ensemble des modèles envisagés semble consistant avec les données expérimentales. Á ce stade rien ne permet de rejeter un des trois modèles.

Cette méthode de test visuel ne nous permet pas de quantifier à quel point un modèle est "bon", ni même de choisir le meilleur parmi les trois que nous envisageons. Il nous faut donc mettre en œuvre des tests statistiques afin d'obtenir des informations quantitatives sur la "qualité" des différents modèles.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

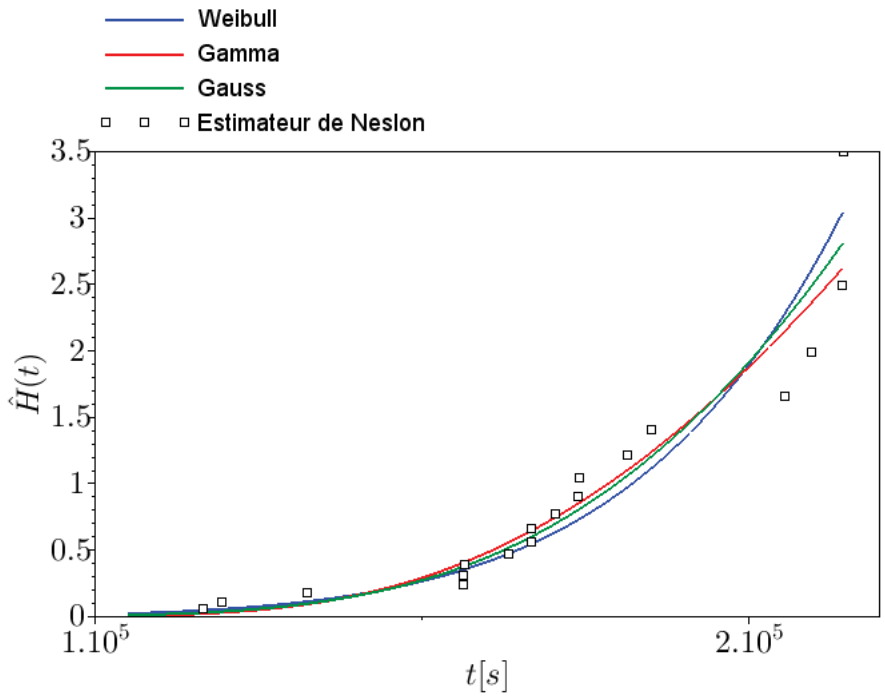

FIGURE 3.13 – Test visuel à l'aide de l'estimateur de Nelson pour les 3 lois de probabilité

Tests de Kolmogorov-Smirnov Le test de Kolmogorov-Smirnov a pour but de tester si un échantillon provient d'une population possédant une distribution paramétrique spécifique. Il s'agit donc d'un test d'ajustement de données à une distribution dont tous les paramètres sont connus et dont la fonction de répartition est notée $F(x)$.

Considérons $F_0(x)$ la fonction de répartition empirique de l'échantillon de temps à défaillance observé. On peut définir la statistique de test suivante :

$$D_n = sup|F_0(x) - F(x)| \tag{3.21}$$

Or si l'hypothèse "$H_0 : F(x) = F_0(x)$" est vrai alors $sqrt(n)D_n$ suit asymptotiquement une loi sur $\mathbb{R}_+$ définie par sa :

$$P(\sqrt{n}D_n < y) = \sum_{k=-\inf}^{+\inf} (-1)^k Exp.(-2k^2y^2) = K(y) \tag{3.22}$$

La fonction $K(y)$ ayant été tabulée, il est possible de tester l'hypothèse "$H_0 : F(x) = F_0(x)$" contre "$H_1 : F(x) \neq F_0(x)$". L'hypothèse H_0 sera donc rejetée, dès lors que $D_n > K_\alpha$).

K_α est la valeur telle que :

$$P(K \leq K_\alpha) = 1 - \alpha \tag{3.23}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Ici, α représente le seuil de signification choisi pour le test.

	E_1 $n = 19$	E_2 $n = 19$	E_3 $n = 18$	E_4 $n = 18$	E_5 $n = 14$	E_6 $n = 19$
$K_{\alpha=0.05}$	0.309	0.309	0.317	0.317	0.361	0.309
Loi de Weibull						
D_n	0.147	0.152	0.157	0.129	0.207	0.127
Loi Gamma						
D_n	0.166	0.190	0.135	0.166	0.182	0.150
Loi Normale						
D_n	0.146	0.175	0.128	0.146	0.190	0.145

TABLEAU 3.6 – Résultats du test de Kolmogorov-Smirnov pour les 3 lois de probabilité

Les résultats rassemblés dans le tableau 3.6 permettent de conclure que les trois lois de probabilité testées peuvent être acceptées avec une confiance de 95% pour chacune des conditions de test accéléré. Le test de Kolmogorov-Smirnov ne nous permet donc pas de valider un modèle au détriment des autres mais fournit néanmoins une information sur la pertinence des modèles envisagés.

Akaike Information Criterion Pour parvenir à une sélection objective de la loi de probabilité à associer aux données, nous allons compléter les résultats du test statistique par l'information fournie par le critère AIC (*Akaike Information Criterion*) [7]. Ce critère associe la valeur maximale de la vraisemblance à une prise en compte de la complexité du modèle. L'utilisation du maximum de vraisemblance comme méthode d'estimation des paramètres de nos modèles, nous permet de définir un critère qui est une mesure de la perte d'information liée à l'utilisation du modèle paramétrique pour représenter le processus physique à l'origine des données. Le critère d'information d'Akaike s'écrit :

$$\mathrm{AIC} = -2 \times \Lambda(\hat{\theta}) + 2\nu \tag{3.24}$$

Avec $\Lambda(\hat{\theta})$ le maximum de la fonction de log-vraisemblance du modèle et ν le nombre de paramètres du modèle.

Dans le cas des échantillons de petite taille, il convient d'utiliser une version corrigée de ce critère, l'AICc, qui prend en compte la taille n de l'échantillon afin de limiter la probabilité de choisir un modèle possédant un trop grand nombre de paramètres qui "sur-ajusteraient" le modèle :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mathrm{AIC}c = \mathrm{AIC} + \frac{2\nu(\nu+1)}{n-\nu-1} \tag{3.25}$$

Parmi l'ensemble des modèles candidats, sera choisi celui qui présente une valeur d'AIC la plus faible. Ce critère, contrairement, au test de Kolmogorov ne dit rien de la pertinence statistique d'un modèle, mais permet de faire un choix parmi des modèles que l'on sait par ailleurs d'une qualité acceptable. En ce sens, le critère AIC vient donc en complément d'un test statistique.

Comme on peut le constater dans le tableau 3.7, les valeurs du critère AICc des trois lois sont relativement proches. Néanmoins, la loi de Weibull présente les valeurs les plus faibles pour quatre des six conditions de test.

	E_1	E_2	E_3	E_4	E_5	E_6
	$n=19$	$n=19$	$n=18$	$n=18$	$n=14$	$n=19$
Weibull	424,84	379,49	299,19	272,63	180,94	155,08
Gamma	425,43	380,53	299,21	276,20	179,88	158,33
Normale	424,91	379,88	298,88	274,66	179,92	156,74

TABLEAU 3.7 – Valeurs du critère d'Akaike (AICc)

L'ensemble des tests réalisés sur les modèles de distribution montre une bonne adéquation des trois lois envisagées, avec les données de durée de vie mesurées par Yu et al. [18]. Néanmoins, au regard des résultats fournis par le critère d'Akaike, il apparaît que la loi de Weibull est la plus pertinente. C'est donc à partir des paramètres estimés pour cette loi, que nous poursuivrons cette analyse.

3.4.3 Extraction des facteurs d'accélération

Après avoir modélisé la distribution des temps à défaillance obtenus pour différentes conditions d'essais accélérés, il convient de modéliser les facteurs d'accélérations liés aux différentes contraintes appliquées sur les composants. Pour ce faire, nous nous fonderons sur le modèle *Scale Accelerated Failure Time*, présenté dans le chapitre précédent. Pour rappel, cette approche consiste à considérer que l'effet des conditions d'accélération se caractérise par une "compression" de l'échelle de temps nécessaire à l'observation de défaillance. Cette transformation de l'échelle de temps est généralement considérée comme linéaire, ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$T_{x_u} = T_{x_{stress}} / \mathrm{AF}(x_{stress}, x_u) \tag{3.26}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Où T_{x_u} est le temps à défaillance dans des conditions d'utilisation nominales, $T_{x_{stress}}$ le temps à défaillance mesuré dans des conditions accélérées et $AF(x_{stress}, x_u)$ le facteur d'accélération permettant de faire le lien entre les conditions nominales x_u et accélérés x_{stress}. Une des conséquences de cette relation linéaire est que les paramètres de forme des distributions estimés pour les différentes conditions de test doivent être homogènes. Concrètement, dans notre cas, les 6 valeurs de $\hat{\beta}$ estimées sont considérées comme homogènes et seul les valeurs du paramètre d'échelle dépendent des variables d'accélération que sont la température (T) et le champ électrique (E_{OX}). Ici, nous proposons une modélisation de la relation existante entre les paramètres d'échelle estimés $\hat{\eta}$ et les variables d'accélération Eox et T en faisant l'hypothèse que ces deux variables sont indépendantes .

Accélération par le Champ Electrique

Comme nous l'avons décrit précédemment, il existe différents modèles physiques permettant d'expliquer l'apparition du phénomène de TDDB. Parmi les modèles existants, les deux principaux sont : le modèle thermo-chimique [12] et le modèle *Anode Hole Injection* (AHI) [17]. Ces deux modèles différent notamment par le lien qu'ils permettent d'établir entre le paramètre d'échelle estimés $\hat{\eta}$ et le champ électrique (E). En effet, le modèle thermochimique postule que le temps à défaillance dépend exponentiellement du champ électrique :

$$\hat{\eta}(E_{OX}) = A_0 \exp.(-\gamma E_{OX}) \tag{3.27}$$

A_0 est une constante liée aux matériaux et au procédé d'obtention de l'oxyde, γ le paramètre d'accélération en champ électrique exprimé en cm/MV, E_{OX} le champ électrique dans l'oxyde exprimé en MV/cm.

Le modèle AHI pour sa part, propose une loi liant exponentiellement le temps à défaillance à l'inverse du champ électrique dans l'oxyde :

$$\hat{\eta}(E_{OX}) = A_0 \exp.(G/E_{OX}) \tag{3.28}$$

Oú G=B+H avec B un paramètre lié à l'injection d'électrons et H à l'injection de trous. A_0 est un pré-facteur.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

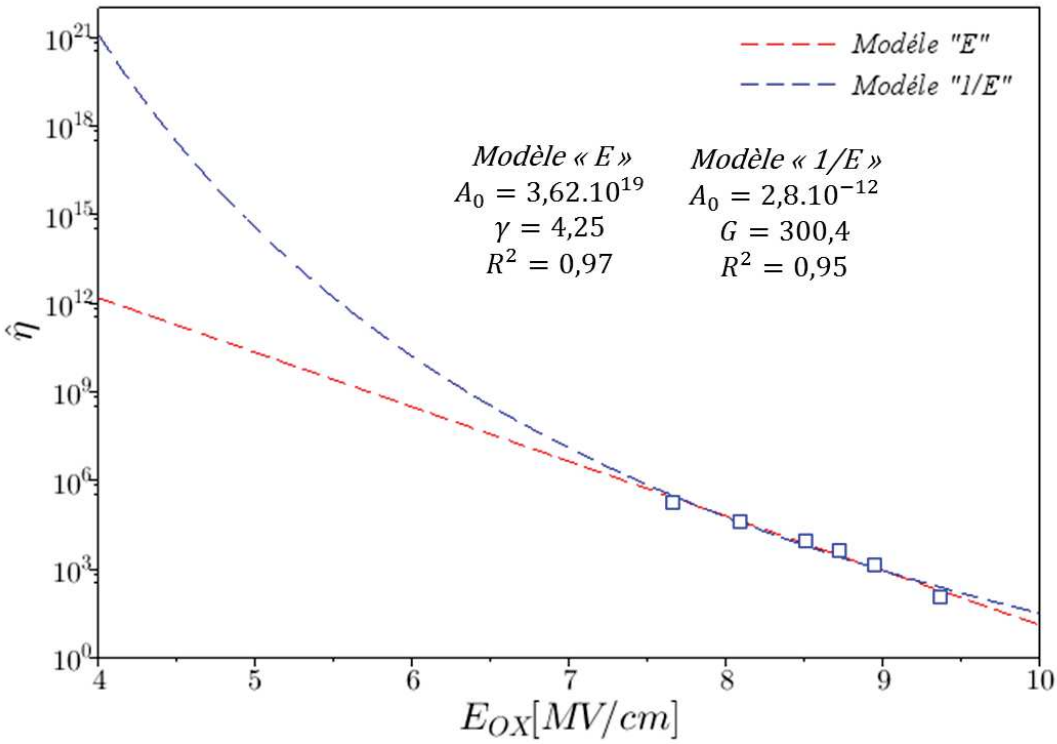

FIGURE 3.14 – Modélisation de l'évolution de $\hat{\eta}$ en fonction du champs électrique dans l'oxyde de grille

Les deux modèles présentés dans la figure 3.14 permettent de modéliser de manière satisfaisante les données obtenues pour des champs électriques élevés. Pour des champs électriques plus faibles, les modèles divergent. On pourra néanmoins constater, que le modèle en E permet d'obtenir des valeurs de durée de vie plus courtes que le modèle en 1/E. Afin de ne pas risquer de surestimer la durée de vie, c'est le « modèle en "E" que nous retiendrons. Par conséquent, dans la suite de notre analyse, nous exprimerons le facteur d'accélération en champ électrique par la relation :

$$AF(E_U, E_S) = \frac{\eta(E_U)}{\eta(E_S)} = \exp.\left[-\gamma(E_U - E_S)\right] \tag{3.29}$$

Avec E_S, le champ électrique appliqué dans des conditions de tests accélérés, E_U le champ électrique d'utilisation pour lequel nous souhaitons évaluer la fiabilité du composant et γ=4.25 cm/MV le paramètre d'accélération en champ électrique que nous avons estimé pour cette technologie de composant.

Accélération par la température

Dans cette section, nous tâcherons d'évaluer l'accélération du phénomène de TDDB liée à la température à partir des données de durée de vie obtenues par Yu [18].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les résultats que nous utiliserons ici, proviennent de tests réalisés pour un champ électrique E_{OX} = 8.51MV/cm et 4 niveaux de température (375 ^{o}C,300 ^{o}C,275 ^{o}C et 225 ^{o}C).

Le tableau 3.8 rassemble les valeurs du paramètre $\hat{\eta}$, estimées par Yu et al. [18], pour ces quatre conditions de test.

	T_1	T_2	T_3	T_4
$\hat{\eta}$	615.20	3193.04	9289.50	66449.66

TABLEAU 3.8 – Paramètre d'échelle $\hat{\eta}$ d'une loi de Weibull estimé pour quatre niveaux de température [18]

Afin de modéliser l'impact de la température sur le paramètre d'échelle nous proposons d'utiliser une loi d'Arrhenius, de sorte que :

$$\hat{\eta}(T) = A \times \exp.(\frac{E_A}{k_B T}) \tag{3.30}$$

Avec A un pré-facteur, E_A la pseudo énergie d'activation associée à ce mécanisme, k_B la constante de Boltzmann exprimée en eV.K^{-1} et T la température en Kelvin.

La figure 3.15 présente la modélisation par une loi d'Arrhenius de la relation liant le paramètre η et la température. L'énergie d'activation ainsi extraite est de 0,87 eV. Yu et al. montrent également que cette énergie d'activation est indépendante du champ électrique appliqué sur les composants, du moins dans la gamme de champs étudiés.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

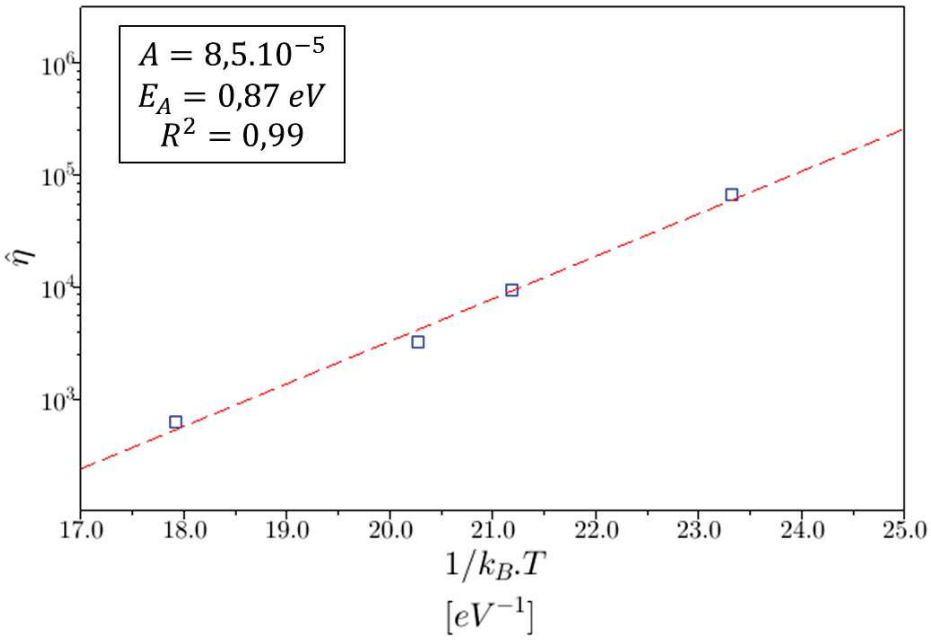

FIGURE 3.15 – Modélisation de l'évolution de $\hat{\eta}$ en fonction de $1/k_B T$

Nous pourrons donc exprimer le facteur d'accélération lié à la température du composant, par l'expression suivante :

$$AF(T_U, T_S) = \frac{\eta(T_U)}{\eta(T_S)} = \exp.\left[\frac{E_A}{k_B}\left(\frac{1}{T_U} - \frac{1}{T_S}\right)\right] \tag{3.31}$$

Avec T_S , la température appliquée dans des conditions de test accéléré exprimée en Kelvin, T_U la température d'utilisation à laquelle nous souhaitons évaluer la fiabilité du composant, k_B la constante de Boltzmann exprimée en eV.K^{-1} et E_A=0.87 eV l'énergie d'activation du mécanisme de TDDB.

3.4.4 Extrapolation à des conditions normales d'application

La finalité de notre travail d'estimation de la fiabilité est de pouvoir extrapoler la durée de vie du composant étudié dans des conditions d'utilisation opérationnelles à partir des résultats obtenus dans des conditions de contraintes sévères. Le passage des conditions d'accélération vers les conditions opérationnelles peut se faire au travers des facteurs d'accélération que nous avons décrits précédemment.

Considérons un environnement $x_s = (T_s, E_s)$ accélérant pour le mécanisme de TDDB et $x_u = (T_u, E_u)$ l'environnement pour lequel nous souhaitons estimer la fia-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

bilité du composant. La densité de probabilité associée au temps à défaillance sous l'environnement x_u peut s'exprimer par :

$$f(t;\eta,\beta_u) = \frac{1}{\mathrm{AF}(x_u,x_s)} f\left(\frac{t}{\mathrm{AF}(x_u,x_s)};\eta_s,\beta_s\right) \tag{3.32}$$

η et η_s sont les paramètres d'échelle des distributions de temps à défaillance sous les environnements x_u et x_s.

β et β_s sont des paramètres de forme que l'on considère comme homogènes. On n'utilisera qu'une seule et même valeur de β quel que soit l'environnement envisagé. Ici nous choisissons de considérer β comme égal à la moyenne des $\hat{\beta}$ estimés pour chacune des conditions de test regroupées dans le tableau 3.9.

$\mathrm{AF}(x_u,x_s)$ est le facteur d'accélération assurant le passage de l'environnement $x_s = (\mathrm{E}_s,\mathrm{T}_s)$ vers l'environnement $x_u = (\mathrm{E}_u,\mathrm{T}_u)$ et qui s'écrit :

$$\mathrm{AF}(x_u,x_s) = \exp.\left[\frac{\mathrm{E_A}}{k_\mathrm{B}}\left(\frac{1}{\mathrm{T_U}}-\frac{1}{\mathrm{T_S}}\right)\right] \times \exp.\left[-\gamma(\mathrm{E_U}-\mathrm{E_S})\right] \tag{3.33}$$

Dans la suite de cette analyse nous tâcherons d'estimer la densité de probabilité d'une défaillance d'un composant utilisé dans un environnement x_u correspondant aux valeurs maximales de température de jonction et de champ électrique dans l'oxyde telles que définies dans la data-sheet du composant.

Les valeurs de champ électrique et de température en condition accélérée et en condition d'utilisation sont regroupées dans le tableau 3.9.

	Conditions accélérées	Conditions nominales
T_j	275°C	135°C
$\mathrm{E_{OX}}$	8.09 MV/cm	5 MV/cm

TABLEAU 3.9 – Valeurs des conditions d'utilisation utilisées pour l'estimation de la durée de vie

La figure 3.16 présente la densité de probabilité estimée pour les conditions d'utilisation décrites dans le tableau précédent. Connaissant les paramètres de la distribution $(\hat{\eta}u,\hat{\beta})$, il est possible d'extraire un certain nombre de paramètres de localisation et de quantiles liés à cette distribution. Sont représentés, ici, l'espérance ou MTTF, la médiane, le mode ainsi que les quantiles à 99% et 10%. Les valeurs calculées pour ces paramètres sont regroupées dans le tableau 3.10 ci-dessous.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

	MTTF	Mediane	Mode	$t_{99\%}$	$t_{10\%}$
T = 135°C E_{OX} = 5MV/cm	$1,14.10^{13}$	$1,15.10^{13}$	$1,19.10^{13}$	$1,63.10^{13}$	$8,14.10^{12}$

TABLEAU 3.10 – Paramètres de positions et quantiles extraits de la distribution des temps à défaillance estimés dans des conditions d'utilisation (E_{OX} = 5MV/cm et T_J = 135°C)

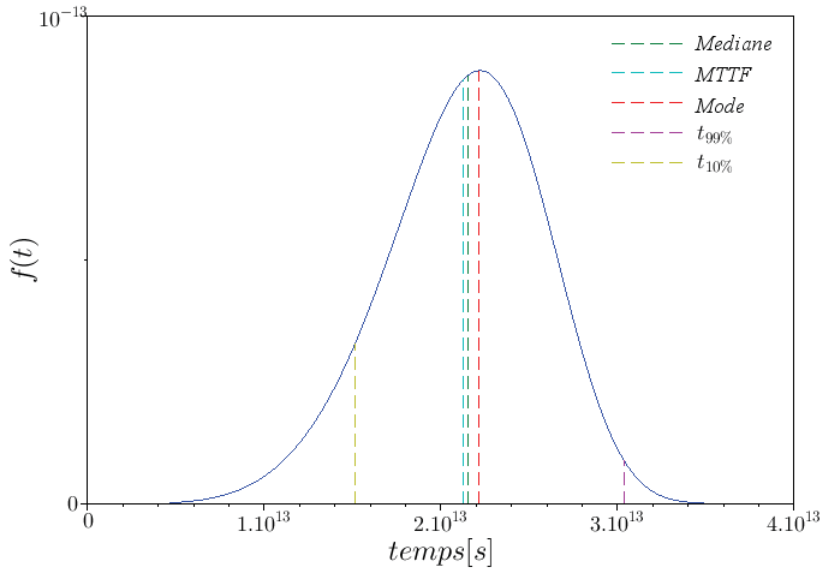

FIGURE 3.16 – Densité de probabilité du temps à défaillance dans des conditions nominales d'utilisation

Ainsi, l'espérance de la distribution, connue sous le nom de MTTF (Mean Time To Failure) peut être estimée à $1,14.10^{13}$ secondes dans des conditions maximales de température et de tension de grille définies dans la data-sheet. Ce temps moyen à défaillance correspond à plus de 100 000 ans de fonctionnement continu du composant. En outre, les facteurs d'accélération que nous avons proposés nous permettent d'estimer un MTTF supérieur à 200 000 heures, équivalents à 30 ans de durée de vie de l'équipement, pour une température de jonction de 320 c. Évidemment, ces niveaux de température ne sont pas atteignables pour des composants commerciaux actuels. Néanmoins des travaux sont menés pour développer des boîtiers haute température qui permettront à terme d'utiliser à plein les capacités des MOSFETs SiC pour des applications dans des conditions sévères. Ces résultats montrent bien que les progrès réalisés dans le procédé de recuit à l'azote des structures MOS *planar*, ont permis d'éliminer le phénomène de TDDB de la liste des mécanismes de défaillance, potentiellement critiques, pour des applications aéronautiques. Cependant, l'émergence de nouvelles structures de composant à grille enterrée ainsi que le développement de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

recuit de passivation à base de Phosphore sont susceptibles de modifier cette conclusion. Il sera donc nécessaire de valider la fiabilité de ces nouvelles structures pour les prochaines générations de composant commerciaux

3.5 Analyse de la fiabilité liée au mécanisme d'instabilité de la tension de seuil

Le deuxième mécanisme de défaillance potentiellement critique pour une application type SSPC dans un environnement aéronautique, se caractérise par une instabilité de la tension de seuil du composant. Ce mécanisme a fait l'objet de nombreuses études cherchant à en expliquer les causes physiques ou précisant le type de test à mettre en œuvre pour l'observer. Cependant, à ce jour, il existe peu de publications proposant un modèle de fiabilité lié au phénomène d'instabilité de la tension de seuil des MOSFETs en carbure de silicium.

L'instabilité de la tension de seuil, contrairement au phénomène de TDDB, ne se caractérise pas par une défaillance franche du composant mais par une dégradation progressive de ses performances. A la démarche d'estimation de la durée de vie d'un composant, telle que nous l'avons décrite dans le chapitre précédent, il est nécessaire d'ajouter une étape de modélisation de la dégradation. Contrairement à l'approche ALT, cette méthode nécessite une phase de modélisation suivie d'une estimation du temps d'atteinte d'un seuil de dégradation, qui doit nous permettre d'obtenir des données que l'on pourrait qualifier de "pseudo temps à défaillance". Les étapes d'estimation des facteurs d'accélération et d'extrapolation de la durée de vie en conditions normales d'utilisation sont, quant à elles, en tous points semblables à ce qui a été décrit précédemment.

Dans la suite de cette section, nous décrirons le protocole expérimental mis en œuvre au cours de ces travaux ainsi que les outils mathématiques nécessaires à l'estimation de la durée de vie d'un MOSFET 4H-SiC utilisé dans une application type SSPC.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

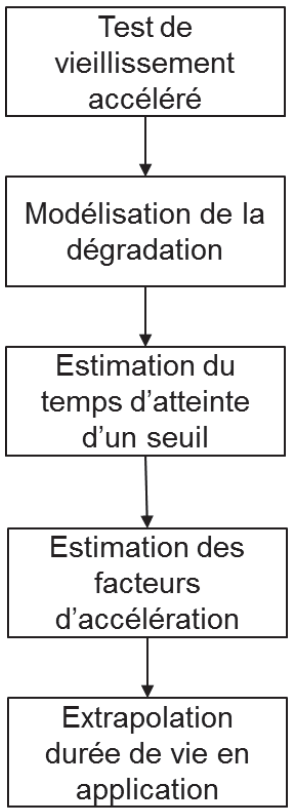

FIGURE 3.17 – Etapes d'estimation de la durée de vie d'un composant par la méthode *Accelerated Degradtion Test*

3.5.1 Protocole expérimental

Le test HTGB (*High Temperature Gate Bias*) est un test de fiabilité très largement mis en œuvre dans l'industrie du semi-conducteur. L'objectif de ce test est de mettre en évidence l'évolution de certains paramètres électriques du composant, notamment la tension de seuil (V_{th}), due aux phénomènes de "piégeages/dé-piégeages" des charges à l'interface SiC/SiO_2.

Ce test est réalisé en polarisant de manière continue la grille du composant tout en le maintenant à une température ambiante élevée. A intervalle régulier, une mesure de la tension de seuil est réalisée. Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser la méthode dite à courant-constant [14], qui est celle utilisée par les fabricants pour définir la tension de seuil dans la data-sheet des composants. Cette méthode propose de considérer la tension de seuil comme étant la valeur de la tension entre la grille et la source du composant pour laquelle I_{DS} = 150 µA lorsque $V_{DS} = V_{GS}$. Le montage nécessaire à la réalisation d'une telle mesure est présenté dans la figure 3.18. Outre la simplicité de sa mise en œuvre, l'intêret de cette méthode réside dans la rapidité de la mesure. En effet, comme cela a été montré par Lelis et al.[11] , l'intensité de la dégradation de la tension de seuil mesurée dépend fortement de la vitesse de la me-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

sure. Ainsi, plus la mesure est longue plus le nombre de charges dé-piégées au cours de cette dernière est important ce qui entraîne une sous-estimation de la dégradation. Dès lors la mesure de la tension de seuil par la méthode du courant constant semble plus pertinente que celles fondées sur l'extraction du V_{th} à partir de la courbe $I_D - V_{GS}$.

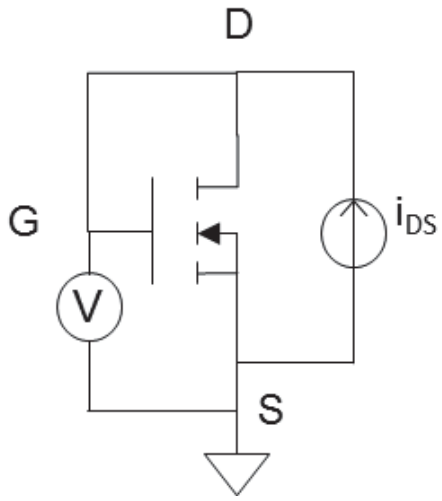

FIGURE 3.18 – Schéma de principe de la mesure de la tension de seuil par la méthode du courant-constant

Pour les besoins de notre étude, un banc de test a été développé (fig. 3.19) permettant de tester jusqu'à 30 composants en même temps.

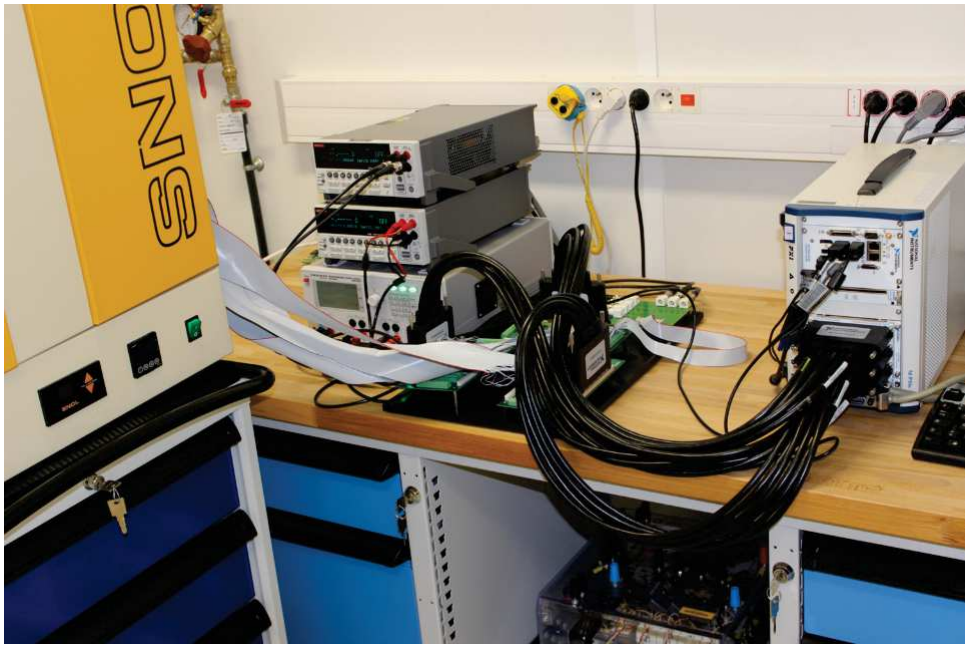

FIGURE 3.19 – Banc de test *High Temperature Gate Bias*(HTGB)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La figure 3.20 présente une vue schématique du banc de test. La contrainte en tension est assurée par une alimentation programmable avec trois voies découplées, ce qui permet de générer autant de tensions de stress différentes. La mesure de la tension de grille est réalisée par une SMU (*Source Meter Unit*) configurée en source de courant/mesure de tension. Le vieillissement de 30 composants en parallèle pour 3 niveaux de tension distincts a nécessité l'utilisation d'une matrice de relais afin d'assurer le passage des composants d'un mode "vieillissement" à un mode "mesure". La contrainte thermique, quant à elle, est réalisée en plaçant les cartes de tests dans une enceinte thermique régulée.

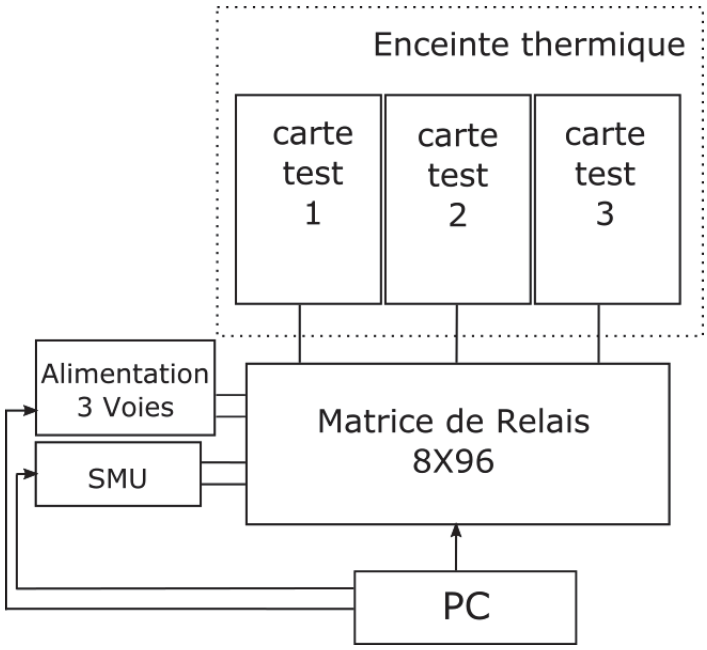

FIGURE 3.20 – schéma de principe du banc de test *High Temperature Gate Bias*(HTGB)

Connaissant l'épaisseur de l'oxyde de grille des composants testés, les valeurs de tensions de grille ont été choisies de façon à limiter le champ électrique à un niveau pour lequel l'injection Fowler-Nordheim n'est pas prédominante. Ainsi nous avons pu nous prémunir, pour la durée du test, d'un claquage franc de l'oxyde sous l'effet d'un phénomène de TDDB.

Concernant les niveaux de température, leur choix a été dicté par la tenue en température du packaging des composants mais également de celle de la carte de test sur laquelle les composants ont été reportés. Ainsi nous sommes assurés qu'aucune dégradation des PCB et du boîtier des composants ne viendra interférer avec le phénomène d'instabilité de la tension de seuil que nous souhaitons mettre en évidence.

L'ensemble des conditions de test ainsi que le nombre de composants testés pour chacune d'entre elles sont regroupés dans le tableau 3.11.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

	20 V	25 V	30 V
50 ^{o}C	7	10	10
80 ^{o}C	10	10	10
100 ^{o}C	10	10	8

TABLEAU 3.11 – Nombre de composants testés pour chacune des 9 conditions de test

3.5.2 Résultats expérimentaux

Les jeux de données obtenus à l'issue de chacun des tests de vieillissement sont constitués des mesures des tensions de seuil $x_i^j \left(i \in \{0,...,\mathrm{T}\}, j \in \{0,...,n\}\right)$ obtenues pour les n composants testés et d'une série d'instant de mesure t_i $(i \in \{0,...,\mathrm{T}\})$. Un exemple de données brutes obtenues pour $\mathrm{V}_{gs} = 25\mathrm{V}$ et $\mathrm{T}_j = 100^o\mathrm{C}$ est présenté dans le tableau ci-dessous.

$t_i[h]$	x_i^j[V]									
0	2,15	2,24	2,26	2,23	1,81	2,02	2,0	1,96	1,99	2,02
25	2,39	2,46	2,49	2,44	2,01	2,23	2,21	2,15	2,21	2,22
50	2,42	2,49	2,51	2,47	2,04	2,26	2,24	2,17	2,24	2,25
75	2,44	2,50	2,53	2,49	2,06	2,28	2,25	2,19	2,26	2,26
100	2,45	2,52	2,54	2,51	2,07	2,29	2,27	2,20	2,27	2,27
125	2,47	2,53	2,55	2,52	2,08	2,30	2,27	2,21	2,28	2,28
150	2,47	2,53	2,56	2,52	2,08	2,30	2,28	2,21	2,29	2,29
...					...					
300	2,50	2,57	2,59	2,56	2,11	2,34	2,31	2,24	2,33	2,32

TABLEAU 3.12 – Extrait des données brutes de l'évolution de la tension de seuil de 10 composants vieillis pour $\mathrm{V}_{\mathrm{GS}} = 25\mathrm{V}$ et $\mathrm{T}_j = 100^o\mathrm{C}$

Au-delà de la valeur "brute" du V_{th}, nous nous intéresserons à son évolution par rapport à sa valeur initiale. Pour ce faire, la variable y_i^j correspondant à l'évolution de la tension de seuil en pourcentage d'augmentation par rapport à la valeur initiale, a été calculée :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$y_i^j = \left(\frac{x_i^j - x_0^j}{x_0^j} \right) \times 100 \tag{3.34}$$

L'évolution temporelle de la tension de seuil pour chacune des conditions de test sont présentées dans les figures 3.21, 3.22 et 3.23.

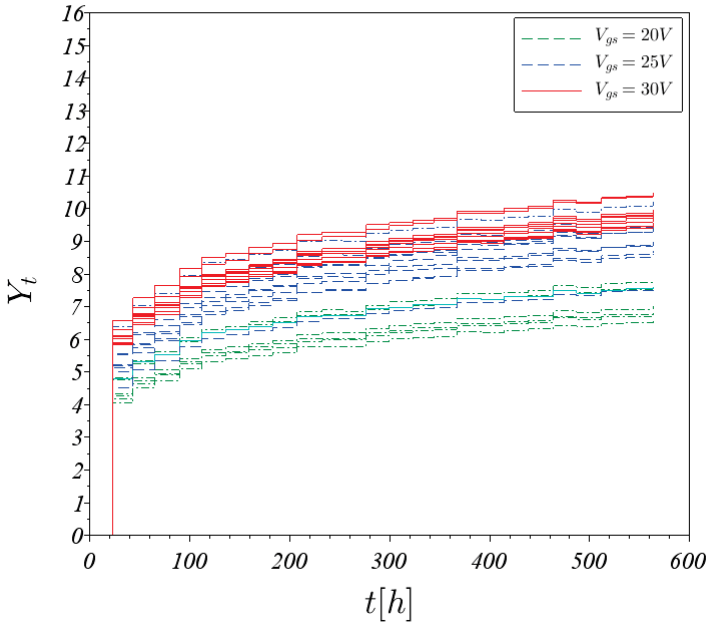

FIGURE 3.21 – Évolution de la tension de seuil pour une température $T_J = 50^oC$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

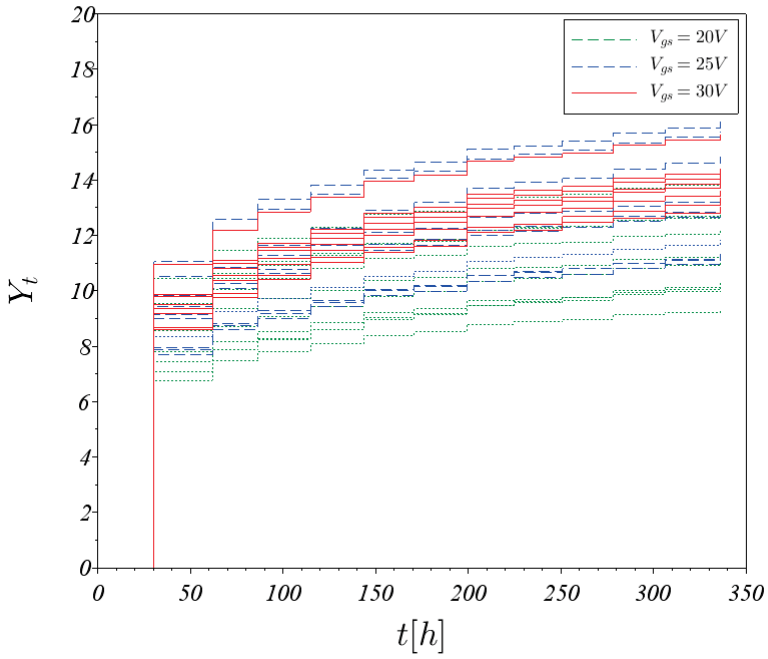

FIGURE 3.22 – Évolution de la tension de seuil pour une température $T_J = 80^oC$

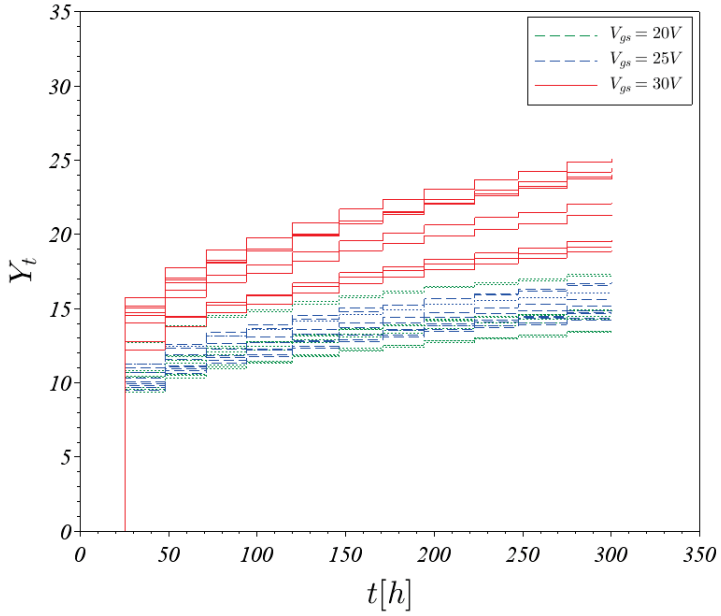

FIGURE 3.23 – Évolution de la tension de seuil pour une température $T_J = 100^oC$

L'observation des résultats expérimentaux permet de constater qu'en moyenne la dégradation de n composants, vieillis dans une condition donnée, est croissante et

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

monotone (fig. 3.24). Il apparatît, également, que la variance entre les n trajectoires de dégradation croît, elle aussi, avec le temps comme on peut le constater sur la figure 3.24.

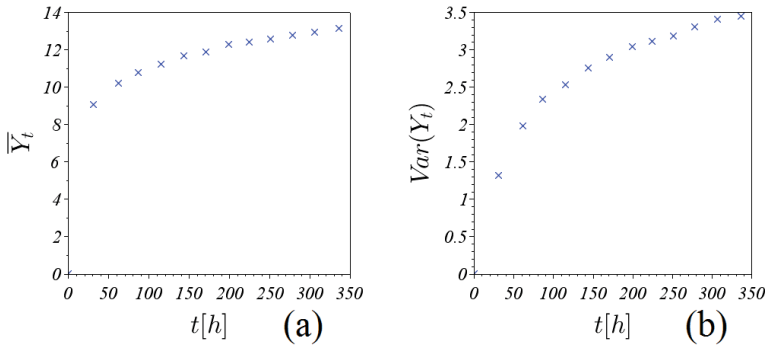

FIGURE 3.24 – Evolution de la moyenne(a) et de la variance (b) des tensions de seuil mesurées pour V_{GS} = 25V et $T_J = 80^oC$

Ces constations nous ont donc poussé à modéliser ce phénomène de dégradation par un processus Gamma à incréments non-homogène. La suite de notre étude consistera à ajuster les paramètres de ce processus aux données expérimentales puis à estimer la distribution du 1er temps d'atteinte d'un seuil de dégradation.

3.5.3 Modélisation de la dégradation

Processus Gamma : Définition

Rappelons la définition de la loi Gamma :

Une variable aléatoire réelle X est distribuée selon une loi Gamma de paramètre de forme $\alpha > 0$ et d'échelle $\beta > 0$ si sa densité de probabilité est continue sur $\mathbb{R}^+$ et s'écrit :

$$f(x;\alpha,\beta) = \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} x^{\alpha-1} e^{-\beta x} \mathbb{I}_{(0,\text{inf})}(x) \tag{3.35}$$

où $\Gamma(\alpha) = \int_0^{+\text{inf}} x^{\alpha-1} e^{-x} dx$, $\alpha > 0$

Si $X \sim \Gamma(\alpha,\beta)$ alors :

$$\mathbb{E}(X) = \frac{\alpha}{\beta} \tag{3.36}$$

et :

$$Var(X) = \frac{\alpha}{\beta^2} \tag{3.37}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Par définition un processus stochastique $(X_t)_{t\geq 0}$ est un processus Gamma si et seulement si :

1. $X(0) = 0$ avec une probabilité 1 ;
2. pour tout $n \geq 1$ et tout $0 \leq t_1 < t_2 < ... < t_n$ les accroissements $(X_{t_1}, X_{t_2} - X_{t_1}, ..., X_{t_n} - X_{t_{n-1}})$ sont indépendants ;
3. pour tout $\delta > 0$ et $t > 0$, $\Delta X_t = X_{t+\delta} - X_t \sim \Gamma(\alpha_{t+\delta} - \alpha, \beta)$.

Ainsi le processus $(X_t)_{t\geq 0}$ suit une loi $\Gamma(\alpha(t), \beta)$ où $\alpha(.)$ est une fonction monotone et croissante avec $\alpha(0) = 0$ et $\beta \in \mathbb{R}^+$.

L'espérance d'un tel processus est $\mathbb{E}(Y(t)) = \frac{\alpha(t)}{\beta}$ et sa variance $Var(Y(t)) = \frac{\alpha(t)}{\beta^2}$

De fait le processus gamma est tout à fait adapté lorsqu'il s'agit de modéliser une accumulation graduelle de détérioration au cours du temps. Cette propriété du processus gamma implique que l'état de santé du système modélisé ne s'améliore pas avec le temps ce qui correspond bien au caractère monotone de l'évolution de la tension de seuil qui a été observé.

Ajustement du processus

L'observation des résultats expérimentaux, présentés précédemment, pousse à considérer que la dégradation des tensions de seuil peut être modélisée par un processus Gamma à incréments non-stationnaires ou processus Gamma non-homogène. Autrement dit on considérera ici que le paramètre d'échelle évolue de manière non-linéaire en fonction du temps, de sorte que $\alpha = a_1 t^{a_2}$.

L'ajustement des processus de dégradation revient donc à estimer les valeurs $\hat{a_1}$, $\hat{a_2}$, $\hat{\beta}$ des paramètres a_1, a_2 et β qui maximisent la fonction de vraisemblance.

Dans la pratique, ces estimateurs du maximum de vraisemblance sont obtenus en maximisant le logarithme de la fonction de vraisemblance des accroissements. Cette fonction de vraisemblance des accroissements $d_i^j = y_i^j - y_{i-1}^j$ pour $i \in \{0, ..., T\}$ et $j \in \{0, ..., n\}$ s'écrit :

$$L(d_i^j | a_1, a_2, \beta) = \prod_{i=0}^{T} \prod_{j=1}^{n} \frac{\beta^{a_1(t_i^{a_2} - t_{i-1}^{a_2})} d_i^{j\,[a_1(t_i^{a_2} - t_{i-1}^{a_2})-1]} \exp.(-\beta d_i^j)}{\Gamma[a_1(t_i^{a_2} - t_{i-1}^{a_2})]} \tag{3.38}$$

Le logarithme de cette fonction s'écrit donc :

$$ln(L(d|a_1, a_2, \beta)) = \sum_{i=0}^{T} \sum_{j=1}^{n} a_1(t_i^{a_2} - t_{i-1}^{a_2}).ln(\beta) + (a_1(t_i^{a_2} - t_{i-1}^{a_2}) - 1).ln(d_i^j) - \beta.d_i^j - ln(\Gamma[a_1(t_i^{a_2} - t_{i-1}^{a_2})]) \tag{3.39}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

À partir de cette expression, il est possible d'estimer numériquement les valeurs de a_1, a_2 et β qui maximisent la fonction de vraisemblance. Le tableau 3.13 regroupe l'ensemble des valeurs $\hat{a_1}$, $\hat{a_2}$ et $\hat{\beta}$ estimé pour l'ensemble des 9 conditions de test réalisées.

	T_1V_1	T_1V_2	T_1V_3	T_2V_1	T_2V_2	T_2V_3	T_3V_1	T_3V_2	T_3V_3
$\hat{a_1}$	133.208	81.058	99.960	76.995	84.652	109.868	215.445	152.778	142.147
$\hat{a_2}$	0.156	0.153	0.151	0.134	0.155	0.163	0.142	0.162	0.190
$\hat{\beta}$	49.005	23.678	26.463	14.716	15.826	20.127	32.075	24.915	18.968

TABLEAU 3.13 – Paramètres du processus Gamma non-homogène estimés pour les 9 conditions de test

Connaissant les valeurs de $\hat{a_1}$, $\hat{a_2}$ et $\hat{\beta}$, il est possible de calculer l'espérance des différents processus de dégradation sous la forme :

$$\mathbb{E}(Y_t) = \frac{\hat{a_1}\, t^{\hat{a_2}}}{\hat{\beta}} \tag{3.40}$$

et de définir un intervalle de confiance au seuil $1-\alpha$ autour de l'espérance estimée :

$$IC = \left[q_{\Gamma}^{1-\alpha}; q_{\Gamma}^{\alpha} \right] \tag{3.41}$$

où $q_{\Gamma}^{1-\alpha}$ et q_{Γ}^{α} sont respectivement les quantiles d'ordre $1-\alpha$ et α d'une loi $\Gamma(a_1\, t^{a_2}, \beta)$.

La figure 3.25 présente l'espérance (trait plein rouge) ainsi que l'intervalle de confiance à 90% (pointillés) pour chacune des 9 conditions de tests. Cette figure permet de constater un très bon accord entre la moyenne empirique des dégradations et l'espérance des processus Gamma non-homogènes estimée pour l'ensemble des trajectoires.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

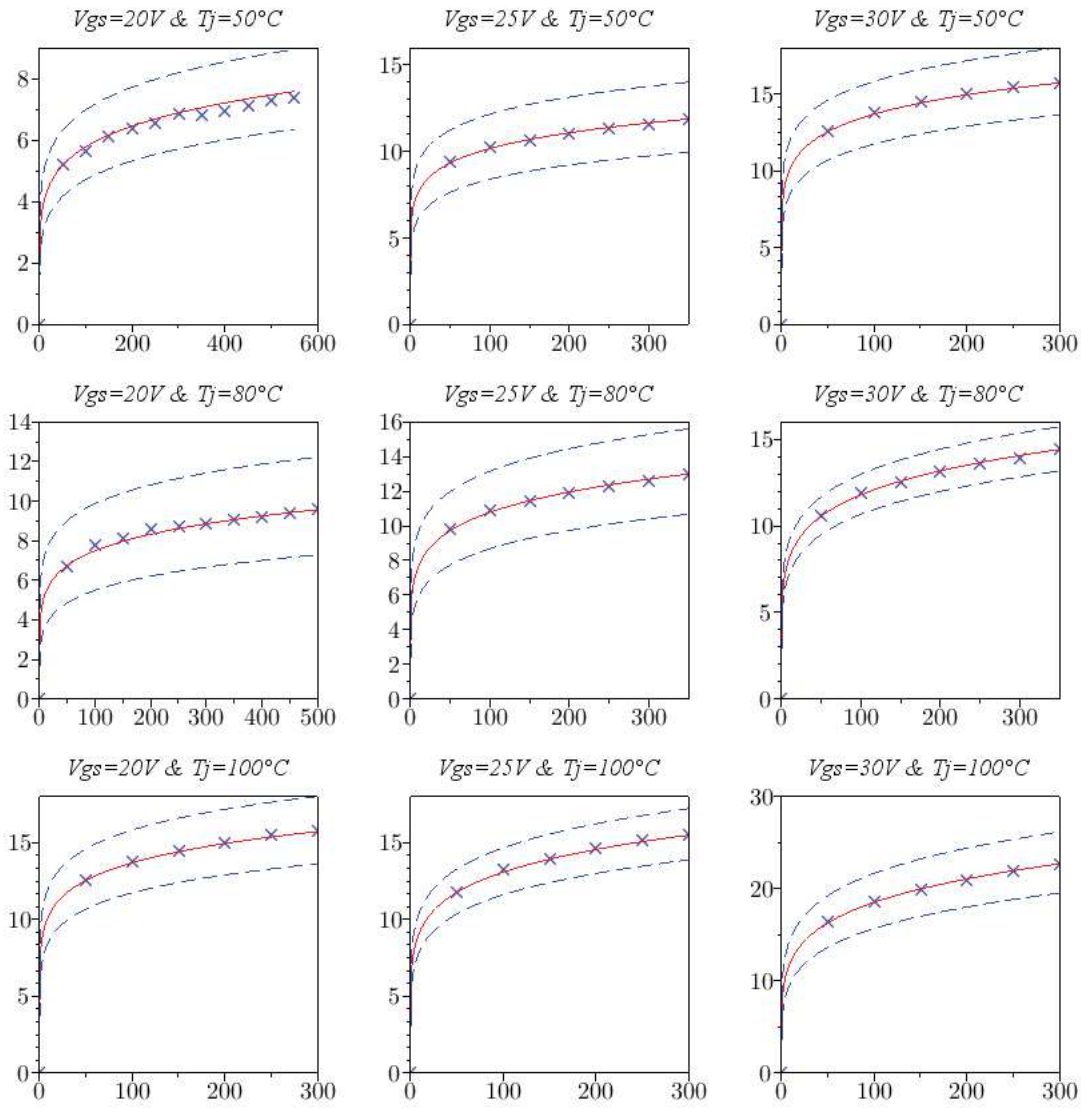

FIGURE 3.25 – Évolution moyenne de la tension de seuil

3.5.4 Estimation du temps d'atteinte d'un seuil

Une fois l'étape de modélisation du processus de dégradation réalisée, il convient de s'interroger sur le premier temps d'atteinte d'un seuil déterministe $s > 0$ et sur la distribution qui lui est associée, comme cela est illustrée par la figure 3.26. Nous disposons ainsi d'une distribution de "pseudo" temps à défaillance afin de mener à bien notre étude de fiabilité.

Dans cette section, nous étudierons donc la loi du temps d'atteinte T_Y^s d'un seuil $s > 0$ associée au processus de dégradation $\{Y_t\}_{t\geq 0}$ tel que :

$$T_Y^c = inf\{t \geq 0; Y_t \geq s\} \tag{3.42}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Sachant que $(Y_t)_{t\geq 0}$ est à trajectoires croissantes on a :

$$\begin{aligned}\mathbb{P}(T_Y^c < t) &= \mathbb{P}(Y_t \geq s) \\ &= \int_s^{\inf} f_{Y_t}(x)dx \\ &= \int_s^{\inf} \frac{\beta^{a_1 t_i^{a_2}} x^{a_1 t_i^{a_2}-1} exp(-\beta x)}{\Gamma(a_1 t_i^{a_2})} dx\end{aligned} \tag{3.43}$$

On pourra donc calculer la fonction de répartition de $F_{T_Y^s}(t)$ par :

$$F_{T_Y^s}(t) = \frac{\Gamma(\alpha(t), s\beta)}{\Gamma(\alpha(t))} \tag{3.44}$$

où $\Gamma(a,x) = \int s^{\inf} t^{a-1} e^{-t} dt$ est la fonction Gamma incomplète (supérieure).

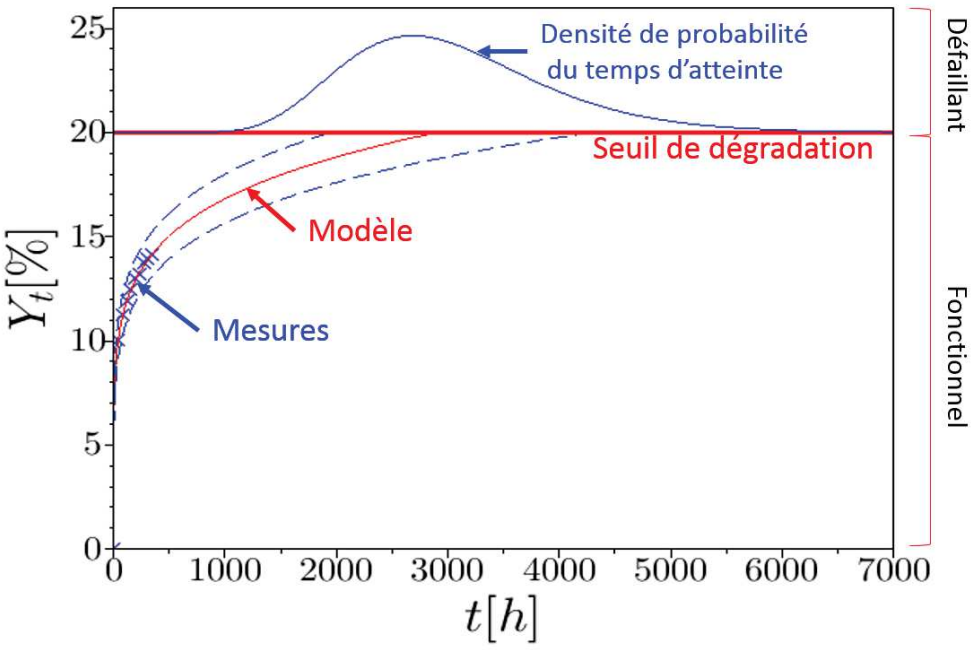

FIGURE 3.26 – Détermination de la distribution associée au temps d'atteinte d'un seuil

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Ici le niveau d'augmentation maximale de la tension de seuil a été fixé à 20%. Les distributions des temps d'atteinte de ce seuil pour l'ensemble des conditions de test sont regroupées dans la figure 3.27.

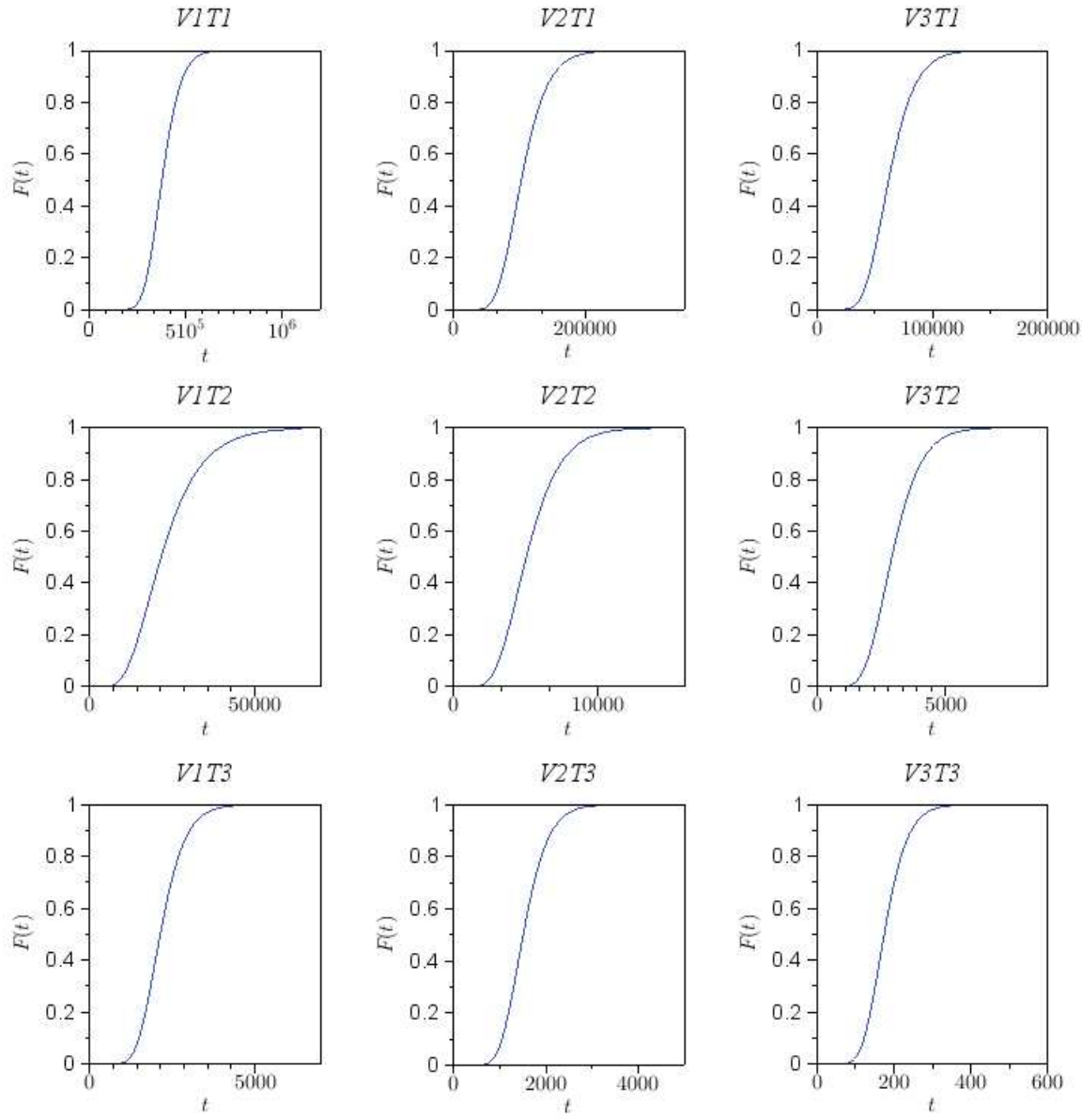

FIGURE 3.27 – Fonction de répartition du temps d'atteinte d'un seuil de dégradation fixé à $\Delta V_{th} = 20\%$

L'ajustement des processus Gamma aux données observées ainsi que l'estimation des neuf distributions des premiers temps à défaillance ont été réalisés en utilisant le logiciel de calcul scientifique *Scilab*. L'ensemble des codes développés dans le cadre de ces travaux sont présentés dans l'annexe B.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.5.5 Extraction des facteurs d'accélération

La suite de cette étude est désormais tout à fait analogue à ce qui a été présenté dans le cas du TDDB.

En effet, la connaissance des fonctions de répartitions associées aux "pseudo-temps à défaillance" nous ramène à une situation équivalente à celle rencontrée dans le cas de tests de vieillissement donnant lieu à des défaillances franches des composants. Il nous est désormais possible d'extraire un paramètre de position associé aux distributions, ici nous utiliserons le temps médian à défaillance ($t_{50\%}$) et d'évaluer l'impact de l'intensité des contraintes de vieillissement sur ce paramètre. Le temps médian à défaillance est l'instant t_m qui satisfait l'inégalité suivante :

$$P(X \leq t_{50\%}) \leq \frac{1}{2} \tag{3.45}$$

Autrement dit, le temps $t_{50\%}$ correspond à l'instant pour lequel la fonction de répartition $F(t)$ est égal à 0.5. L'ensemble des valeurs extraites sont regroupées dans le tableau ci-dessous.

	T_1V_1	T_1V_2	T_1V_3	T_2V_1	T_2V_2	T_2V_3	T_3V_1	T_3V_2	T_3V_3
$t_{50\%}[h]$	374591	102973	62278	21567	5059	2921	2136	1513	175

TABLEAU 3.14 – Valeurs des temps médian à défaillance extraits

Accélération en tension

Afin de modéliser l'impact de la tension de grille sur la durée de vie des composants MOSFET 4H-SiC, soumis à un test de vieillissement HTGB, nous proposons d'utiliser une loi "puissance inverse" telle que :

$$t_{50\%}(V) = \frac{A}{V^{\beta}} \tag{3.46}$$

Le choix de ce modèle est purement empirique et ne repose sur aucune considération liée à la physique du mode de défaillance étudié. Néanmoins, dans de nombreux cas, ce modèle a fourni des résultats satisfaisant dès lors qu'il s'agissait de modéliser l'impact d'une accélération en tension.

La figure 3.28 présente l'impact de la tension de grille sur le temps médian à défaillance ($t_{50\%}$) ainsi que les valeurs de β estimées pour $T_J = 50$, 80 et 100^oC.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

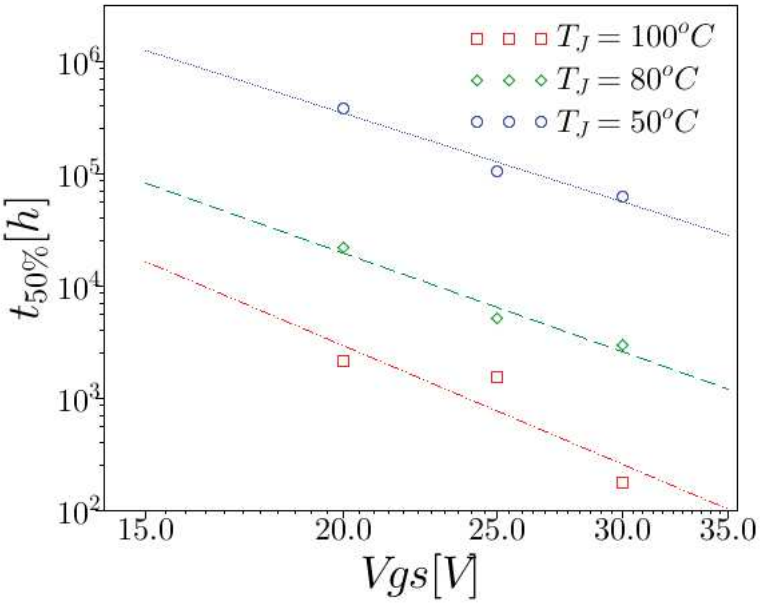

FIGURE 3.28 – Modélisation de l'évolution du temps médian à défaillance en fonction de la tension de grille

Les résultats présentés ici suggèrent un bon accord entre les données expérimentales et le modèle proposé. Pour la suite de cette étude, la moyenne des facteurs $\beta = 4.8$ sera retenue pour le calcul du facteur d'accélération en tension.

$$AF(V_U, V_S) = \frac{t_{50\%}(V_U)}{t_{50\%}(V_S)} = \left(\frac{V_S}{V_U}\right)^{\beta} \tag{3.47}$$

Accélération en température

De la même manière que pour le phénomène de TDDB, nous proposons ici de modéliser l'impact de la température sur la durée de vie des composants par une loi d'Arrhenius. L'évolution du temps médian à défaillance en fonction de la température est présenté dans la figure 3.29 et ce pour les 3 conditions de polarisation appliquées sur la grille. Les énergies d'activation ainsi extraites valent 1.05, 0.89 et 1.13 eV respectivement pour $Vgs = 20$, 25 et 30V.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

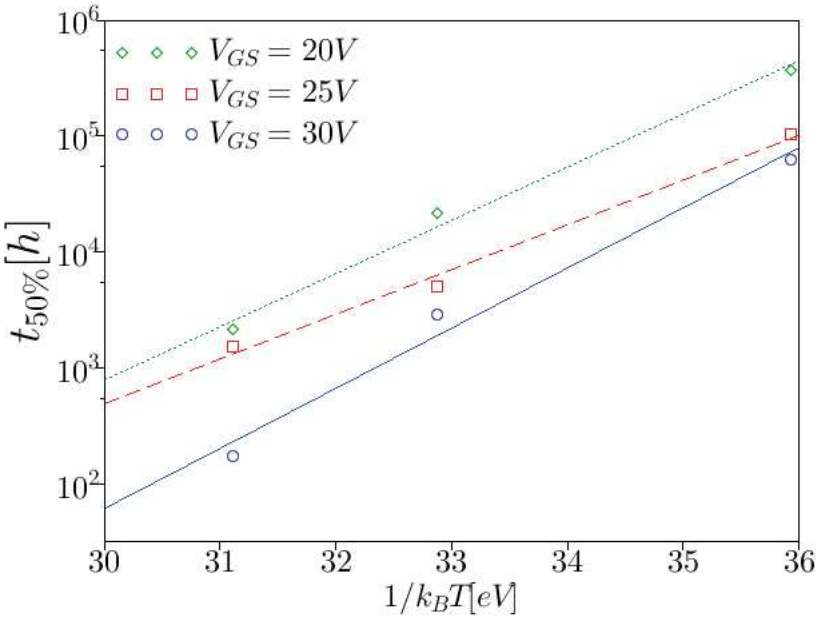

FIGURE 3.29 – Modélisation de l'évolution du temps médian à défaillance en fonction de la température

Comme on peut le constater sur la figure 3.29 il semble qu'il existe une variation de l'énergie d'activation en fonction de la tension de grille. Cependant l'évolution de cette énergie d'activation ne laisse pas apparaître de tendance nette. Il serait donc souhaitable pour améliorer la modélisation de l'impact de la température sur la durée de vie, de mener à bien des tests pour d'autres valeurs de température. Néanmoins nous proposerons ici de considérer la moyenne de ces énergies d'activation, soit E_A = 1.02 *e*V, pour le calcul du facteur d'accélération en température. De sorte que :

$$AF(T_U, T_S) = \frac{t_{50\%}(T_U)}{t_{50\%}(T_S)} = \exp\left[\frac{E_A}{k_B}\left(\frac{1}{T_U} - \frac{1}{T_S}\right)\right] \tag{3.48}$$

3.5.6 Extrapolation aux conditions d'utilisation

Dans cette dernière partie de l'analyse, l'objectif est d'estimer le temps médian à défaillance d'un MOSFET 4H-SiC de $1^{ére}$ génération utilisé dans une application type SSPC.

En utilisant les facteurs d'accélération décrits précédemment, il est possible d'estimer ce temps médian ($t_{50\%}$) sous des conditions nominales d'application $x_U = (V_U, T_U)$ à partir des résultats obtenus sous contraintes accélérées $x_S = (V_S, T_S)$, par la relation :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$t_{50\%}(x_U) = t_{50\%}(x_S) \times AF(x_U, x_S) \tag{3.49}$$

avec :

$$AF(x_U, x_S) = \left(\frac{V_S}{V_U}\right)^{\beta} \times \exp\left[\frac{E_A}{k_B}\left(\frac{1}{T_U} - \frac{1}{T_S}\right)\right] \tag{3.50}$$

A titre d'exemple le temps médian à défaillance a été estimé pour une tension continue sur la grille V_{GS} = 20V, qui correspond à la tension recommandée par le fabricant et une température de jonction T_J= 135 °C . Le calcul de cette durée de vie a été réalisé à partir du $T_{50\%}$ obtenu pour V_{GS} = 30V et T_J= 100 °C. Dans ces conditions accélérées, le temps médian à défaillance obtenu est de 175 heures de fonctionnement ininterrompu. L'utilisation des facteurs d'accélération décrits précédemment permet d'estimer un temps médian à défaillance de 85 heures dans les conditions d'application V_{GS} = 20V et T_J= 135 °C.

Ces résultats confirment que le mécanisme d'instabilité de la tension de seuil est critique pour l'utilisation de MOSFET 4H-SiC de $1^{ére}$ génération dans une application nécessitant une polarisation continue de la grille. Pour atteindre une durée de vie de 200 000 heures, qui correspondent à 30 ans d'utilisation d'un avion civil moyen-courrier, il faudrait maintenir la température de jonction du composant inférieure à 60 °C. Par conséquent cela limiterait significativement l'intérêt d'utiliser ce type de composant.

Néanmoins, des composants, dits de seconde génération, sont désormais disponibles commercialement. Il serait donc souhaitable de quantifier l'impact de ce mécanisme sur cette nouvelle génération de composants afin de réévaluer leur intérêt.

3.6 Conclusion

Le MOSFET SiC apparaît comme un composant de choix en vue du développement d'une électronique de puissance capable de fonctionner à haute température. Une des applications possibles pour ce type de composant consiste à l'utiliser comme relais statique pour la protection contre les sur-courants des réseaux de puissance avionique HVDC. L'utilisation de ces composants dans les SSPCs est actuellement à l'étude chez un certain nombre d'industriels. Même s'il y a peu de doute sur l'intérêt de l'utilisation de ce type de composant, des questions subsistent sur leur fiabilité à long terme.

Dans ce chapitre la durée de vie de la première génération commerciale de MOSFET SiC, dans des conditions typiques d'une application aéronautique pour une application SSPC, a été estimée et ce pour deux mécanismes de défaillance potentiellement critiques.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Dans un premier temps des résultats de vieillissement de type TDDB ont été extraits de la littérature et analysés. Le choix de la loi de probabilité permettant de modéliser la distribution des temps à défaillance ainsi obtenus s'est portée sur la loi de Weibull. Des éléments qualitatifs et quantitatifs ont permis d'étayer ce choix. Une fois la modélisation des durées de vie réalisée des facteurs d'accélération en champs électrique et en température ont été extraits. La connaissance de ces facteurs d'accélération a rendu possible le calcul d'une durée de vie moyenne (MTTF) pour des conditions typiques d'une application aéronautique. Ainsi il a été montré que les composants de 1ére génération ne courent aucun risque de défaillances précoces liées au mécanisme de TDDB dans les conditions envisagées.

La deuxième partie de ce chapitre a porté sur l'impact de l'instabilité de la tension de seuil sur la durée de vie du composant étudié. Ce phénomène de dégradation se caractérise par une augmentation de la tension de seuil (V_{TH}) sous l'effet d'une polarisation positive continue de la grille du composant. A la différence du mécanisme de TDDB, le phénomène d'instabilité de la tension de seuil ne se caractérise pas par une défaillance franche du composant mais par une dégradation de ces performances. Cela nous a donc poussé à mettre en œuvre la méthode dite *Accelerated Degradation Test* ou ADT qui consiste à modéliser l'évolution de la dégradation d'un paramètre du composant (ici V_{TH}) et de considérer le composant comme défaillant dès lors que ce paramètre dépasse un seuil de dégradation acceptable, préalablement définit. Des tests de vieillissement accéléré de type HTGB ont été réalisés pour 3 conditions de tension et 3 conditions de température et ce pour au moins sept composants par condition. Afin de modéliser au mieux l'évolution de la tension de seuil au cours de ces tests et de prendre en compte la variabilité entre les composants, une approche fondée sur le processus Gamma non-homogène a été mise en œuvre. Cette méthode présente entre autre l'avantage de fournir une expression analytique de la fonction de répartition du temps d'atteinte d'un seuil de dégradation. Connaissant cette fonction de répartition des "pseudo-temps à défaillance", il a été possible de définir des facteurs d'accélération en tension et en température. Là encore une estimation de la durée de vie pour une application SSPC dans un environnement aéronautique a été réalisée.

Les résultats obtenus ici montrent clairement que l'instabilité de la tension de seuil limite fortement la possibilité d'utiliser ce type de composant dans une application pour laquelle la grille du composant serait polarisée en continu. Il existe aujourd'hui sur le marché des composants commerciaux dits de $2^{éme}$ génération et il conviendra donc d'effectuer le même type d'analyse sur ces composants afin de vérifier si l'évolution des procédés de fabrication des MOSFETs SiC a permis de limiter l'intensité de ce phénomène.

Au delà de l'étude de la fiabilité proprement dite, les données de dégradation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

obtenues expérimentalement peuvent également être utilisé pour le développement d'outils de prédiction de la durée de vie résiduelle des composants. Cette application sera l'objet du chapitre suivant.

Références

[1] BOUKARI, N., P. DECROUX et J. RENAUDIN. 2012, «Solid state power controller (SSPC) for protection of continuous embedded network», *More Electric Aircraft (MEA2012), Bordeaux (France)*. 76

[2] FENG, X. 2007, «SiC based solid state power controller», . vii, 75

[3] FENG, X. et A. V. RADUN. 2008, «SiC based solid state power controller», dans *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, IEEE, p. 1855–1860. 76

[4] GHETTI, A. 2004, «Gate oxide reliability : Physical and computational models», dans *Predictive Simulation of Semiconductor Processing*, Springer, p. 201–258. 82

[5] GIJBELS, I. 2011, «Kaplan-meier estimator», dans *International Encyclopedia of Statistical Science*, Springer, p. 709–710. 89

[6] GUO, Y.-B., K. P. BHAT, A. ARAVAMUDHAN, D. C. HOPKINS et D. R. HAZELMYER. 2011, «High current and thermal transient design of a SiC SSPC for aircraft application», dans *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, IEEE, p. 1290–1297. 76

[7] HU, S. 2007, «Akaike information criterion», *Center for Research in Scientific Computation*. 93

[8] HUANG, X., G. WANG, Y. LI, A. Q. HUANG et B. J. BALIGA. 2013, «Short-circuit capability of 1200 V SiC MOSFET and JFET for fault protection», dans *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, IEEE, p. 197–200. 81

[9] KIBUSHI, R., T. HATAKEYAMA, S. NAKAGAWA et M. ISHIZUKA. 2013, «Analysis of hot spot temperature in power Si MOSFET with electro-thermal analysis», dans *Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT), 2013 8th International*, IEEE, p. 211–213. 80

[10] LE-HUU, M., H. SCHMITT, S. NOLL, M. GRIEB, F. F. SCHREY, A. J. BAUER, L. FREY et H. RYSSEL. 2011, «Investigation of the reliability of 4H–SiC MOS devices for high temperature applications», *Microelectronics Reliability*, vol. 51, n° 8, p. 1346–1350. 84

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[11] LELIS, A. J., D. HABERSAT, R. GREEN, A. OGUNNIYI, M. GURFINKEL, J. SUEHLE et N. GOLDSMAN. 2008, «Time dependence of bias-stress-induced SiC MOSFETs threshold-voltage instability measurements», *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 55, nº 8, p. 1835–1840.

[12] MCPHERSON, J. 2012, «Time dependent dielectric breakdown physics–models revisited», *Microelectronics Reliability*, vol. 52, nº 9, p. 1753–1760. 95

[13] NELSON, W. 1972, «Theory and applications of hazard plotting for censored failure data», *Technometrics*, vol. 14, nº 4, p. 945–966. 89

[14] ORTIZ-CONDE, A., F. J. GARCÍA-SÁNCHEZ, J. MUCI, A. T. BARRIOS, J. J. LIOU et C.-S. HO. 2013, «Revisiting MOSFET threshold voltage extraction methods», *Microelectronics Reliability*, vol. 53, nº 1, p. 90–104. 102

[15] ROMANO, G., L. MARESCA, M. RICCIO, V. D'ALESSANDRO, G. BREGLIO, A. IRACE, A. FAYYAZ et A. CASTELLAZZI. 2015, «Short-circuit failure mechanism of sic power mosfets», dans *Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), 2015 IEEE 27th International Symposium on*, IEEE, p. 345–348. 81

[16] SINGH, R. 2006, «Reliability and performance limitations in SiC power devices», *Microelectronics Reliability*, vol. 46, nº 5, p. 713–730. 84

[17] YEO, Y.-C., Q. LU et C. HU. 2001, «MOSFETs gate oxide reliability : Anode hole injection model and its applications», *International journal of high speed electronics and systems*, vol. 11, nº 03, p. 849–886. 95

[18] YU, L. C., G. T. DUNNE, K. S. MATOCHA, K. P. CHEUNG, J. S. SUEHLE et K. SHENG. 2010, «Reliability issues of SiC mosfets : A technology for high-temperature environments», *Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on*, vol. 10, nº 4, p. 418–426. x, 84, 94, 96, 97

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 4

Contribution au pronostic de durée de vie résiduelle

Sommaire

4.1 Introduction 122
4.2 Fiabilité et Pronostic 123
4.2.1 Approches fiabilistes du pronostic 124
4.2.2 Évaluation de la qualité du pronostic 126
4.3 Application au cas d'un SSPC 129
4.3.1 Utilisation de la tension de seuil 130
4.3.2 Modélisation de la dégradation 131
4.3.3 Estimation de la durée de vie résiduelle 134
4.3.4 Performance du pronostic 137
4.4 Perspectives de travail autour de la résistance à l'état passant 140
4.4.1 Impact des mécanismes de dégradation sur le $R_{DS,ON}$ 141
4.4.2 Résultats expérimentaux préliminaires 143
4.4.3 Pistes pour la modélisation des données 146
4.5 Conclusion 148

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.1 Introduction

L'estimation en ligne de la durée de vie d'un équipement électronique présente un intérêt dans la partie opérationnelle de sa vie. Dans l'industrie aéronautique les coûts liés à la maintenance des aéronefs constituent une part non-négligeable (entre 10 et 15 %) du coût de possession d'un appareil comme cela est décrit par la figure 4.1. Une amélioration de la planification des actions de maintenance permettrait donc une réduction substantielle des coûts directs d'utilisation (*Direct Operating Costs*). Au-delà de la réduction des coûts de maintenance, c'est également la disponibilité des aéronefs qui pourrait s'en trouver améliorée limitant ainsi les coûts liés aux retards et annulations des vols. Cette volonté d'optimisation des actions de maintenance s'inscrit plus généralement dans le cadre d'un changement de stratégie en cours chez les principaux acteurs (Airbus, Boeing , Rolls-Royce...). En effet, ces derniers souhaitent intégrer dans leurs offres une part croissante de services (maintenance, formation ...) et de contrats à l'heure de vols.

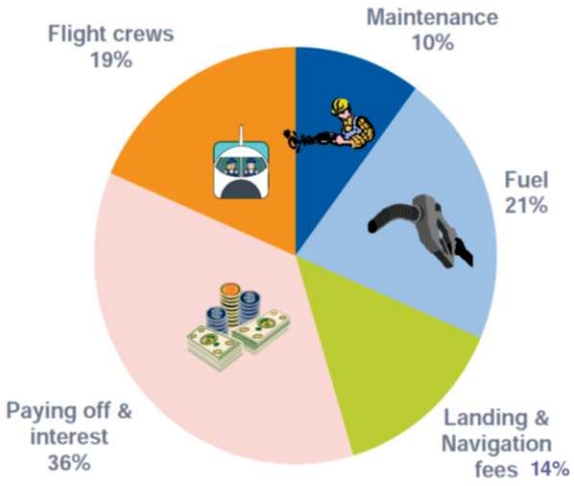

FIGURE 4.1 – Répartition des coûts directs de possession d'un avion civil [12]

Une des approches privilégiée, pour aller dans le sens d'une optimisation des actions de maintenance, consiste à mettre en œuvre une maintenance conditionnelle fondée sur l'état de santé de l'équipement ou du système. Cette réalisation d'une maintenance conditionnelle repose sur l'utilisation d'outils de Prognostic and Health Monitoring (PHM) qui consiste à prédire la date de panne d'un équipement connaissant l'évolution de son état de santé. Pour une analyse de l'état de l'art de la PHM appliquée à des systèmes électroniques, on pourra se référer à [10].

Dans l'industrie aéronautique, les cas d'applications de l'approche PHM se sont développés autour du suivi de l'état de santé des structures et moteurs des aéronefs. Cependant avec l'émergence d'aéronefs à propulsion hybrides, voir même to-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

talement électriques [1], les coûts de maintenance liés aux équipements d'électroniques de puissance ne devraient cesser de croître dans les années à venir. Dès lors, la question d'une application de ces outils de pronostic aux systèmes consommateurs d'énergie électriques se trouve posée.

Néanmoins, avant de pouvoir envisager l'implémentation d'une solution de pronostic de durée de vie restante dans un équipement, il est nécessaire d'étudier l'évolution des paramètres électriques d'un composant jusqu'à sa défaillance. Bien souvent l'instrumentation des composants de puissance au sein des équipements embarqués dans les aéronefs ne permet pas de suivre la dérive de ces paramètres en fonctionnement. L'utilisation des données collectées au cours des tests de vieillissement accélérés prend ici tout son sens afin d'améliorer la compréhension des mécanismes de dégradation des composants et de construire des algorithmes de pronostic de la durée de vie restante.

Dans ce chapitre, nous tâcherons de montrer comment les outils probabilistes développés dans le cadre des études de fiabilité peuvent être utilisés pour l'estimation de la durée de vie résiduelle des équipements. Dans un premier temps, différentes approches de pronostic ainsi que les métriques permettant de juger de leur qualité seront décrites. Dans un second temps, nous proposerons d'étendre l'utilisation des données de dégradation de la tension de seuil au pronostic de la durée de vie résiduelle ou *Remaining Useful Life*. Enfin, un moyen de test complémentaire ainsi que les premiers résultats obtenus seront présentés.

4.2 Fiabilité et Pronostic

Un lien direct existe entre pronostic de durée de vie résiduelle et étude de la fiabilité d'un bien. En effet, la durée de vie résiduelle ou RUL peut être définie comme étant l'intervalle de temps à partir d'un instant donné jusqu'à l'instant d'atteinte d'un état limite comme cela est illustré par la figure 4.2 . Ici, l'instant de départ ne correspond pas au début de la vie du bien mais à l'instant auquel le pronostic est réalisé. La notion d'état limité, pour sa part, renvoie à un événement redouté qui ne serait pas nécessairement une défaillance du bien. Il existe donc un lien fort entre les notions de RUL et de fiabilité. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, la fiabilité peut être définie comme l'aptitude d'un bien à assurer une fonction requise dans les conditions données pendant un intervalle de temps donné. On le voit bien, ces deux définitions partagent les notions d'intervalle et d'état limite de la réalisation d'une fonction. Cependant, ces deux notions diffèrent par l'horizon temporel dans lequel elle se place. En effet, la notion de fiabilité se positionne dans un intervalle de temps fixé, alors que la RUL s'intéresse à une condition fixée mais pour un intervalle temporel variable. Il paraît donc tout à fait pertinent d'étudier les techniques, depuis long-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

temps éprouvées, dans le domaine de la fiabilité et de s'intéresser à leur transposition pour le pronostic de durée de vie résiduelle.

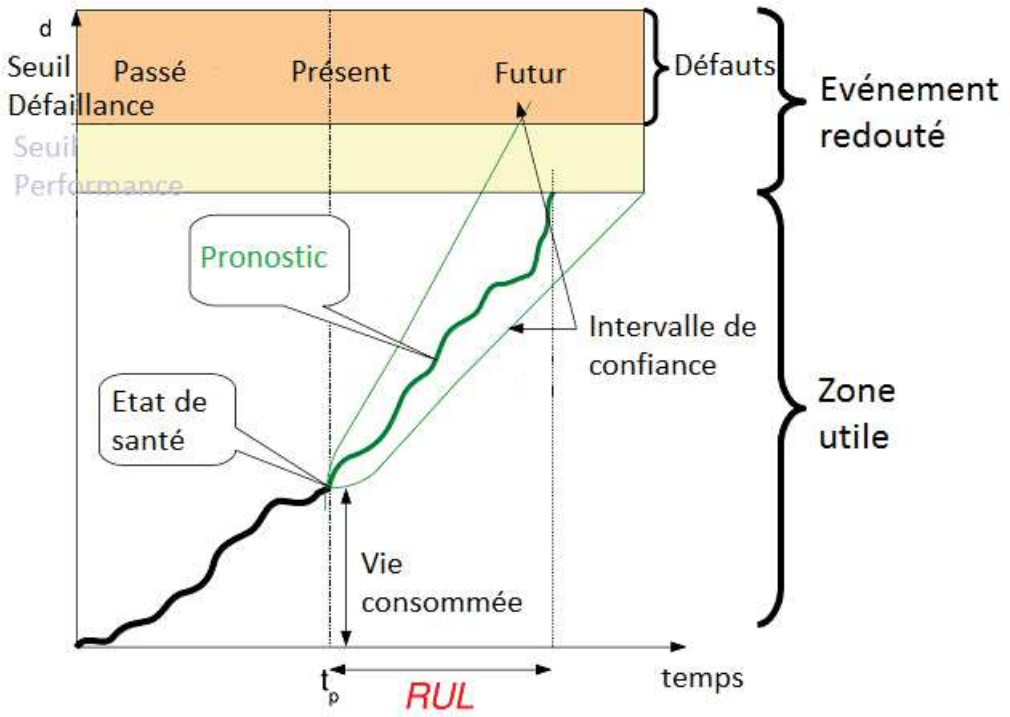

FIGURE 4.2 – Illustration de la notion de RUL [8]

4.2.1 Approches fiabilistes du pronostic

La durée de vie résiduelle d'un équipement ou RUL est une variable aléatoire qui dépend de l'âge de l'équipement, des conditions d'utilisation et de son état de santé. Si on définit X_t comme la variable aléatoire représentant la RUL, alors le pronostic consiste à estimer la densité de probabilité de X_t conditionnellement à Y_t les données de l'état de santé jusqu'à l'instant t. On note cette densite $f(x_t|Y_t)$.

Dans cette section, nous décrierons trois approches statistiques fondés sur les données (ou *Data-Driven*) largement utilisées dans le domaine de la fiabilité et qui pourront être mises en œuvre pour l'estimation de $f(x_t|Y_t)$.

Les modèles de taux

Cette approche, la plus largement utilisée dans le domaine de la fiabilité, consiste à modéliser la loi associée aux instants d'occurrence des événements redoutés sans prise en compte de l'état de santé de l'équipement. Dans ce cadre on cherchera à caractériser une loi du type :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mathrm{P}(\mathrm{RUL}(t) > x|\mathrm{T} > t) = \mathrm{P}(\mathrm{T} > t + x|\mathrm{T} > t) \tag{4.1}$$

Où T est la variable aléatoire représentant la durée de vie d'un équipement. On pourra donc considérer la RUL à l'instant t comme étant la durée de vie moyenne d'un équipement sachant qu'il fonctionne à l'instant t, de sorte que :

$$\mathrm{RUL}(t) = \int_0^\infty \mathrm{R}(x|t)\,dx = \frac{1}{\mathrm{R}(t)} \int_t^\infty \mathrm{R}(x)\,dx \tag{4.2}$$

Où $\mathrm{R}(x|t)$ est la fiabilité conditionnelle de l'équipement.

Bien que très répandu dans le domaine de la fiabilité, ces méthodes sont peu adaptés au pronostic. Elles permettent de développer des stratégies de maintenance systématiques mais sont peu pertinentes pour la maintenance préventive.

Les processus continus

Contrairement à la méthode précédente, cette approche permet une prise en compte de l'état de santé de l'équipement au travers de données de dégradation. En pratique l'estimation de la RUL revient ici à estimer l'instant auquel les données de dégradation vont franchir un seuil prédéterminé.

A ce jour, la méthode fondée sur la régression est la plus utilisée lorqu'il s'agit de modéliser un phénomène de dégradation par un processus continu. Une méthode de régression non-linéaire connu selon le nom de *General Degradation Model* a été proposé pour la première fois par Lu et Meeker [9]. La dégradation observé d'un échantillon à l'instant t, noté Y_t peut être représentée par :

$$\mathrm{Y}(t) = \mathrm{D}(t;\varphi,\theta) + \varepsilon(t) \tag{4.3}$$

Où $\mathrm{D}(t;\varphi,\theta)$ est le véritable niveau de dégradation à l'instant t, φ est un coefficient fixe commun à toutes les trajectoires, θ est variable aléatoire représentant les caractéristiques de chacun des équipements et $\varepsilon(t)$ est un terme d'erreur décrit par $\mathrm{N}(0,\sigma_\varepsilon)$.

A partir de ce modèle, la RUL peut être définie comme :

$$\mathrm{X}_{t_i} = \left\{ x_{t_i} : \mathrm{D}(t_i + x_{t_i},\varphi,\theta) \geq w | \mathrm{D}(t_i,\varphi,\theta) < w \right\} \tag{4.4}$$

Ce modèle peut, pour certains cas particuliers, fournir une expression analytique de la densité de probabilité de la RUL. Néanmoins, dans la plupart des situations des outils de simulation devront être employés pour en obtenir une approximation. Une autre limitation de cette approche réside dans son incapacité à modéliser la variabilité temporelle dans l'estimation.

Les processus stochastiques tels que les processus Gamma ou Wiener sont eux aussi des processus continus pouvant être utilisés pour modéliser les phénomènes de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

dégradation et réaliser le pronostic de la durée de vie résiduelle d'un bien. Ces processus font l'objet d'une attention particulière notamment parce qu'ils fournissent une expression analytique relativement simple de la densité de probabilité de la RUL. Les aspects théoriques liés à ces deux processus feront l'objet d'une description plus détaillée dans la suite de ce chapitre.

Les processus de Markov de sauts

Une autre méthode de pronostic possible, pour le pronostic de la RUL d'un système, est l'utilisation de processus de Markov de sauts purs. Deux hypothèse sous-tendent l'utilisation d'un tel modèle :

— l'état de dégradation future d'un composant ne dépend que de son état actuel, on parle aussi d'un modèle sans mémoire ;

— l'état d'un système peut être révélé par l'observation des données de condition de santé.

La plupart du temps, on considère que le processus de dégradation $\{Y_n, n \geq 0\}$ évolue dans un espace d'état fini $\Phi = \{0, 1, ..., N\}$ dans lequel 0 correspond à un état parfaitement sain et N l'état de défaillance du système. Dès lors la RUL à un instant n peut être définie par :

$$X_n = inf\left\{x_n : Y_{n+x_n} = N | Y_n = N\right\} \tag{4.5}$$

Ces modèles sont largement employés pour l'estimation de la RUL et le support aux décisions de maintenance. Cette intérêt s'explique notamment par la possibilité de diviser l'espace des états du systèmes en leur attribuant des désignations facilement compréhensibles telles que "bon", "défauts mineurs", "maintenance nécessaire". Cette dénomination des états du système se rapproche des notions utilisées dans l'industrie et contribue largement à son succès.

Les modèles présentés dans cette section confirment bien qu'il y a un intérêt à considérer les outils développés pour l'étude de la fiabilité et de les étendre au domaine du pronostic de durée de vie résiduelle. Dans la suite de ce chapitre nous tacherons de présenter une application pratique de la modélisation d'une dégradation par un processus gamma afin d'estimer la RUL d'une population de composant.

4.2.2 Évaluation de la qualité du pronostic

Avant de pouvoir prendre en compte les informations fournies par l'estimation de la durée de vie résiduelle d'un équipement dans le processus de planification des actions de maintenance, il est nécessaire de posséder un niveau de confiance suffisant dans la qualité du pronostic réalisé. De fait, les algorithmes de pronostic doivent être testés de la manière la plus exhaustive possible afin qu'ils puissent être certifiés.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Au-delà de la qualité intrinsèque d'un outils de pronostic, ces tests de performances peuvent également être utilisés pour quantifier l'impact d'un changement de modèle sur la qualité du pronostic et donc faire un choix raisonné sur le modèle le plus adapté.

Les techniques de pronostic étant relativement récente en comparaison de celles utilisées pour le diagnostic, les efforts se sont essentiellement portés sur le développement de méthode de pronostic et non pas sur les moyens de quantifier la performance de ces dernières. Pour autant, Saxena et al. [14] propose un état des lieux complet des différentes grandeurs existantes permettant cette quantification hors ligne. Cette article propose également une liste de nouvelles métriques de performance parmi lesquels nous retiendrons :

L'horizon de pronostic L'horizon de pronostic (HP) correspond à la différence entre le temps d'atteinte de l'événement redouté et le premier instant de prédiction noté t_i pour lequel la durée de vie résiduelle estimée RÛL atteint un critère de performance prédéfini. La notion d'horizon de performance est illustrée par la figure 4.4. Ici le critère de performance consiste à considérer comme satisfaisant une RUL estimée entachée d'une erreur de plus ou moins 20% par rapport à la RUL réelle.

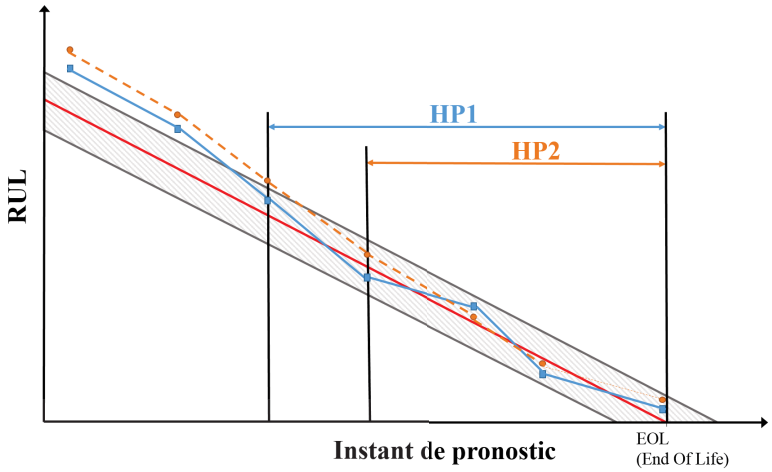

FIGURE 4.3 – Horizon de pronostic

L'exactitude $\alpha-\lambda$ Il s'agit d'un indicateur binaire visant à déterminer si à un instant donné t le pronostic de la RUL satisfait au critére suivant :

$$(1-\alpha)r_*^l(i) \leq r^l(i) \leq (1+\alpha)r_*^l(i) \tag{4.6}$$

où :

α : critère d'exactitude préalablement définit

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$i = t_p + \lambda(\text{EOL} - t_p)$
$r^l(i)$: la durée de vie résiduelle estimée à l'instant i
$r^l_*(i$: la durée de vie résiduelle réellement observée à l'instant i

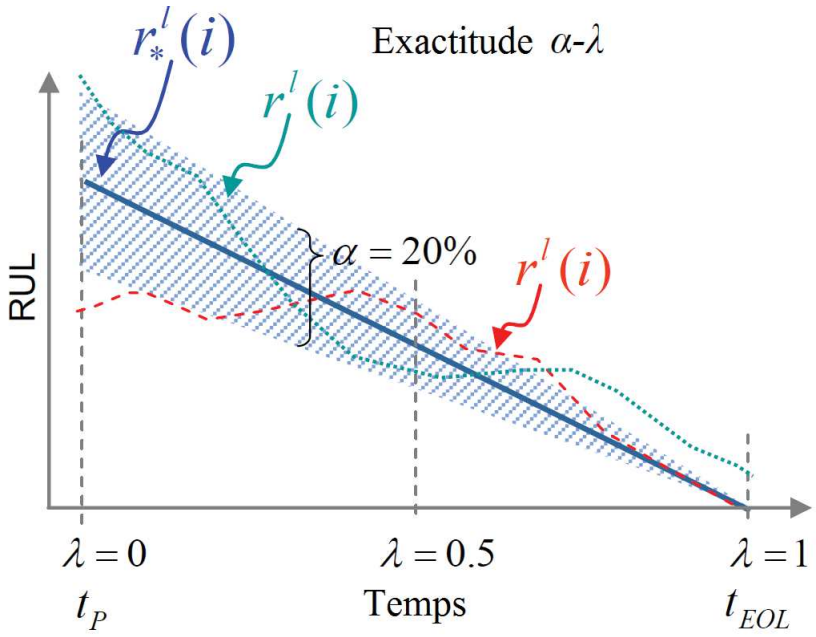

FIGURE 4.4 – Critère d'exactitude α – β [14]

Reduced Feature Set Robustness Cette grandeur permet de quantifier l'impact de la réduction de la taille du jeu de données utilisé pour le pronostic sur un indicateur de performance donné, noté M. Cet indicateur peut être calculé par :

$$\text{FSS}(i, f') = \left| \frac{\text{M}(i, f) - \text{M}(i, f')}{\text{M}(i, f)} \right| \tag{4.7}$$

Où f' est un sous-ensemble du jeu de donnée f et M un indicateur de performance. Cet outil permet donc de quantifier l'impact de la perte d'information sur la qualité de l'estimation de la RUL.

L'exactitude relative Il s'agit ici de calculer à chaque instant de pronostic l'écart relatif entre la valeur estimée et la valeur réelle de la RUL en utilisant l'expression :

$$\text{RA} = 1 - \frac{\left|\text{RUL}(t) - \hat{\text{RUL}}(t)\right|}{\text{RUL}(t)} \tag{4.8}$$

La convergence La convergence permet de quantifier la manière avec laquelle un indicateur de performance M s'améliore avec le temps. Pour ce faire nous nous intéressons à la distance entre le point de coordonnées (t_p,0) et le barycentre de l'aire

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

sous la courbe dont on note les coordonnées (x_c, y_c). Les coordonnées (x_c, y_c) sont calculées par :

$$\begin{cases} x_c = \dfrac{\frac{1}{2}\sum_{i=p}^{eol}(t_{i+1}^2 - t_i^2)\mathrm{M}(t_i)}{\sum_{i=p}^{eol}(t_{i+1} - t_i)\mathrm{M}(t_i)} \\ y_c = \dfrac{\frac{1}{2}\sum_{i=p}^{eol}(t_{i+1} - t_i)\mathrm{M}(t_i)^2}{\sum_{i=p}^{eol}(t_{i+1} - t_i)\mathrm{M}(t_i)} \end{cases} \tag{4.9}$$

La distance $\mathrm{C_M}$ peut être considérée comme la distance euclidienne entre les points $(t_p, 0)$ et (x_c, y_c) :

$$\mathrm{C_M} = \sqrt{(x_c - t_p)^2 + y_c^2} \tag{4.10}$$

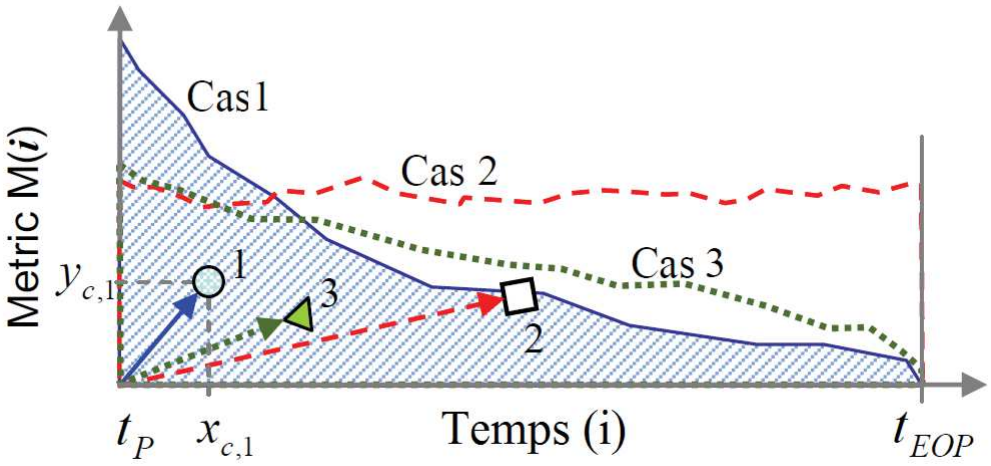

FIGURE 4.5 – Illustration de la convergence du pronostic [14]

Plus cette distance est courte plus la convergence de l'algorithme est rapide, ce qui est souhaitable pour la réalisation d'un pronostic.

Les métriques présentées ici permettront, *a posteriori*, d'estimer la qualité du pronostic réalisé sur un jeu de donnée contenant les dates de pannes des équipements. Ces grandeurs qualitatives seront des éléments précieux pour juger de la pertinence d'un algorithme de pronostic.

4.3 Application au cas d'un SSPC

Comme cela a été présenté dans le chapitre précédent, le SSPC sera le cadre d'étude pour l'utilisation du processus Gamma comme outil de pronostic de la durée de vie résiduelle d'un MOSFET SiC. Les *Solid State Power Controllers* sont utilisés dans les cœurs de puissance électriques des aéronefs afin d'assurer la protection des réseaux

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

électriques de bord. Les MOSFETs jouent le rôle de relais statiques qui doivent être ouverts dès lors qu'un comportement électrique et/ou thermique est détecté. Ce rôle est donc central dans la bonne réalisation de la fonction de disjoncteur ce qui justifie de s'intéresser dans un premier temps à ce composant.

Les considérations, présentées dans le chapitre 1 nous ont poussés à nous intéresser au mécanisme d'instabilité de la tension de seuil. Ceci a été confirmée par les test de vieillissement accélérés. Il apparaît donc raisonnable de considérer l'évolution de la tension de seuil comme un indicateur de dégradation pertinent pour l'estimation de la durée de vie restante. Dans un premier temps nous décrirons les résultats de pronostic obtenus avec un jeu de données issu des tests de vieillissement accélérés. Nous proposerons ensuite de quantifier la qualité du pronostic réalisé au moyen des métriques de performance présentées précédemment. Enfin, des pistes de travaux futurs seront présentées, notamment l'utilisation de la résistance à l'état passant comme indicateur de dégradation.

4.3.1 Utilisation de la tension de seuil

Les choix de l'indicateur de dégradation et de l'outil permettant de la modéliser sont des éléments essentiels à la mise en œuvre d'un pronostic de RUL. Ces choix peuvent être le fruit de la prise en considération de l'avis d'un expert ou du retour d'expérience opérationnel disponible. Dans le cas qui nous intéresse ici, les composants étudiés sont très récents et donc peu utilisés pour des applications commerciales. Par conséquent, le retour d'expérience est particulièrement restreint et donc peu pertinent en vue de faire un choix raisonné d'indicateur et de modèle de dégradation. Dès lors, l'utilisation des données de dégradation parait être une base de travail satisfaisante pour la mise au point d'outils de pronostic.

Parmi l'ensemble des jeux de données présentés, le choix s'est porté sur celles obtenues par les conditions les plus accélératrices (V_{GS} = 30V et T_c = 100°C) afin de s'assurer que l'ensemble des composants ont atteint un seuil de dégradation que l'on pourra considéré comme une défaillance. L'ensemble des trajectoires de dégradations mesurées dans ces conditions sont présentées dans la figure 4.6 ainsi que le seuil de dégradation qui a été fixé à L = 18%. La valeur du seuil de défaillance a été volontairement fixé en dessous de celle utilisée pour l'étude de la fiabilité. Cela permet de maintenir une marge de sécurité entre l'instant où une action de maintenance est absolument nécessaire et celui d'une défaillance de l'équipement.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

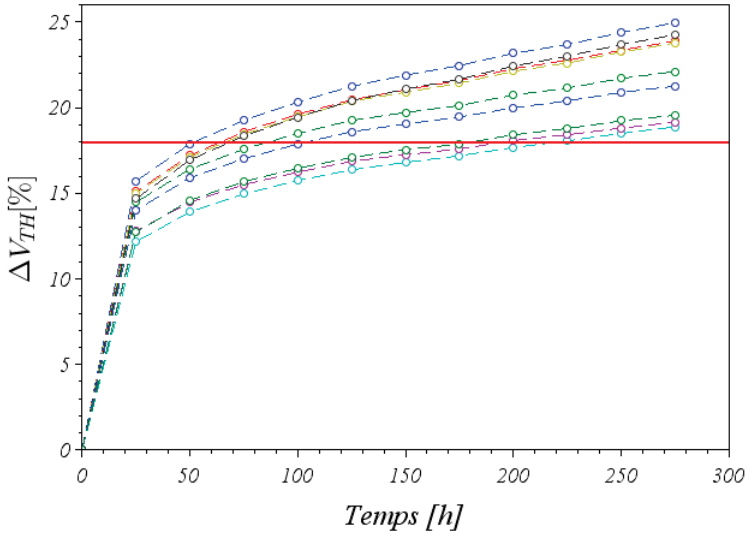

FIGURE 4.6 – Représentation des données de dégradation utilisées pour l'estimation de la durée de vie résiduelle

4.3.2 Modélisation de la dégradation

Dans un *SSPC*, la fonction de relais statique est assurée par la mise en parallèle de plusieurs transistors de puissance afin d'assurer le contrôle du passage d'un courant pouvant atteindre plusieurs dizaines d'ampère. Cette multiplicité des composants fonctionnant en parallèle dans des conditions identiques permet de suivre potentiellement plusieurs trajectoires de dégradation de manière simultanée. De plus, une action de maintenance ne peut être envisagée qu'au niveau du SSPC et non pas d'un composant de puissance en particulier. Il est donc possible de prendre en compte l'ensemble des trajectoires de dégradation dans leur globalité et de les considérer comme autant de manifestations d'un même processus de dégradation. Nous considérerons donc l'ensemble des trajectoires de dégradation, mesurées au cours d'un test de vieillissement, comme autant de tirages d'un même processus de dégradation stochastique. Comme cela a été présenté dans le chapitre précédent, nous proposons d'utiliser un processus Gamma à incréments non-stationnaires afin de modéliser les trajectoires de dégradation. Pour rappel, l'estimation des paramètres d'un processus Gamma non-homogène peut être obtenu en maximisant la fonction de vraisemblance définie par :

$$\mathrm{L}(d_i^j|v(t),\beta) = \prod_{j=1}^{\mathrm{N=8}} \prod_{i=1}^{t_p} f(d_i^j|v(t_i),\beta) \tag{4.11}$$

avec $v(t_i) = a(t_i^b - t_{i-1}^b)$ le paramètre de forme du processus, β le paramètre d'échelle

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

et $\{d_i^j = x_i^j - x_{i-1}^j\}, i = 1,..,\mathrm{N}; j = t_0,...,t_p$, les incréments de dégradation mesurés pour les 8 composants testés sur l'intervalle de temps entre le premier instant de mesure t_0 et l'instant auquel le pronostic est réalisé, que l'on note t_p.

Les paramètres du processus peuvent être mis à jour avant chaque pronostic en prenant en compte les nouvelles données mesurées pendant le laps de temps qui sépare deux instants de pronostic. L'ensemble des valeurs estimées des paramètres $\hat{a}$, $\hat{b}$ et $\hat{\beta}$ à chaque instant de pronostic t_p sont regroupées dans le tableau 4.1.

t_{prog}[h]	$\hat{a}$	$\hat{b}$	$\hat{\beta}$
5,51	21,91	1,00	11,65
11,02	154,71	0,22	21,74
18,05	196,83	0,21	27,04
23,48	250,11	0,20	34,28
28,53	221,13	0,20	29,82
33,68	247,32	0,20	33,48
38,99	268,01	0,20	36,09
44,36	250,17	0,19	33,36
49,58	247,29	0,19	33,21
54,98	271,10	0,19	36,45
60,38	289,42	0,19	38,89
66,04	302,57	0,20	40,75
71,13	301,55	0,19	40,42
77,51	312,18	0,19	41,70
82,49	315,95	0,19	42,09
87,72	332,29	0,19	44,30
92,64	343,57	0,19	45,86

TABLEAU 4.1 – Paramètres du processus Gamma non-homogène estimés à différent instant de pronostic

L'estimation de ces paramètres permet de manière directe d'estimer l'espérance du processus de dégradation en utilisant la relation :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mathbb{E}(\mathrm{X}(t)) = \frac{\nu(\hat{t})}{\hat{\beta}} = \frac{\hat{a}t^{\hat{b}}}{\hat{\beta}} \tag{4.12}$$

La qualité de la modélisation du processus de dégradation peut être observée en comparant l'espérance estimée, à différents instants de pronostic, avec la moyenne des trajectoires de dégradation mesurée. La figure 4.7 montre un bon accord entre les données observées et l'estimation de l'espérance qui est réalisée à partir de ces données. Le processus Gamma permet donc d'estimer l'évolution de cette dégradation à partir du dernier instant de mesure jusqu'au franchissement du seuil de dégradation. Ce processus de dégradation permet également d'estimer la RUL comme nous le montrerons dans la section suivante.

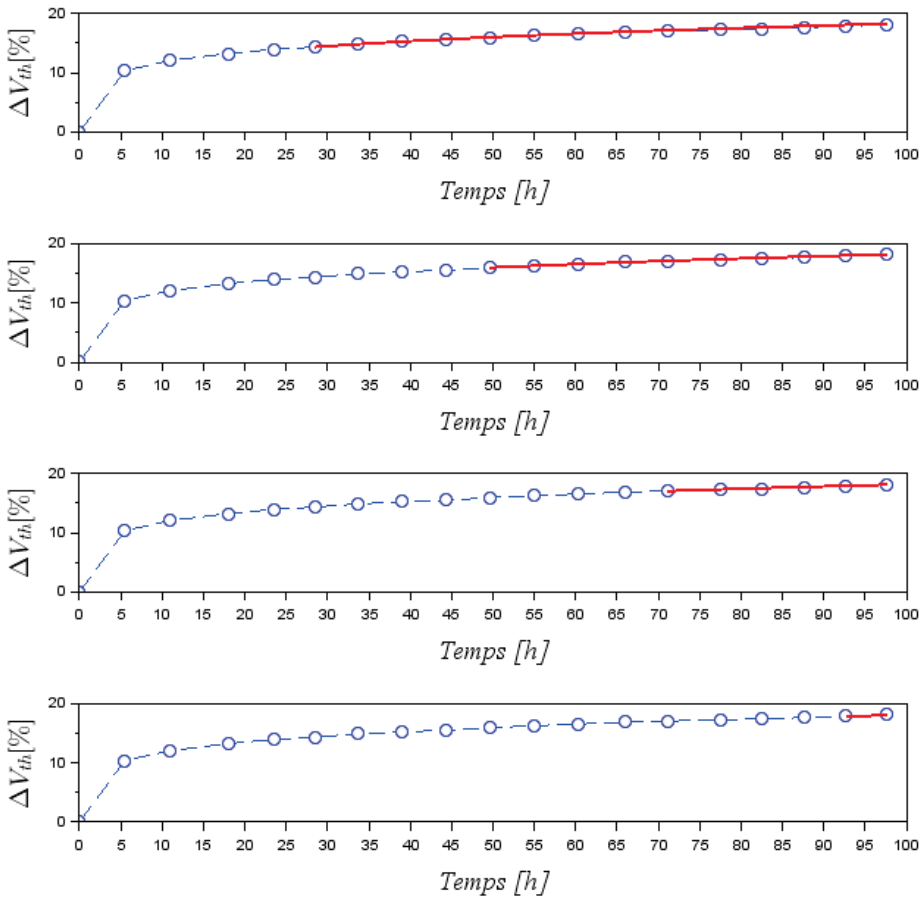

FIGURE 4.7 – Comparaison de la dégradation moyenne mesurée et de l'espérance du processus de dégradation estimé à plusieurs instants de pronostic (t_p= 28,53h, 49,58h ,71,13h et 92,64h)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.3.3 Estimation de la durée de vie résiduelle

Une fois les paramètres du processus de dégradation mis à a jour, l'étape suivante consiste à estimer la durée de vie résiduelle (ou RUL) et la densité de probabilité qui lui est associée. Afin de définir la RUL liée à ce processus de dégradation, nous considérerons l'écart entre l'instant de pronostic et le premier temps d'atteinte d'un seuil, également appelé FHT pour *First Hitting Time*. Dès lors, la RUL peut être considérée comme une variable aléatoire $\mathrm{RUL}(t_i)$, telle que :

$$\mathrm{RUL}(t_i) = inf\{h : \mathrm{X}_{t_i+h} > \mathrm{L} | \mathrm{X}_{t_i} < \mathrm{L}\} \tag{4.13}$$

La distribution de cette variable aléatoire peut être évaluée par simulation de Monte-Carlo. Cette approche consiste à simuler un grand nombre de trajectoires de dégradation à partir du dernier niveau de dégradation observé et ainsi à obtenir une collection de temps d'atteinte du seuil de dégradation. Cette méthode est illustrée par la figure 4.8.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

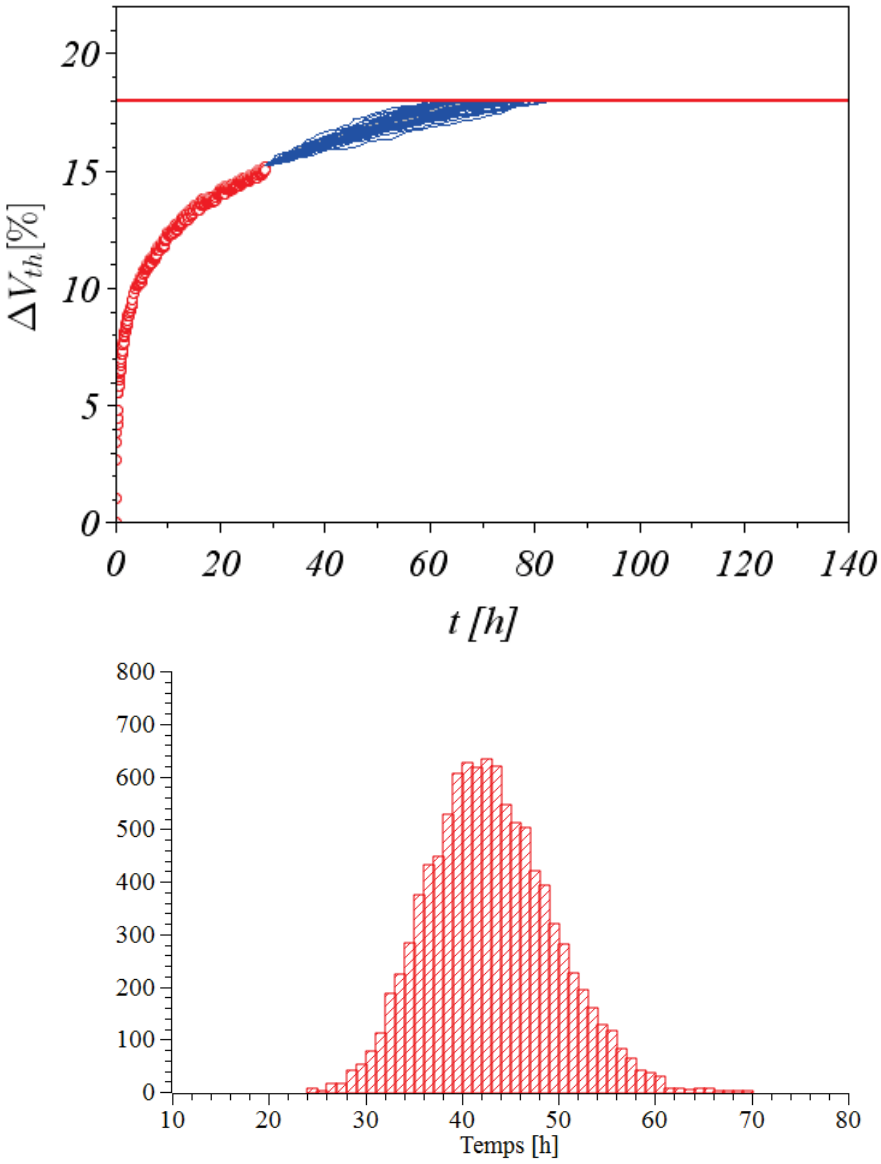

FIGURE 4.8 – (a)Simulation des trajectoires de dégradation suivant un processus Gamma à incréments non-stationnaires (b) Densité de probabilité de la durée de vie résiduelle obtenue à partir des trajectoires simulées (méthode de Monte-Carlo)

Les simulations Monte-Carlo nécessitent une capacité de calcul importante, on préférera donc utiliser l'expression analytique de la fonction de répartition du RUL, pour un processus Gamma, donnée par :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\begin{aligned} F_{RUL(t_i)}(h) &= \mathbb{P}(RUL(t_i) < h) \\ &= \mathbb{P}(X_{t_i+h} > L | X_{t_i} < L, X_{t_i} = x) \\ &= \mathbb{P}(X_{t_i+h} - X_{t_i} > L - x) \\ &= \frac{\Gamma(v(t_i+h)-v(t_i),(L-x)\beta)}{\Gamma(v(t_i+h)-v(t_i))} \end{aligned} \tag{4.14}$$

où $v(t) = \hat{a}t^{\hat{b}}$ et $\Gamma(,)$ est la fonction Gamma incomplète.

La figure 4.9 présente la densité de probabilité de la RUL estimée à l'instant de pronostic $t_p = 11,2h$ à l'aide de l'expression analytique décrite précédemment et d'un tirage Monte-Carlo.

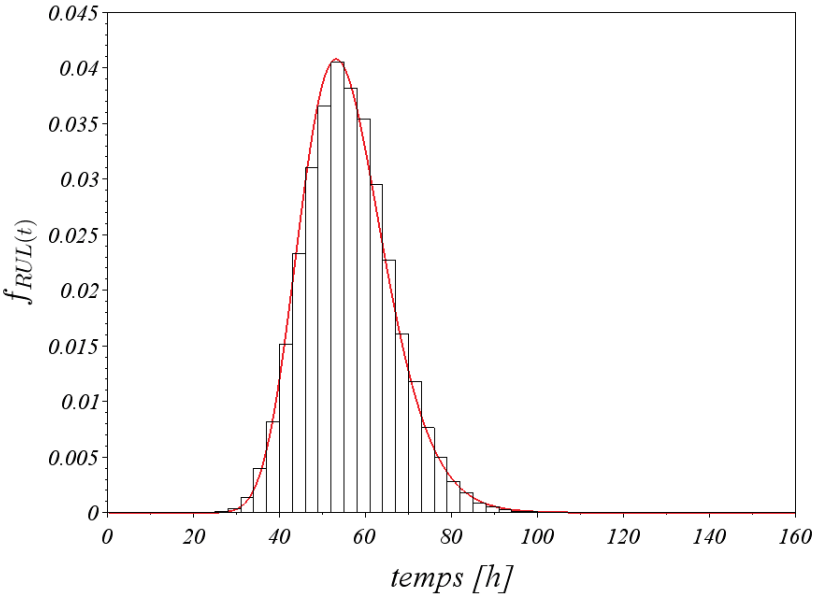

FIGURE 4.9 – Densité de probabilité de la RUL obtenu par la méthode de Monte-Carlo (histogramme) et par l'expression analytique (eq.4.15) (courbe rouge)

A partir de la distribution de l'estimateur du RUL qui a été estimé, nous avons fait le choix de considérer la médiane de cette dernière, notée $\hat{RUL}_{50\%}$, comme un indicateur de la durée de vie résiduelle du composant considéré. De même, les 5émes et 95émes centiles de la distribution seront extraits et forment l'intervalle de confiance autour de la valeur de RUL estimée. Cette méthode d'extraction des paramètres de la distribution est décrite par la figure 4.10.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

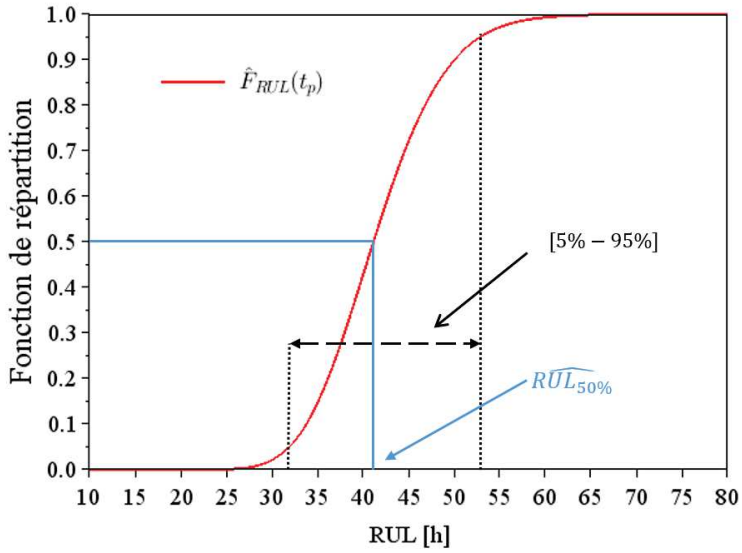

FIGURE 4.10 – Evaluation de la RUL médiane ($\hat{\text{RUL}}_{50\%}$) et de l'intervalle de confiance [$\text{RUL}_{5\%}$;$\text{RUL}_{95\%}$]

4.3.4 Performance du pronostic

L'estimation du niveau de dégradation d'un composant ainsi que l'estimation de la loi de la variable aléatoire RUL sont deux sources d'erreur potentielles pour le pronostic de la durée de la durée de vie résiduelle. Afin de s'assurer de la pertinence du pronostic, nous allons comparer, pour chacun des composants :

— $\hat{\text{RUL}}_{50\%}$: la médiane de la distribution estimée du RUL ;

— $\text{RUL}_{réel}$: la durée de vie résiduelle réellement observée pour chacun des composants.

La RUL empiriquement observée peut être calculée par la relation suivante :

$$\text{RUL}_{réel,k}(t_i) = \text{EOL}_k - t_i \tag{4.15}$$

EOL_k représente la date du passage du seuil L = 18% pour chacun des k composants dont les valeurs sont regroupées dans le tableau 4.2. et t_i les instants de pronostic.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

DUT	1	2	3	4	5	6	7	8
EOL[h]	52,41	87,30	63,45	192,17	64,93	70,68	106,36	170,59

TABLEAU 4.2 – Valeurs de l'instant de passage au dessus du seuil L = 18% pour chacun des 8 composants

A titre d'illustration, la RUL pronostiquée à l'instant $t_p = 50h$ est comparée à la RUL réelle à cet instant. La figure 4.11 permet de constater un bon accord entre $\hat{\text{RUL}}_{50\%}$ et $\text{RUL}_{réel}$ pour l'ensemble des 8 composants puisque l'ensembles des RUL empiriques se trouvent à l' intérieur des intervalles de confiance obtenus à l'aide des $5^{éme}$ et $95^{éme}$ centiles des distributions.

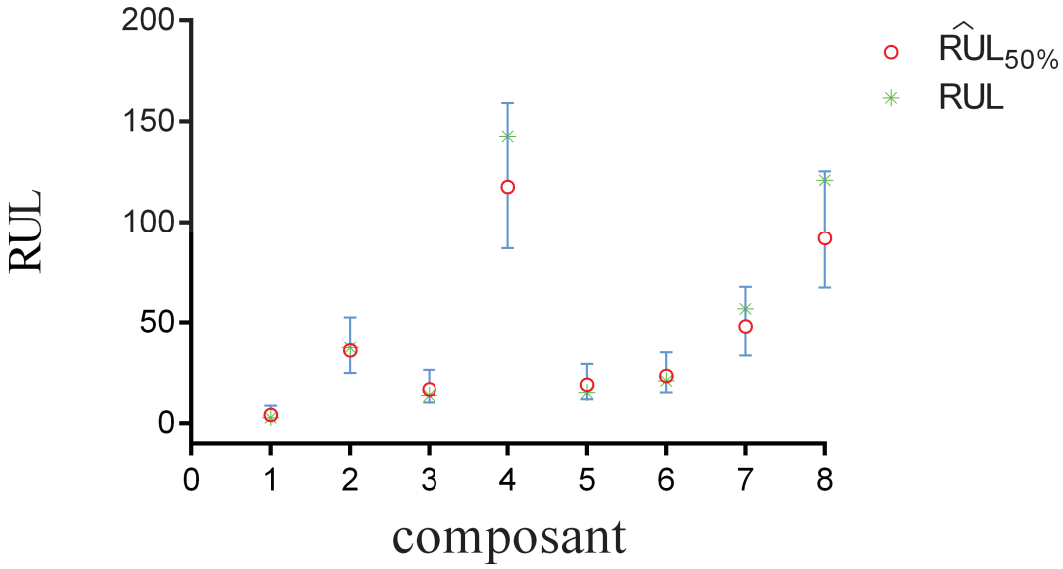

FIGURE 4.11 – Comparaisons de $\hat{\text{RUL}}_{50\%}$ et $\text{RUL}_{réel}$ à l'instant $t_p = 50h$

La figure 4.12 présentant la distance $d_k = \hat{\text{RUL}}_{50\%}(k) - \text{RUL}_{réel}(k)$ permet d'observer que pour 6 des 8 composants cette distance est faible (inférieure à 10h). On constatera également que les 2 composants présentant un écart supérieur à 20 heures, en l'occurrence les composants n° 4 et 8, le pronostic effectué conclu à une durée de vie résiduelle plus courte que la valeur réelle ce qui est plutôt souhaitable du point de vue de la sureté de fonctionnement de l'équipement, mais nécessairement plus coûteux du point de vue de la maintenance.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

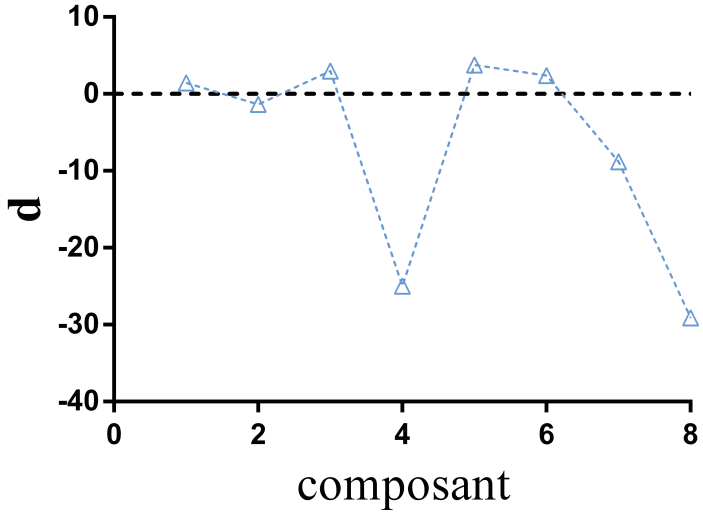

FIGURE 4.12 – Distance séparant les durées de vie résiduelle estimées et empiriques

Comme cela a été décrit précédemment, il est également possible de quantifier la qualité du pronostic en utilisant des métriques de performance et notamment l'exactitude $\alpha - \lambda$. Le choix des critères de performance s'est porté ici sur un niveau d'exactitude $\alpha = 20\%$ et un instant de pronostic $\lambda = 0,5$ qui correspond donc à la moitié de la vie effective du composant. La figure 4.13 illustre l'évolution de $\hat{\text{RUL}}_{50\%}$ au cours du temps pour le composant $n^o 3$ et nous permet de constater que notre pronostic rempli bien le critère d'exactitude $\alpha - \lambda$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

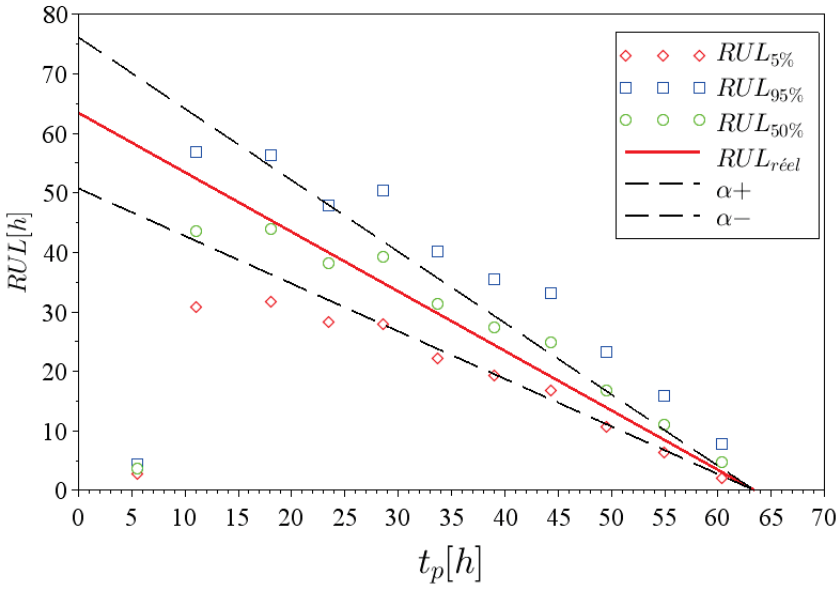

FIGURE 4.13 – Performance du pronostic fondé sur l'exactitude α – λ pour le composant n°3

Le résultats présentés dans cette section nous ont permis de constater que d'une part le processus Gamma à incréments non-stationnaires permet une modélisation satisfaisante du processus de dégradation et que d'autre part l'estimation de la RUL associée peut s'effectuer au travers d'un expression analytique simple. De plus, les indicateurs de performance mettent en évidence que le pronostic de RUL peut être effectué avec une précision tout à fait satisfaisante.

Pour autant, le choix de V_{th} comme précurseur de la défaillance d'un MOSFET SiC souffre de quelques limitations. En effet, la mesure de la tension de seuil en continu dans un équipement réel peut s'avérer particulièrement délicate et nécessiterait le développement d'un équipement spécifique pour embarquer cette fonctionnalité. D'autre part, ce paramètre est un marqueur du mécanisme d'instabilité de la tension de seuil, qui est certes limitant pour la durée de vie des MOSFETs SiC mais qui n'est pour autant pas le seul mécanisme de défaillance pouvant affecter ces structures. En effet, il faudrait, pour avoir une vision exhaustive de l'état de santé d'un composant, s'intéresser à l'endommagement de l'assemblage de ce dernier.

4.4 Perspectives de travail autour de la résistance à l'état passant

La résistance à l'état passant d'un transistor de puissance, noté $R_{DS,on}$, est un paramètre important pour le fonctionnement des MOSFETs de puissance puisqu'il

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

conditionne le niveau de courant maximal admissible par le composant ainsi que les pertes en conduction. Dans le cadre d'une application SSPC, le transistor de puissance fonctionne dans un mode de conduction pendant la majeure partie de son fonctionnement. Par conséquent, le maintien d'un $R_{DS,on}$ le plus faible possible pendant toute la vie utile du composant est essentiel. Dès lors, la résistance à l'état passant apparaît comme un bon indicateur de l'état de santé des MOSFETs SiC.

4.4.1 Impact des mécanismes de dégradation sur le $R_{DS,ON}$

Comme cela est illustré par la figure 4.14, la résistance à l'état passant d'un MOSFET de puissance est la somme de plusieurs contributions élémentaires :

R_s : La résistance de contact entre les fils de connexions et la métallisation de la source du composant ;

R_{CH} la résistance du canal de conduction sous la structure MOS du composant ;

R_A : la résistance de la zone épitaxiée sous l'électrode de grille ou résistance d'accès ;

R_{JFET} : la résistance de la structure JFET parasite ;

R_N : la résistance de la couche épitaxiée qui a pour rôle de supporter la tenue en tension dans la structure ;

R_D : la résistance du substrat du transistor et des éléments assurant la conduction avec le package.

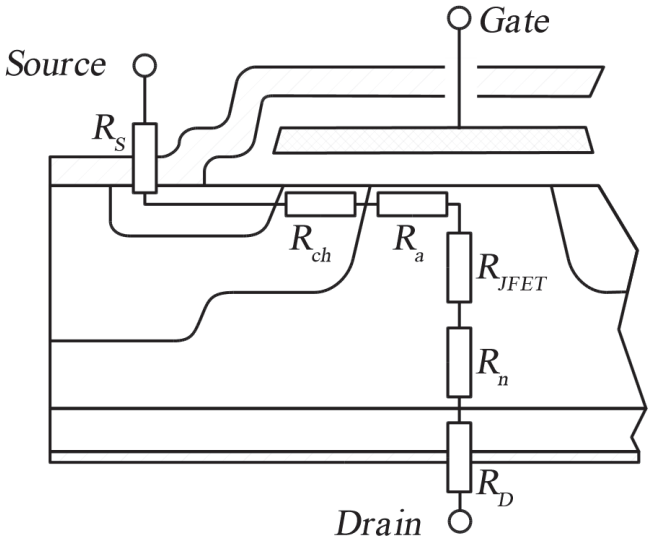

FIGURE 4.14 – Contributions des résistances élémentaires à la $R_{DS,ON}$ globale

De nombreux mécanismes de défaillance pourraient donc avoir un impact direct sur ce paramètre électrique. L'instabilité de la tension de seuil, notamment, peut être directement reliée à la résistance à l'état passant. En effet, lorsque le composant est à

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

l'état passant, le canal se comporte comme une résistance $R_{DS,ON}$ linéairement proportionnel à V_{DS} et I_{DS} :

$$R_{DS,ON} = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} \tag{4.16}$$

Or, la relation liant le courant I_D et la tension entre le drain et la source V_{DS} est donnée par :

$$I_D = \frac{W}{L}\mu C_{OX}\left(V_{GS} - V_{th} - \frac{1}{2}V_{DS}\right)V_{DS} \tag{4.17}$$

Avec μ la mobilité des porteurs en cm^2 V.s, C_{OX} la capacité de l'oxyde de grille par unité de surface (F.cm^2), W et L respectivement la largeur et la longueur du canal, V_{GS} la tension grille-source et V_{th} la tension de seuil. On pourra donc obtenir la relation suivante :

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{W}{L}\mu C_{OX}(V_{GS} - V_{th} - V_{DS}) \tag{4.18}$$

et constater que à V_{DS} fixée, la résistance à l'état passant est inversement proportionnel à la différence entre V_{GS} et V_{th}. De fait, pour une tension de grille V_{GS} fixée si la tension de seuil augmente, il en va de même pour la résistance à l'état passant.

De la même manière, les résistances élémentaires liés aux zones de connexion entre la puce et le *package* du composant que ce soit au niveau du plot de source ou du contact de drain, peuvent être fortement impactées par le vieillissement du composant. En effet, comme cela a été décrit précédemment, le mécanisme de reconstruction de la métallisation du contact de source, se caractérise par une réduction de la surface effective de la métallisation. Par conséquent, la résistance de contact entre la métallisation et le fil de connexion s'en trouve augmentée, ce qui entraîne une élévation de la résistance à l'état passant du composant [11]. De même la dégradation du joint de brasure entre la puce et la semelle qui assure la connexion avec le Drain du composant est susceptible d'avoir un impact sur la résistivité du contact de Drain et donc sur la résistance globale du composant [3, 4]. Par conséquent la résistance à l'état passant d'un MOSFET de puissance semble être un bon indicateur de l'état de santé global d'un MOSFET de puissance. L'ensemble des mécanismes de défaillance décrits ici sont regroupés dans le tableau 4.3.

Dans la suite de cette section, nous décrirons les premiers résultats de dégradation du $R_{DS,ON}$ et la méthode mise en œuvre pour les obtenir.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Mécanismes	Site	Variables de stress
Instabilité de la tension de seuil	oxyde de grille	E_{OX},T_J
Reconstruction de la métallisation	Métallisation de source	ΔT_J
Levée du fil de bonding	Source	ΔT_J, T_{Jmax}
Délamination du joint de brasure	Drain	ΔT_J

TABLEAU 4.3 – Récapitulatif des mécanismes pouvant apparaître dans un MOSFET SiC et ayant un impact sur la résistance à l'état passant du composant

4.4.2 Résultats expérimentaux préliminaires

Description de la procédure expérimentale

L'émergence de composants de puissance susceptibles de fonctionner à haute température implique de pouvoir tester ces derniers dans conditions thermiques sévères. Cette nécessité de réaliser des tests de vieillissement pose la question de la mise sous contrainte thermique du composant testé, sans pour autant vieillir prématurément les autres éléments nécessaires au banc de test (carte de test, câbles, connecteurs, instruments de mesure ...). Dans le cadre de ces travaux, une méthode de mise sous contrainte thermique localisée des composants de puissance par un faisceau laser continu a été développée et a fait l'objet d'un dépôt de brevet (fig. 4.15).

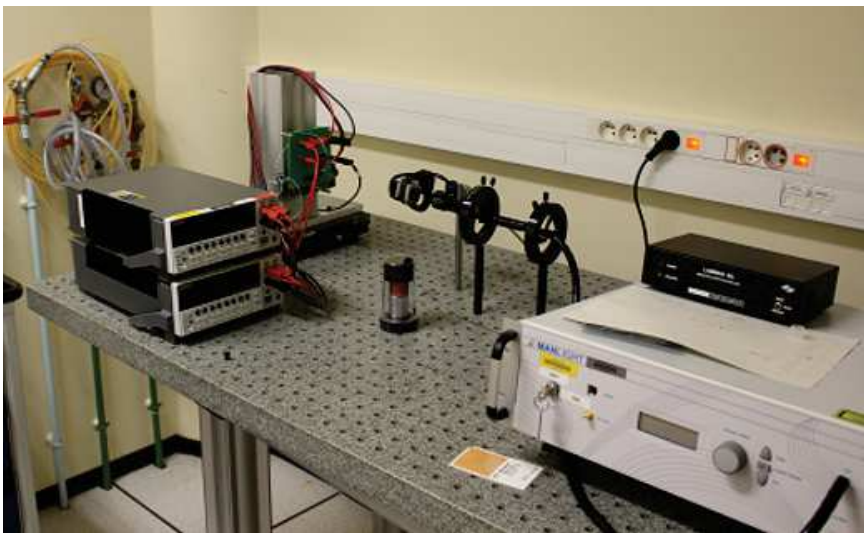

FIGURE 4.15 – Banc de test permettant la mise en contrainte thermique par laser

L'échauffement thermique du composant est réalisé grâce à l'interaction d'un faisceau laser avec un des niveaux de métallisation du composant électronique. Pour se faire, une étape de préparation par chimie permet d'enlever les matériaux d'enro-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

bage. La puce, désormais à nue présente des métallisations accessibles optiquement.

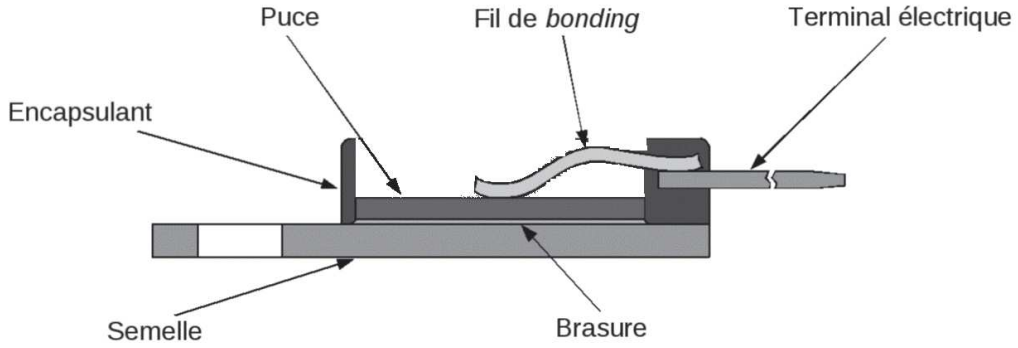

FIGURE 4.16 – Illustration de la préparation subi par un composant dans un boîtier TO-247 avant utilisation du banc laser

En utilisant un laser dans le proche infrarouge sur des métallisations comme le cuivre ou l'aluminium, une partie du flux de photons est directement absorbée par le métal et contribue à un échauffement de la structure par effet photo-thermique et par la thermalisation des porteurs libres du métal. Cet échauffement en surface du composant contribue à générer un gradient de température dans la verticalité du boîtier qui s'accompagne d'un rayonnement thermique dans l'air ainsi que d'une diffusion thermique au travers du substrat puis de la semelle du boîtier.

En utilisant une source laser de quelques Watt en régime continu, il est possible d'obtenir un niveau de température de l'ordre de 150 à 200 °C localisé au boîtier du composant et en particulier sur la surface irradiée. Le contrôle de la température peut s'effectuer par l'utilisation d'un paramètre thermo-sensible interne comme une jonction PN ou la mise en œuvre d'un équipement de mesure de la température (thermocouple, caméra thermique...). Le laser utilisé est un laser continu d'une longueur d'onde de $1,5\ \mu m$, d'une puissance maximale de 10 W ayant un faisceau collimaté sur un diamètre de 10 mm. Le centrage du faisceau sur le composant est effectué par un laser de pointage coaxial au laser de chauffage. Cette méthode permet donc de conduire des tests à haute température sans contraindre l'électronique de contrôle constituée des cartes, composants et connectiques qui demeurent à la température d'ambiance du laboratoire.

Pour notre étude la puissance utilisé est de 2,5W, ce qui nous a permis d'atteindre une température moyenne d'environ 140 °C sur la surface de la semelle. Dans cette version du banc de test les informations sur la température sont obtenues au moyen d'un thermocouple positionné sur la semelle du composant. La figure 4.17 présente l'évolution de la température mesurée au cours du test. On peut constater que sa valeur varie dans une gamme comprise entre 135°C et 145°C. Cette variabilité de la température résulte de l'imprécision de la mesure obtenue par le thermocouple mais également de la non maîtrise de la température de la pièce dans laquelle le test a été

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

mené.

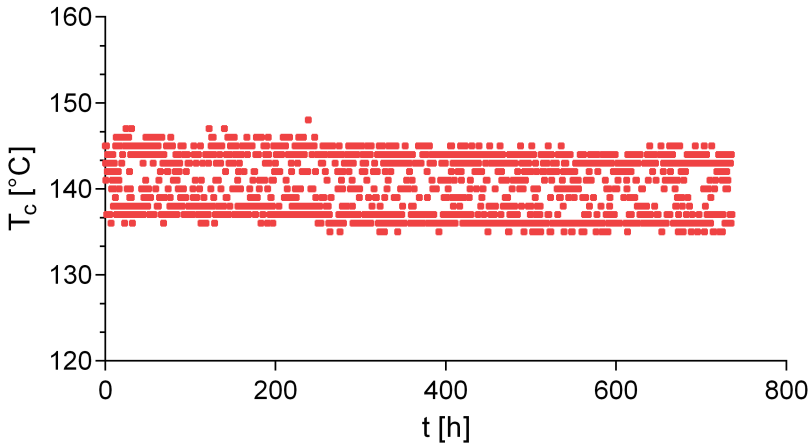

FIGURE 4.17 – Evolution de la température mesurée sur la semelle du composant au cours du test

La contrainte électrique appliquée sur le composant, est demeurée, identique à ce qui a été présenté dans le chapitre précédent. Une tension continue V_{gs}=25 V est appliquée sur la grille alors que le drain et la source du composant sont reliés à la masse. A intervalle régulier, une mesure de la résistance à l'état passant ($R_{DS,ON}$) est réalisée en appliquant une impulsion de 10 A pendant 100 μs entre le drain et la source du composant et en mesurant la chute de tension induite par le passage de ce courant. Le composant est maintenu à l'état passant, pendant la mesure, par une tension V_{GS}=20 V.

Evolution du $R_{DS,ON}$

Les résultats obtenus au cours de ce test sont présentés à la figure 4.18. Sur les 700 heures, la résistance à l'état passant a augmenté de 20% avec une valeur initiale de 180$m\Omega$ pour s'établir à environ 220$m\Omega$ à l'issue du test. Au delà, des variations dues au bruit de la mesure, on peut constater des chutes brutales du $R_{DS,ON}$ autour de 200 et 600 heures de test. Ces événements peuvent sans doute s'expliquer par une variation de la température d'ambiance de la pièce dans laquelle le test est réalisé. Pour se prémunir de ce type de phénomène il conviendra, dans une prochaine version du banc de test, de confiner le composant testé dans un enceinte dont la température est régulée.

Cette variabilité dans l'évolution de la résistance à l'état passant implique que le processus Gamma ne peut plus être utilisé pour modéliser l'évolution de la dégradation du composant. En effet un processus Gamma étant par définition monotone et croissant, il sera nécessaire d'utiliser d'autre modèle de processus stochastique

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pour prendre en compte le caractère croissant mais non-monotone de l'évolution du $R_{DS,ON}$.

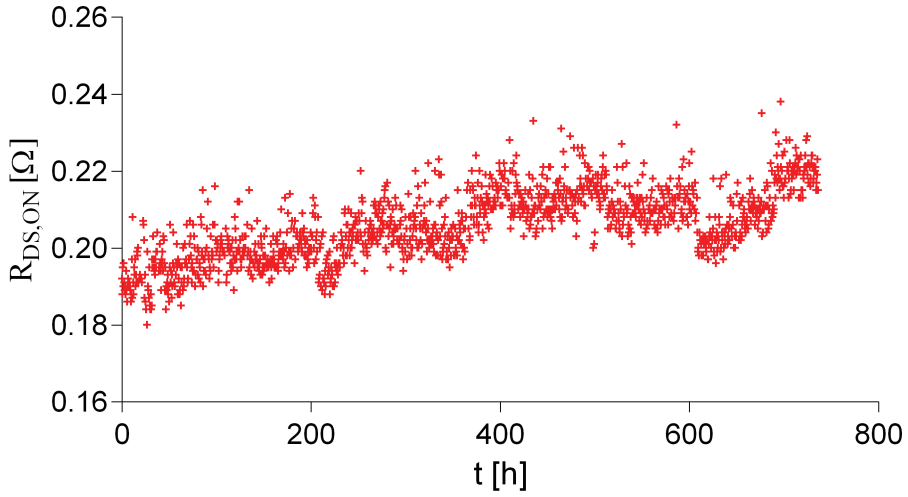

FIGURE 4.18 – Evolution de la resistance à l'état passant d'un MOSFET 4H-SiC au cours d'un test HTGB avec V_{GS}=25 V et T_C=140 °C

4.4.3 Pistes pour la modélisation des données

Au-delà du processus Gamma non-homogène, il existe d'autres processus à incréments non-stationnaires qui permettent, contrairement à ce dernier, de modéliser des phénomènes de dégradation non monotones.

On pourra notamment considérer un processus Wiener ou mouvement Brownien pour modéliser l'évolution de la résistance à l'état passant illustrée par la figure 4.18 [2, 6, 16]. En effet le processus de Wiener à dérive linéaire est un processus stochastique $(X_t)_{t\geq 0}$ dont :

— les accroissements disjoints sont indépendants ;

— $X_t - X_s$ suit une loi normale $\mathcal{N}(\eta(t-s), \sigma^2(t-s))$ de moyenne $\eta(t-s)$ et de variance $\sigma^2(t-s)$ où $\sigma > 0$ et $0 < s < t$.

Un processus Wiener de dérive η et de coefficient de diffusion σ peut donc s'écrire sous la forme :

$$X_t = \eta t + \sigma W_t \tag{4.19}$$

où X_t est le niveau de dégradation à l'instant t et W_t est le mouvement Brownien Standard, autrement dit sans dérive.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Afin de définir la RUL d'un composant à partir de ce processus, il est possible de s'intéresser au premier instant de passage d'un seuil de dégradation, noté L. La densité de probabilité associé à cette RUL, estimée à un instant T_i, est définie par :

$$f_{RUL(T_i)}(h) = \frac{L - X_{T_i}}{\sqrt{2\pi h^3 \sigma^2}} exp\left(\frac{(L - X_{T_i} - nh)^2}{2h\sigma^2}\right) \tag{4.20}$$

Le processus Wiener avec dérive étant par définition non monotone, il est possible qu'il croise plusieurs fois le seuil de dégradation L. L'utilisation du premier instant de franchissement du seuil n'est pas la seule option possible. On pourra également utiliser le dernier instant de franchissement ou une moyenne pondérée des instants de franchissement du seuil en tant qu'indicateur de la durée de vie résiduelle comme cela est illustré par la figure 4.19

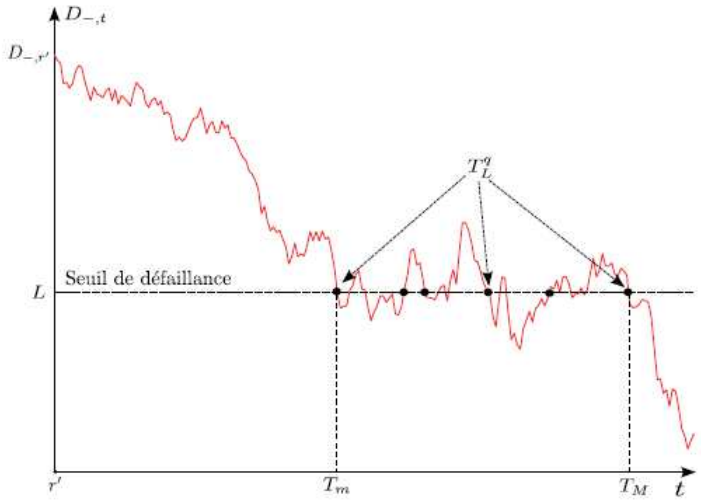

FIGURE 4.19 – Critères pour le calcul de la RUL à partir des trajectoires d'un processus Wiener

D'autres approches de modélisation de dégradation utilisant des processus stochastiques ont été proposées dans la littérature. On pourra notamment s'intéresser à la méthode qui consiste à modéliser un phénomène de dégradation non-monotone en combinant les deux processus que sont le processus Gamma et le mouvement Brownien [7, 13]. Ce modèle de dégradation, $(D_t)_{t\geq 0}$, peut être décrit par la relation suivante :

$$\forall t \geq 0, D_t = Y_t + \tau B_t \tag{4.21}$$

Où Y_t est un processus Gamma stationnaire de paramètre $\xi \in \mathbb{R}_+^*$ et $\eta_t = \alpha t$ avec $\alpha > 0$ et où $(B_t)_{t\geq 0}$ est un mouvement brownien.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

L'intérêt de ce modèle réside dans sa capacité à modéliser l'effet d'éventuelles erreurs de mesure par le biais d'un mouvement brownien mais également de tenir compte des phénomènes de relaxation des processus de dégradation qui peuvent apparaitre au cours de la vie d'un équipement.

Une autre approche de modélisation consiste non pas à considérer l'erreur de mesure comme un bruit qu'il faudrait ajouter au modèle de dégradation mais comme une partie intégrante de la variabilité du processus de dégradation. Ce type de modèle peut être obtenu notamment par un processus Ornstein-Uhlenbeck dépendant du temps [5].

Comme on peut le constater à la lecture de l'étude bibliographique menée par Si et al [15], l'utilisation des méthodes probabilistes se développe rapidement dans le domaine de la PHM (Prognostic and Health Monitoring). Afin de faire un choix sur le modèle le plus pertinent dans le cas qui nous intéresse, il faudra nécessairement mener des tests complémentaires afin de disposer d'un ensemble de trajectoires de dégradation plus conséquent. Par ailleurs, l'utilisation des indicateurs de performance décrits précédemment pourra s'avérer utile pour comparer de manière quantitative la qualité des différentes modélisations.

4.5 Conclusion

Les principaux acteurs de l'industrie aéronautique opèrent ces dernières années un changement de stratégie qui consiste à intégrer une part de plus en plus importante de service aux contrats de produits aéronautiques. Parmi ces services, la maintenance des aéronefs tient un rôle essentiel et fait donc l'objet d'une recherche industrielle intensive. Une des pistes avancées pour l'optimisation des actions de maintenance consiste à mettre en place une maintenance conditionnelle ou prédictive sur un bien, système ou composant. Cette approche permet notamment d'établir la planification des maintenances à partir de la connaissance de la durée de vie résiduelle, ou RUL (*Remaining Useful Life*) des équipements.

La définition de la RUL laisse apparaître une grande proximité avec la notion de durée de vie d'un point de vue fiabiliste. Dès lors, les outils probabilistes, largement utilisés dans le domaine de la fiabilité, semblent être tout à fait pertinents. La complémentarité de ces deux domaines d'étude peut également s'étendre aux données. En effet, l'étude de la fiabilité nécessite la mise en œuvre de tests de vieillissement accélérés qui peuvent fournir des données de dégradation réutilisable pour la mise au point des outils de pronostic de RUL. Dans ce chapitre, nous avons mis en avant cette complémentarité en montrant comment les données de dégradation de la tension de seuil des MOSFETs SiC pouvaient être modélisées par un processus Gamma à incréments non-stationnaire et fournir ainsi une estimation performante de la durée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de vie résiduelle des composants.

Cette utilisation de la tension de seuil comme précurseur de la défaillance d'un MOSFET SiC permet de prendre en compte le phénomène d'instabilité de la tension de seuil qui reste aujourd'hui un des principaux freins au développement de cette technologie de composant. Néanmoins, ne permettant pas de prendre en considération la dégradation de l'assemblage et du package des composants, la tension de seuil doit être couplée à d'autres paramètres physiques pour rendre compte de leur état de santé globale. Une piste de travail présentée ici consiste à suivre également l'évolution de la résistance à l'état passant ($R_{DS,ON}$) tout au long de la vie du composant.

Les premiers résultats expérimentaux présentés dans ce chapitre tendent à montrer que le $R_{DS,ON}$ augmente au cours du fonctionnement en continu des composants MOSFETs de 1ére génération. Les données collectées au cours de ce test présente également une variabilité importante qui peut être liée à la mesure et aux conditions environnementales dans lesquelles les tests ont été menés. es données de dégradation n'étant pas monotones, des modèles autres que le processus Gamma ont été proposés pour la modélisation de la dégradation et le pronostic de la RUL.

Les travaux présentés dans ce chapitre devront être poursuivis et amplifiés notamment en réalisant d'autres tests de vieillissement afin d'augmenter la quantité de données de dégradation de la résistance à l'état passant.

Références

[1] 2015, «L'avion électrique e-fan d'airbus traverse la manche», URL http://www.lesechos.fr/journal20150713/lec2_industrie_et_services/021201153674-lavion-electrique-e-fan-dairbus-traverse-la-manche-1136771.php. 123

[2] BARKER, C. et M. NEWBY. 2009, «Optimal non-periodic inspection for a multivariate degradation model», *Reliability Engineering & System Safety*, vol. 94, n° 1, p. 33–43. 146

[3] BOUARROUDJ-BERKANI, M. 2008, *Etude de la fatigue thermo-mécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour des applications de traction de véhicules électriques et hybrides*, thèse de doctorat, Ecole normale supèrieure de Cachan-ENS Cachan. 142

[4] CIAPPA, M. 2002, «Selected failure mechanisms of modern power modules», *Microelectronics reliability*, vol. 42, n° 4, p. 653–667. 142

[5] DENG, Y., A. BARROS et A. GRALL. 2013, «Residual useful life estimation based on a time-dependent ornstein-uhlenbeck process», *Chemical Engineering Transaction*, vol. 33, p. 325–333. 148

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[6] DOKSUM, K. et A. HOYLAND. 1993, «Models for variable-stress accelerated life testing experiments based on wiener processes and the inverse gaussian distribution», *Theory of Probability & Its Applications*, vol. 37, nº 1, p. 137–139. 146

[7] LE SON, K., M. FOULADIRAD, A. BARROS, E. LEVRAT et B. IUNG. 2013, «Remaining useful life estimation based on stochastic deterioration models : A comparative study», *Reliability Engineering & System Safety*, vol. 112, p. 165–175. 147

[8] LORTON, A. 2012, *Contribution aux approches hybrides pour le pronostic à l'aide de processus de Markov déterministes par morceaux*, thèse de doctorat, Université de Technologie de Troyes. viii, 124

[9] LU, C. J. et W. O. MEEKER. 1993, «Using degradation measures to estimate a time-to-failure distribution», *Technometrics*, vol. 35, nº 2, p. 161–174. 125

[10] PECHT, M. 2008, *Prognostics and health management of electronics*, Wiley Online Library. 122

[11] PIETRANICO, S., S. LEFEBVRE, S. POMMIER, M. B. BOUAROUDJ et S. BONTEMPS. 2011, «A study of the effect of degradation of the aluminium metallization layer in the case of power semiconductor devices», *Microelectronics Reliability*, vol. 51, nº 9, p. 1824–1829. 142

[12] PONCET, Y. 2011, «Le concept de maintenance embarquée pour l'avionique», Présentation EUROSAE. viii, 122

[13] SALAMI, A. 2011, *Inférence statistique pour un modele de dégradation en présence de variables explicatives*, thèse de doctorat, Université de Pau et des Pays de l'Adour. 147

[14] SAXENA, A., J. CELAYA, B. SAHA, S. SAHA et K. GOEBEL. 2010, «Metrics for offline evaluation of prognostic performance», *International Journal of Prognostics and Health Management*, vol. 1, nº 1, p. 4–23. viii, 127, 128, 129

[15] SI, X.-S., W. WANG, C.-H. HU et D.-H. ZHOU. 2011, «Remaining useful life estimation–a review on the statistical data driven approaches», *European Journal of Operational Research*, vol. 213, nº 1, p. 1–14. 148

[16] TSENG, S.-T. et C.-Y. PENG. 2007, «Stochastic diffusion modeling of degradation data», *Journal of Data Science*, vol. 5, nº 3, p. 315–333. 146

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Conclusion Générale

L'émergence de l'avion plus électrique voire même tout électrique a modifié profondément les performances attendues des composants de puissance. En effet, les systèmes à énergie électrique situés dans des zones de fortes contraintes thermiques, comme les nacelles ou les trains d'atterrissage nécessitent l'utilisation de composants de puissance pouvant supporter ces températures élevées. Au-delà des aspects thermiques, le rendement des équipements de conversion d'énergie doit, lui aussi, être considérablement amélioré. L'objectif est d'augmenter le ratio entre la puissance électrique convertie et la masse globale du convertisseur afin que l'électrification du système ne soit pas pénalisante pour la masse totale de l'appareil.

Les composants de puissance en silicium ont, désormais, atteint un niveau de performances quasi optimal au regard de leurs propriétés physiques. Néanmoins, les caractéristiques électriques et thermiques de ces composants ne leur permettent pas de remplir les exigences pour ces nouvelles conditions d'utilisation aéronautiques. Dès lors, les composants réalisés à partir de matériaux semi-conducteurs à large bande d'énergie interdite tel que le nitrure de gallium ou le carbure de silicium sont une solution crédible pour remplacer le silicium dans ces applications spécifiques. Parmi les transistors de puissance "Grand-Gap" nous avons fait le choix de nous intéresser particulièrement aux MOSFETs SiC du fait de leurs caractéristiques électriques et de leurs disponibilités commerciales. Ainsi nous avons pu, dans le cadre de ses travaux, proposer une contribution à l'étude de la fiabilité d'un composant commercial de première génération. Deux mécanismes de défaillance ont été particulièrement étudiés : le claquage franc de l'oxyde de grille ou TDDB et l'instabilité de la tension de seuil.

Dans la première partie de cette étude, nous avons proposé une méthodologie et développer une chaîne de modélisation reposant sur le vieillissement prématuré des composants au moyen de test de vieillissement accéléré jusqu'à la défaillance complète du jeu de composants. Cette méthode connue sous le nom de *Accelerated Lifetime Test* (ou ALT) est une approche classique pour l'étude du phénomène de TDDB. Il a été montré en utilisant des données présentes dans la littérature que la distribution des temps à défaillance peut-être modélisée par une loi de Weibull comme cela était déjà le cas pour le silicium. De plus, ayant à disposition des données de durée de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

vie pour différents niveaux de contraintes en tension et en température, des modèles de facteur d'accélération ont pu être proposés pour ces deux paramètres. Finalement ces facteurs d'accélération ont permis d'estimer l'impact du TDDB sur la durée de vie de ses composants utilisés dans des conditions normales d'application. Ces résultats ont permis de confirmer le faible impact de ce phénomène sur la durée de vie des MOSFETs SiC de première génération ce qui tient largement aux efforts réalisés pour améliorer la qualité de l'interface SiO_2/SiC.

La deuxième partie de cette étude a été consacrée à la modélisation de l'impact de l'instabilité de la tension de seuil sur la durée de vie de ces composants. Comme cela a été observé au cours des tests accélérés, ce phénomène se caractérise par une augmentation progressive de la tension de seuil sous l'effet de la température et d'une tension de grille positive. Ce mécanisme ne conduit pas à une défaillance franche du composant mais plutôt à une dégradation progressive de ses performances. C'est donc l'approche fondée sur des *Accelerated Degradation Tests* qui a été mise en œuvre. Cette méthode propose de considérer comme défaillant un composant dont la dégradation des performances dépasse un niveau préalablement fixé. Ici, nous avons fait le choix de considérer qu'un MOSFET SiC est défaillant dès lors que sa tension de seuil augmente de 20% par rapport à sa valeur initiale. Afin d'estimer le temps d'atteinte de ce seuil l'ensemble des trajectoires de dégradation mesurées pour une même condition de test a été considéré comme autant de tirages d'un processus stochastique. Ainsi la modélisation de ces données par un processus Gamma à incréments non stationnaires a fourni une expression de la distribution du temps d'atteinte du seuil de dégradation. La connaissance de la distribution des pseudo-temps à défaillance nous a permis d'évaluer les facteurs d'accélération en tension et en température alors qu'aucune défaillance franche n'a été observée. La durée de vie dans des conditions nominales d'utilisation estimée à l'aide des facteurs d'accélération a mis en évidence les limitations des MOSFET Sic vis-à-vis de ce phénomène. Par conséquent, cette première génération de composants commerciaux paraît trop sensible à ce mécanisme dégradation pour pouvoir envisager une utilisation dans des applications aéronautiques comme le SSPC.

Les deux approches mises en œuvre dans cette étude reposent sur la réalisation de tests de vieillissement accélérés. Bien qu'étant la seule méthode pertinente pour obtenir des informations sur la fiabilité des composants dans un temps acceptable, elle pose néanmoins une question essentielle : les conditions de vieillissement accéléré ne génère-t-elle pas des mécanismes de défaillance qui ne pourraient pas se manifester dans des conditions normales de fonctionnement ? Dès lors l'un des enjeux majeurs de la définition des conditions de tests accélérés réside dans le niveau d'accélération acceptable pour obtenir des résultats significatifs tout en s'assurant de pouvoir les obtenir dans un délai raisonnable. La prise en compte de la dégradation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

des performances des composants testés peut fournir une partie de la solution à ce problème épineux. En effet, comme nous l'avons montré dans le chapitre 3 les données de dégradation peuvent fournir des informations suffisantes pour l'analyse de la fiabilité même si aucune défaillance franche n'est apparue au cours du test. Cette approche ouvre la voie à de nouvelles manières d'optimiser les procédures de tests :

— pour un même niveau d'accélération, la durée des tests peut être réduite ;

— pour une même durée de test, les conditions d'accélération peuvent être moins contraignantes et donc plus proches de la réalité opérationnelle.

Les données de dégradation obtenues au cours de test accéléré peuvent également servir de base de travail pour le développement d'outils de pronostic de la durée de vie résiduelle des composants. Comme cela a été décrit dans le chapitre 4 le pronostic de la durée de vie restante d'un équipement ouvre la voie à la mise en œuvre d'actions de maintenance prédictive. La prise en compte de l'état de santé d'un équipement dans la planification de la maintenance des aéronefs est d'ores et déjà largement présente en ce qui concerne les moteurs, mais beaucoup reste à faire pour l'électronique embarquée.

Les résultats présentés dans ce manuscrit ouvrent la voie à de nombreuses perspectives de travaux dans le domaine de la fiabilité des composants électroniques.

En effet, il serait souhaitable, à court terme, de valider un certain nombre d'hypothèses faites dans ce manuscrit. On pourrait notamment chercher à vérifier l'indépendance des variables de contrainte les unes par rapport aux autres. En effet, nous avons supposé, notamment, que le fait de faire varier le champ électrique des tests TDDB n'avait pas d'impact sur la valeur de l'énergie d'activation en température extraite. Cette hypothèse pourrait être rapidement validée en réalisant des tests de vieillissement complémentaires. Concernant la modélisation du phénomène d'instabilité de la tension de seuil par un processus Gamma, un point pourrait faire l'objet d'étude ultérieure. En effet, cette modélisation implique de considérer comme constant le rapport entre l'espérance et la variance du processus. Dans le cas du processus Gamma utilisé ici, ce ratio est égal au paramètre de forme, noté β qui est supposé constant. Cette hypothèse mériterait donc d'être validée et pourrait faire l'objet de travaux futurs qui viseraient à considérer le paramètre de forme comme non constant. Enfin, l'utilisation de la résistance à l'état passant comme indicateur de l'état de santé des MOSFET Sic pourrait être poursuivie à court terme. En effet, des campagnes de test complémentaires sont nécessaires pour avancer vers une modélisation de la dégradation par des processus stochastiques comme cela a été proposé dans le chapitre 4.

Dans une vision à plus longue échéance, il sera nécessaire de s'intéresser à l'impact des évolutions technologiques sur la fiabilité de ce type de composant. Comme nous l'avons décrit dans le Chapitre 1, de nombreux éléments du process de fabrica-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tion des MOSFETs SiC sont encore à ce jour en constante évolution. En effet, les deux principaux acteurs du marché semblent aujourd'hui s'orienter vers deux structures différentes. D'un côté des MOSFETs à grille *planar* ou DMOSFET et de l'autre des composants à doubles tranchées ou UMOSFETs. Même si la géométrie des structures de grille ne devrait pas avoir d'impact sur les mécanismes que nous avons étudiés, il serait néanmoins souhaitable de valider cela expérimentalement. Les procédures de recuit post-oxydation font, elles aussi, l'objet d'une évolution régulière. Les composants que nous avons étudiés ont subi un recuit NO à haute température, ce type de recuit n'est pour autant qu'une des possibilités qui s'offre au fabricant de composant. L'utilisation de Phosphore en lieu et place de l'Azote est également une option possible afin d'améliorer la qualité de la zone d'interface SiC/SiO_2. Le choix du composé chimique et de sa concentration lors d'un recuit post-oxydation a un impact essentiel sur la densité de défauts à l'interface et dans l'oxyde. Il conviendra donc de suivre l'évolution de ces procédures et de leur impact sur la fiabilité des composants à grille isolée.

En outre, pour compléter les résultats expérimentaux présentés dans ce manuscrit, il serait souhaitable de mener à bien le même type d'analyse pour une application de type convertisseur de puissance qui imposerait des contraintes alternatives en tension et en températures sur les composants. En effet, ce type d'équipement est susceptible d'entraîner des phénomènes de relaxation de l'usure des composants notamment en ce qui concerne le phénomène d'instabilité de la tension de seuil. En outre le passage alternatif du courant dans les transistors provoque un autoéchauffement cyclique du composant qui peut être à l'origine d'un certain nombre de mécanismes de dégradation de l'assemblage du composant.

Enfin, la réalisation d'une étude de la fiabilité fondée sur l'utilisation de données de dégradation pourrait s'avérer pertinente dans le cadre de l'étude des composants complexes (processeurs multi cœurs, System on Chip ...). En effet, ce type de composant peut s'avérer particulièrement difficile à vieillir. L'atteinte d'une défaillance franche peut donc être très longue ou nécessitée une accélération très importante. L'utilisation de données dégradation apparaît donc une réponse pertinente à cette difficulté.

Globalement, avec la multiplication des applications faisant appel à des équipements d'électronique de puissance, la nécessité de disposer d'indicateur de l'état de santé des composants n'a jamais été aussi pressante. Que ce soit à des fins de qualification des composants ou de maintenance fondée sur l'état de santé des équipements, ces travaux trouveront un écho au-delà du monde de l'aéronautique, notamment dans le domaine de l'énergie ou du transport.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Annexe A

Code Scilab pour le traitement des données de test TDDB

```
//Main

load('data.dat');//chargement des données de tests accélérés

[c,n]=get_nbeDUT(Values)// retourne c :le nombre de condition de
test et n: le nombre de composants par condition de test


for j=1:c

TTF=Values(2:n(j),j); // retourne les n(j) valeurs de TTF pour la
j-iéme condition de test
F_exp=repart_experimental(TTF);// Calcul de la fonction de ré
partition expérimental


//Estimation des paramètres des lois Weibull, Gamma et Normal par
la méthode du maximum de Vraisemblance

x_wbl=distfun_wblfitmm(TTF);
[f_wbl,parmwbl,gopt]=optim(list(NDcost,MLE_weibull,TTF),"b",[1e-10
;1e-10],[1e10;1e10],x_wbl,'gc');
x_gam=distfun_gamfitmm(TTF);;
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
[f_gam,parmgamma,gopt]=optim(list(NDcost,MLE_gamma,TTF),"b", [1e-1
0;1e-10],[1e10;1e10],x_gam,'gc');
x_N=[mean(TTF) stdev(TTF)];
[f_norm,parmnorm,gopt]=optim(list(NDcost,MLE_Norm,TTF),"b", [1e-10
;1e-10],[1e10;1e10],x_N,'gc');
parmwbl_all=[parmwbl_all;parmwbl]
parmgamma_all=[parmgamma_all;parmgamma]
parmnorm_all=[parmnorm_all;parmnorm]



// Comparaison des fonctions de répartition estimées pour les
trois lois de probabilités avec l'estimateur de Kaplan-Meier
x=min(TTF)*0.9:1:max(TTF)*1.2;
F_wbl=distfun_wblcdf(x,parmwbl(1),parmwbl(2));
F_gam=distfun_gamcdf(x,parmgamma(1),parmgamma(2));
F_N=distfun_normcdf(x,parmnorm(1),parmnorm(2),%t);
F_k=Kaplan_plot(TTF);

// Test visuel estimateur de Nelson
lambda=1 ./parmwbl(1);
Z_wbl=(lambda.*x).^parmwbl(2);
Z_gam=-log(1-F_gam);
Z_gauss=-log(1-F_N);
Z_N=Nelson_plot(TTF)



//test de Kolmogorov-Smirnov
[d_wbl,Dalpha]=KS_test(TTF,parmwbl,'Weibull');
[d_gam,Dalpha]=KS_test(TTF,parmgamma,'Gamma');
[d_gauss,Dalpha]=KS_test(TTF,parmnorm,'Gauss');
d_wblall=[d_wblall,d_wbl];
d_gamall=[d_gamall,d_gam];
d_gaussall=[d_gaussall,d_gauss];
Dalpha_all=[Dalpha_all,Dalpha];

// Calcul de critére d'information d'Akaike
AIC_wbl=((2*f_wbl)+2*2)+((2*2*(2+1))/(n(j)+2-1));
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
AIC_norm=((2*f_norm)+2*2)+((2*2*(2+1))/(n(j)+2-1));
AIC_gam=((2*f_gam)+2*2)+((2*2*(2+1))/(n(j)+2-1));
AIC_gam_all=[AIC_gam_all;AIC_gam];
AIC_norm_all=[AIC_norm_all;AIC_norm];
AIC_wbl_all=[AIC_wbl_all;AIC_wbl];

end

E=[7.66;8.09;8.51;8.72;8.94;9.36];// Champs Electriques
T=[17.92;20.28;21.19;23.31]; // Températures exprimées sous la
forme 1/KbT
param_temp=[615.20;3193.04;9289.50;66449.66];

[B]=extract_AFelec(parmwbl_all(:,1),E,'expo'); \\Modélisation de l'
impact de Eox sur le paramètre de forme de la loi de Weibull
[Btemp]=extract_AFtemp(param_temp,T) \\Modélisation de l'impact de
Tj sur le paramètre de forme de la loi de Weibull

Xu=5;Tu=(135+273);// Xu,Tu: conditions d'utilisation

Ts=(275+273);Xs=8.09;// Xs,Ts :  condition d'accélération


[AFelec]=getAF_elec(B,Xu,Xs,'expo');// Calcul du facteur d'accélé
ration en champ électrique
[AFtemp]=getAF_temp(Btemp,Tu,Ts);//Calcul du facteur d'accélération
 en tempèrature
AF=AFelec*AFtemp;
n_u=AF*parmwbl_all(2,1);// Calcul du paramètre de forme de la
distribution dans les conditions Xu,Tu



t_u=linspace(n_u*0.2,n_u*1.8,1000);
f_u=distfun_wblpdf(t_u,n_u,parmwbl_all(2,2));// Calcul de la
densité de probabilité du temps à défaillance dans les conditions
Xu,Tu
mediane=n_u*(log(2)^(1/parmwbl_all(2,2))); // Extraction de la mé
diane de la distribution
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
mod=n_u*((parmwbl_all(2,2)-1)/parmwbl_all(2,2))^(1/parmwbl_all(2,2
));// Extraction du mode de la distribution
MTTF = n_u*gamma((1/parmwbl_all(2,2))+1); // Extraction du MTTF de
 la distribution
t99=quantile(x,0.99,2); // Extraction du 99éme centile de la
distribution
t10=quantile(x,0.1,2);// Extraction du 10éme centile de la
distribution

//Calcul du logarithme de la fonction de vraisemblance d'une loi
Gamma
//Input:
//param: Paramètres de la loi
//data : Données de durée de vie
//Output:
//like : Valeur de la fonction de vraisemblance

function like=MLE_gamma(param,data)
        a = param(1)
        b = param(2)
        pdf = distfun_gampdf(data,a,b)
        k = find(pdf>0)
        t = -%inf*ones(data)
        t(k) = log(pdf(k))
        like = -sum(t)
endfunction

//Calcul du logarithme de la fonction de vraisemblance d'une loi
Weibull
//Input:
//param: Paramètres de la loi
//data : Données de durée de vie
//Output:
//like : Valeur de la fonction de vraisemblance

function like=MLE_weibull(param,data)
        a = param(1)
        b = param(2)
        pdf = distfun_wblpdf(data,a,b)
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
        k = find(pdf>0)
        t = -%inf*ones(data)
        t(k) = log(pdf(k))
        like = -sum(t)
endfunction

//Calcul du logarithme de la fonction de vraisemblance d'une loi
Normale
//Input:
//param: Paramètres de la loi
//data : Données de durée de vie
//Output:
//like : Valeur de la fonction de vraisemblance

function like=MLE_Norm(param,data)
        a = param(1)
        b = param(2)
        pdf = distfun_normpdf(data,a,b)
        k = find(pdf>0)
        t = -%inf*ones(data)
        t(k) = log(pdf(k))
        like = -sum(t)
endfunction


//Test de Kolmogorov-Smirnov
//Input:
//TTF : Données de durée de vie
//param : Paramètres du modèle testé
//loi : Weibull, Gamma, Gauss
//Output:
//D : Statistique de test
//Dalpha : Valeur critique au seuil 1-alpha

function [D,Dalpha]=KS_test(TTF,param,Loi)
        select Loi
                case 'Weibull' then F=distfun_wblcdf(TTF,param(1),
param(2));
                case 'Gamma' then F=distfun_gamcdf(TTF,param(1),
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
param(2));
                case 'Gauss' then F=distfun_normcdf(TTF,param(1),
param(2));
        end
        n=length(TTF);
        i=1:n;
        Dplus=max(F'-((i-1)./n));
        Dminus=max((i./n)-F');
        D=max(Dminus,Dplus);// Calcul de la statistique de test
        mprintf("##########test␣loi␣de␣%s##############\n",Loi)
        mprintf("Test␣statistic␣D=%f\n",D)
        // Threshold
        alpha=0.05;
        Dalpha=distfun_ksinv(alpha,n,%f);// Retourne la valeur
critique au seuil  1-$\alpha$
        mprintf("Significance␣level␣=%f\n",alpha)
        mprintf("Critical␣value␣=%f\n",Dalpha)
        mprintf("Critical␣region:␣Reject␣H0␣if␣D>%f\n",Dalpha)
        if (D>Dalpha) then
        mprintf("Reject␣H0.\n")
        else
        mprintf("Accept␣H0.\n")
        end
        mprintf("########################################\n")
endfunction



//Modélisation de l'effet du champs électrique sur le paramètre de
forme
//Input:
//data: paramètre de forme de la loi paramètriqe modélisée
//var :  Valeurs du champ électrique pour chaque condition de test
//model : fonction exponentielle ou puissance
//Output:
//B : paramètre du modèle

function [B]=extract_AFelec(data,var,model)
        select model
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
        case 'expo' then B=model_exp(data,var);
        case 'power' then B=model_power(data,var);
        end
endfunction
function B=model_exp(data,var)
        Y=log(data);
        X=var;
        [B,bint,r,rint,stats,fullstats] = regres(Y,[ones(X),X]);
endfunction
function B=model_power(data,var)
        Y=log(data);
        X=log(var);
        [B,bint,r,rint,stats,fullstats] = regres(Y,[ones(X),X]);
endfunction

//Modélisation de l'effet du champs électrique sur le paramètre de
forme
//Input:
//data: paramètre de forme de la loi paramètriqe modélisée
//var :  Valeurs de la température sous la forme 1/KbT
//Output:
//B : paramètre du modèle

function [B]=extract_AFtemp(data,var)
        Y=log(data);
        X=var;
        [B,bint,r,rint,stats,fullstats] = regres(Y,[ones(X),X]);
endfunction



//Calcul du Facteur d'Accélération en température
//Input:
//B :  Energie d'activation en température
//Xu: Température d'utilisation (application)
//Xs :  Température durant le test de vieillissement
//Output :
//AF : Valeur du facteur d'accélération
function [AF]=getAF_temp(B,Xu,Xs)
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
Kb=8.61E-5;// Constante de Boltzmann
AF=exp((B(2)/Kb)*(1/Xu-1/Xs));
endfunction

//Calcul du Facteur d'Accélération en Champs Electrique
//Input :
//B : paramètre du modéle d'accélération en champ électrique
//Xu: Champ elec d'utilisation
//Xs : Champ Elec de stress
//Output :
//AF : Valeur du facteur d'accélération

function [AF]=getAF_elec(B,Xu,Xs)
         AF=exp(B(2)*(Xu-Xs));
endfunction
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Annexe B

Code Scilab pour le traitement des données de test HTGB

```
// Main
load('dataHTGB.dat')
s=size(Values);
l=s(1);// Nombre d'instant de mesure
c=s(2);
nbe_dut=c-1;// Nombre de composant testés



for i=2:nbe_dut+1
t=int(Values(1:$,1));
n=length(t);
t_obs=[t_obs;t];
X=(Values(1:$,i));
X_obs=[X_obs X];// Matrice des valeurs de Vth mesurés
plot(t,X,'o');
end


DX_obs=X_obs(2:$)-X_obs(1:$-1);// Calcul des incréments de dé
gradation
VecT=[t_obs(1:$-1) t_obs(2:$)];
indices=find(DX_obs>0);
DX_obs=DX_obs(indices);
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
VecT=VecT(indices,:);


x0=[0.1; 0.1 ;0.1];// Initialisation des paramètres
[f,xopt]=optim(list(NDcost,vraisemblance,VecT,DX_obs),"b",[1e-10;1
e-10;1e-10],[1e5;1E5;1e5],x0,'qn');// Estimation des paramètres par
 la méthode du Maximum de Vraisemblance


tdisc=[0.001:1:20000];
X_th=(xopt(1).*tdisc.^xopt(2))./xopt(3);// Calcul de l'espérance
estimée du processus
plot(tdisc,X_th);

//Calcul des quantiles
alphat_vec=(xopt(1).*tdisc.^xopt(2));
beta_vec=xopt(3)*ones(tdisc);
quantsup=0.99*ones(tdisc);
quantinf=0.01*ones(tdisc);
X_sup=cdfgam("X",alphat_vec,beta_vec,quantsup,1-quantsup);
X_inf=cdfgam("X",alphat_vec,beta_vec,quantinf,1-quantinf);

plot(tdisc,X_th,'r');
plot(tdisc,X_inf,'b');
plot(tdisc,X_sup,'b');

ginc=specfun_gammainc(alphat_vec,fail*beta_vec,"upper")// Calcul
de la fonction Gamma Incompléte supérieure
F=1-ginc;// Fonction de répartition du temps d'atteinte du seuil "
fail"

r=find(F>=0.5);
T50=tdisc(r(1));// Extraction de la valeur médiane de la
distribution


// Log-vraisemblance d'un processus Gamma lie aux variations de
// degradation DTT observees entre les fluences Phi(i,1) et Phi(i,
2)


X
```

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

```
//Input :
//t_obs : Instant de mesure de la dégradation
//DX_obs : Valeurs des incréments de dégradation
// x=parametres du processus x=(alpha, beta, delta)
//Output :
//like : Valeur du logarithme de la fonction de vraismblance

function [like]=vraisemblance(x,t_obs,DX_obs);
// Modéle shape(t)=a*t^b
        a1=x(1);
        a2=x(2);
        b=x(3);
        lnDTT=log(DX_obs);
        PhiDelta=a1.*(t_obs(:,2).^a2 - t_obs(:,1).^a2);
        like=-sum(gammaln(PhiDelta))+log(b)*sum(PhiDelta)+sum(
PhiDelta.*lnDTT)-sum(lnDTT)-b*sum(DX_obs);
        like=-like; // pour optimisation
endfunction
```


Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON OPEREE AU SEIN DE L'INSA LYON

NOM : SANTINI
Prénoms : THomas

DATE de SOUTENANCE : 25/03/2016

TITRE : Contribution à l'étude de la fiabilité des MOSFETs en carbure de silicium

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2016LYSEI021

Ecole doctorale : **Electronique, Electrotechnique, Automatique**

Spécialité : **Energie et Systèmes**

RESUME :

Ces dernières années ont vu apparaître sur le marché les premiers transistors de puissance de type MOSFET en carbure de silicium. Ce type de composant est particulièrement adapté à la réalisation d'équipement électrique à haut rendement et capable de fonctionner à haute température. Néanmoins, la question de la fiabilité doit être posée avant de pouvoir envisager la mise en œuvre de ces composants dans des applications aéronautiques ou spatiales. Les mécanismes de défaillance liés à l'oxyde de grille ont pendant longtemps retardé la mise sur le marché des transistors à grille isolée en carbure de silicium. Cette étude s'attache donc à estimer la durée de vie des MOSFETs SiC de 1ére génération. Dans un premier temps, le mécanisme connu sous le nom de *Time Dependent Dielectric Breakdown* (TDDB) a été étudié au travers de résultats expérimentaux issus de la bibliographie. Notre analyse nous a permis de justifier de l'emploi d'une loi de Weibull pour modéliser la distribution des temps à défaillance issue de ces tests. Les résultats nous ont également permis de confirmer l'amélioration significative de la fiabilité de ces structures vis-à-vis de ce mécanisme. Dans un second temps, l'impact du mécanisme d'instabilité de la tension de seuil sur la fiabilité a été quantifié au travers de tests de vieillissement de type HTGB. Les données de dégradation ainsi collectées ont été modélisées à l'aide d'un processus gamma non-homogène, qui nous a permis de prendre en compte la variabilité entre les composants testés dans des conditions identiques et de proposer des facteurs d'accélération en tension et en température pour ce mécanisme. Enfin, ces travaux ont permis d'ouvrir la voie à la mise en œuvre d'outils de pronostic de la durée de vie résiduelle pour les équipements électriques.

MOTS-CLÉS : Électronique de puissance, MOSFET SiC, fiabilité, durée de vie, test de dégradation accéléré, processus Gamma, pronostic, RUL

Laboratoire (s) de recherche : Laboratoire Ampère
Directeur de thèse: Bruno Allard

Président de jury :
Composition du jury :

Latry, Olivier Maître de conférences GMP-CNRS Univ. Rouen	Rapporteur
Labeau, Pierre-Etienne Professeur Univ. Bruxelles	Rapporteur
Khatir, Zoubir, Directeur de Recherche IFFSTAR	Examinateur
Moreau, Christian Ingénieur Direction Générale de l'Armement	Examinateur
Allard, Bruno Professeur Laboratoire Ampère	Directeur de thèse
Fouladirad, Mitra Maître de conférences Laboratoire LM2S	Invitée
Morand, Sébastien Docteur Airbus Group Innovations	Invité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI021/these.pdf
© [T. Santini], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés