

Evaluation de la fiabilité d'un générateur à rayons X pour application médicale

Amadou Tidiane Sow

▶ **To cite this version:**

Amadou Tidiane Sow. Evaluation de la fiabilité d'un générateur à rayons X pour application médicale. Electronique. Université de Bordeaux, 2014. Français. NNT : 2014BORD0120 . tel-01151242

HAL Id: tel-01151242
https://theses.hal.science/tel-01151242

Submitted on 12 May 2015

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

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

université de BORDEAUX

THÈSE PRÉSENTÉE

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR DE

L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE : Science Physique et de l'Ingénieur

SPÉCIALITÉ : Électronique

Par Amadou Tidiane, SOW

Évaluation de la fiabilité d'un générateur à rayons X pour application médicale

Sous la direction de : Jean Michel, VINASSA
(co-directeur : Yves, OUSTEN)

Soutenue le 13 Juin 2014

Membres du jury :

M. DEVAL, Yann	Professeur, Institut Polytechnique de Bordeaux	Président
M. VENET, Pascal	Professeur, Université Lyon 1	Rapporteur
M. LEFEBVRE, Stéphane	Professeur, CNAM Paris	Rapporteur
M. VINASSA, Jean Michel	Professeur, Institut Polytechnique de Bordeaux	Examinateur
M. OUSTEN, Yves	Professeur, Université de Bordeaux	Examinateur
M. BLANC, Hervé	Docteur, GE Healthcare	Examinateur
M. SOMAYA, Sinivassane	Ingénieur, GE Healthcare	Examinateur

Évaluation de la fiabilité d'un générateur à rayons X pour application médicale

Résumé :

Les systèmes d'imagerie médicale, principalement les systèmes à rayons X, sont devenus incontournables dans le diagnostic et le traitement des maladies complexes. Le générateur à rayons X fait partie des sous-systèmes critiques d'un système à rayons X. La technologie des générateurs à rayons X se complexifie et les contraintes vues par les composants augmentent. L'évaluation de la fiabilité du générateur à rayons X est par conséquent nécessaire afin d'optimiser la durée de vie de ce dernier. Dans ces travaux de thèse, une méthodologie d'évaluation de la fiabilité d'un générateur à rayons X est proposée. La méthodologie repose sur l'évaluation de la fiabilité allant du composant au système. Des essais de vieillissement sont d'abord réalisés au niveau des composants critiques du générateur afin d'identifier les mécanismes de défaillance et de construire les courbes de durée de vie permettant d'effectuer une prévision de fiabilité. Les paramètres du recueil de fiabilité FIDES ont aussi été utilisés pour construire les courbes de durée de vie des composants critiques. Une méthode de prévision de la fiabilité basée sur l'hypothèse du dommage cumulé avec la règle de Miner est proposée pour évaluer la durée de vie des composants critiques sous contraintes thermomécaniques. Cette méthode utilise les règles de comptage *rainflow* pour obtenir une distribution des différences de température vues par les composants critiques. Une association de fiabilité permet enfin d'estimer la durée de vie de chaque sous système du générateur à rayons X à travers ses composants critiques.

Mots clés : [Imagerie médicale, Générateur à rayons X, IGBT, MOSFET de puissance, Diode de puissance, MLCC, Mécanismes de défaillance, Modèle de fiabilité, Dommage cumulé, Prévision de durée de vie]

Unité de recherche

[Laboratoire de l'Intégration, du Matériau au Système (IMS) – UMR 5218 – 351 cours de la Libération, bâtiment A31, 33405 Talence Cedex, France]

Reliability assessment of an X-rays generator in medical application

Abstract :

Medical imaging systems, mainly X-rays imaging systems, have become essential in the diagnosis and treatment of complex diseases. X-rays generator is one of the critical subsystems of a medical system. Its technology became more complex and constraints seen by the components increase. An assessment of X-rays generator reliability is therefore necessary to optimize its lifetime. In this thesis, a reliability assessment method of an X-rays generator is proposed. The methodology is based on the assessment of the reliability from component to system. Aging tests are first performed for X-rays generator critical components in order to identify failure mechanisms and build lifetime curves for performing reliability prediction. FIDES guide parameters were also used to construct critical components lifetime curves. A reliability prediction method based on the assumption of cumulative damage with Miner's rule is proposed to evaluate critical components lifetime under thermomechanical stresses. This method uses *rainflow* counting rules for the temperature cycles distribution of critical components. A reliability block diagram is finally used to estimate the lifetime of each X-ray generator subsystem through its critical components.

Keywords : [Medical imaging, X-rays generator, IGBT, Power MOSFET, Power diode, MLCC, Failure mechanisms, Reliability model, Cumulative damage, Lifetime prediction]

Unité de recherche

[Laboratoire de l'Intégration, du Matériau au Système (IMS) – UMR 5218 – 351 cours de la Libération, bâtiment A31, 33405 Talence Cedex, France]

Remerciements

Je remercie Monsieur Hervé BLANC, responsable du département « Générateur » de la société General Electric Healthcare, et Madame Fanny PATOUREAUX, chef d'équipe au sein de ce même département, pour m'avoir accordé leur confiance et permis d'effectuer mes travaux de thèse dans les meilleures conditions et avec beaucoup d'autonomie.

Je souhaiterai également remercier Monsieur le professeur Claude Pellet pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire IMS (Intégration du Matériau au Système) dont il est le directeur.

J'adresse mes remerciements les plus sincères à mon directeur de thèse, Monsieur le professeur Jean Michel VINASSA, pour la confiance et l'autonomie qu'il m'a accordé. Je le remercie aussi pour la rigueur apportée à la revue de ce mémoire de thèse.

Je remercie également mon co-directeur de thèse, Monsieur le professeur Yves OUSTEN, pour sa disponibilité et les précieux conseils apportés durant ces trois années.

Ma reconnaissance la plus profonde s'exprime envers Monsieur Sinivassane SOMAYA, responsable fiabilité au sein du département « Générateur » de la société General Electric Healthcare, pour sa confiance, sa disponibilité et son soutien inconditionnel. Je le remercie particulièrement pour ses conseils tant sur le plan professionnel que sur le plan personnel.

Je tiens également à remercier toute l'équipe « Générateur » avec qui j'entretiens de très bonnes relations. J'éviterai de citer nommément tous les membres de cette équipe car la liste serait trop longue mais que chacun d'entre eux reçoive ma profonde gratitude. Je tiens cependant à citer Nicolas LEVILLY, Yannick LOUVRIER, Dominique POINCLOUX, Philippe ERNEST et Denis PERRILAT pour leur contribution dans ces travaux de thèse. Le climat agréable qui règne au sein de cette équipe m'a permis de m'épanouir dans mon travail tout au long de la thèse.

Un grand merci à monsieur Bruno LEVRIER, ingénieur dans la plateforme de fiabilité EURELNET, qui a largement contribué à ses travaux de thèse, notamment pour avoir effectué les analyses de défaillance.

Je ne saurais oublier de témoigner ma profonde gratitude à mon père, Samba Thiapato SOW (mon héro), à ma chère mère, Ndèye Maty KANE et à mes chères sœurs, Ndeye Astou, Fatou

Kiné, Mame Ramata, Maïmouna et Aïssata, pour tout l'amour et l'aide qu'ils m'accordent depuis toujours.

Je remercie aussi ma tendre et sublime femme, Maty Denise, pour m'avoir soutenu tout au long de la thèse. Je profite de cette occasion pour lui témoigner mon amour sincère et sans mesure. Je la remercie aussi pour m'avoir donné un bonheur absolu en donnant naissance à ma petite fille, Mame Diarra, qui a à peine deux mois au moment où j'écris ces mots.

Enfin, j'exprime mes pensées à mes chers amis, Moustaphata N'diaye (pour avoir relu ce mémoire et pouvoir m'avoir beaucoup soutenu), Yannick Elle Mbeng, Saadatou, Nogaye, Aude, Fatou Diop, Mohamed Tsouly, Moustapha Amar, Pape Mbow et Bassirou Gaye.

Dieureudieufeuty Serigne Saliou Mbacké

Table des matières

Introduction générale **13**

Chapitre 1 Principe de l'imagerie à rayons X et état de l'art des générateurs à rayons X ***16***

1.1 Principe de l'imagerie à rayons X **17**

1.1.1 Généralités sur les rayons X 17

1.1.1.1 La production des rayons X 18

1.1.2 Application à l'imagerie médicale 22

1.1.2.1 La radiologie 23

1.1.2.2 La tomographie 25

1.1.2.3 La mammographie 26

1.1.2.4 L'angiographie 28

1.2 Le générateur à rayons X : description et état de l'art **28**

1.2.1 Les différentes fonctions du générateur à rayons X 30

1.2.1.1 La fonction « haute tension » 30

1.2.1.2 La fonction « chauffage du filament » 31

1.2.1.3 La fonction « rotation de l'anode » 32

1.2.1.4 Le logiciel embarqué 33

1.2.2 Etats de l'art des générateurs à rayons X 33

1.2.2.1 Les différentes topologies 33

1.2.2.2 Avancées technologiques et impact sur la qualité de l'image 37

1.2.3 Etude de la base installée des générateurs à rayons X 41

1.2.3.1 Analyse de la base installée du générateur JEDI HP 42

1.3 Conclusion du chapitre 1 ..... **45**

Chapitre 2 Etat de l'art sur la technologie et la fiabilité des composants critiques du générateur à rayons X ***47***

2.1 Introduction **48**

2.2 Choix des composants critiques **48**

2.3 Etude de la technologie et de la fiabilité des composants critiques **50**

2.3.1 Les IGBT 50

2.3.1.1 Technologie des modules IGBT 50

2.3.1.2 Mécanismes de défaillances des modules IGBT 53

2.3.2 Les MOSFET de puissance 59

2.3.2.1 Technologie des MOSFET de puissance 59

2.3.2.2 Mécanismes de défaillance des MOSFET de puissance 61

2.3.3 Les diodes de puissance 63

2.3.3.1 Principe physique des diodes de puissance 63

2.3.3.2 Mécanismes de défaillances des diodes de puissance 65

2.3.4 Les condensateurs multicouches céramiques 67

2.3.4.1 Technologie des condensateurs multicouches céramiques 67

2.3.4.2 Mécanismes de défaillance des condensateurs céramique multicouches 70

2.4 Conclusion du chapitre 2 ..... **72**

Chapitre 3 Evaluation de la fiabilité des composants critiques - Construction de courbes de durée de vie 73

3.1 Evaluation de la fiabilité des composants critiques 74

3.1.1 Les MOSFET 74

3.1.1.1 Identification des stress les plus représentatifs 74

3.1.1.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés 75

3.1.1.3 Description du cyclage en puissance 77

3.1.1.4 Caractérisation de l'excursion de la température de jonction 79

3.1.1.5 Paramètres indicateurs de défaillance 81

3.1.1.6 Analyses de défaillance 84

3.1.1.7 Courbe N/S expérimentale des MOSFET 86

3.1.1.8 Effet de la panne d'un MOSFET sur le système 87

3.1.2 Les IGBT 88

3.1.2.1 Identification des stress les plus représentatifs 88

3.1.2.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés 88

3.1.2.3 Paramètres indicateurs de défaillance 88

3.1.2.4 Courbe N/S des IGBT 89

3.1.2.5 Effet de la panne d'un IGBT sur le système 91

3.1.3 Les Diodes de puissance 91

3.1.3.1 Identification des stress les plus représentatifs 91

3.1.3.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés 92

3.1.3.3 Description des bancs de test et conditions de cyclage 92

3.1.3.4 Circuit de test des étages de transformation 95

3.1.3.5 Paramètres indicateurs de défaillance et résultats des essais 96

3.1.3.6 Analyses de défaillance 96

3.1.3.7 Effet de la panne d'une diode HT sur le système 102

3.1.4 Les condensateurs céramique multicouches 103

3.1.4.1 Identification des stress les plus représentatifs 103

3.1.4.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés 103

3.1.4.3 Les condensateurs céramique multicouches de type I 103

3.1.4.4 Les condensateurs céramique multicouches de type II (diélectrique X7R) 110

3.1.4.5 Effet de la panne d'un condensateur céramique multicouches de type I 111

3.1.4.6 Effet de la panne d'un condensateur céramique multicouches de type II 112

3.2 Construction des courbes N/S à partir du guide FIDES 112

3.2.1 Le guide FIDES [*Fide09, Glad05*] 112

3.2.1.1 Présentation 112

3.2.1.2 Les données d'entrée 113

3.2.1.3 Le modèle général 114

3.2.1.4 Profil de vie et unité de temps 115

3.2.1.5 Calcul de la contribution physique $\lambda_{Physique}$ 115

3.2.2 Courbes N/S à partir du guide FIDES 119

3.3 Conclusion du chapitre 3 122

Chapitre 4 Modèle prévisionnel de fiabilité du générateur à rayons X 124

4.1 Introduction 125

4.2 Etude des profils de mission 126

4.2.1 Profil de mission du générateur pour un examen des artères coronaires 127

4.2.2 Profil de mission du générateur pour un examen vasculaire 127
4.2.3 Profil de mission du générateur pour un examen neurologique 128
4.2.4 Profil de mission pour un examen de routine du corps 128
4.2.5 Profil de mission pour un examen de traumatisme 129
4.2.6 Profil de mission pour un examen interventionnel 129

4.3 Modèles thermiques 131
4.3.1 Mesures de température des composants critiques 131
4.3.2 Modèles thermiques du générateur à rayons X 132
4.3.2.1 Les modèles thermiques équivalents 132
4.3.2.2 Modèle thermique de l'onduleur résonant 133
4.3.2.3 Modèle thermique du « tank » 139

4.4 Méthode de comptage du stress thermique : le « rainflow counting » 145
4.4.1 Principe 146
4.4.2 Algorithme utilisé 147

4.5 Modèle de dommage cumulé 148
4.5.1 Quelques modèles de dommage cumulé 149
4.5.2 La règle de Miner 150
4.5.2.1 Description 151
4.5.2.2 Avantages et inconvénients 152

4.6 Modèle d'association de fiabilité du générateur à rayons X 153

4.7 Cas d'études de prévision de la fiabilité d'un générateur à rayons X 154
4.7.1 Cas d'étude n°1 : prévision de la durée de vie de l'onduleur résonant 154
4.7.2 Cas d'étude n°2 : prévision de la durée de vie du transformateur haute tension et de son circuit de redressement (« *tank* ») 157
4.7.3 Cas d'étude N°3 : Prévision de la durée de vie de la carte chauffage du filament 162
4.7.4 Cas d'étude N°4 : Prévision de la durée de vie de la « carte rotation » de l'anode 164

4.8 Effet de l'utilisation et de l'environnement sur la fiabilité du générateur à rayons X .. 166

4.9 Confrontation prévision de la durée de vie et cyclage accéléré de la carte rotation 167
4.9.1 Cyclage accéléré de la fonction Rotation de l'anode 168

4.10 Conclusion du chapitre 4 170

Conclusion générale et perspectives 173

Conclusion générale 173

Perspectives 177

Références bibliographiques 179

Liste des figures 188

Liste des tableaux 192

Annexe 1 193

Introduction générale

De nos jours, les systèmes d'imagerie sont au cœur de l'environnement médical. Ils accompagnent les médecins et les radiologues dans le diagnostic poussé et le traitement, en interventionnel, de maladies complexes. L'imagerie à rayons X apparaît comme l'outil le plus présent dans l'environnement médical et couvre la plupart de ses applications comme la radiologie conventionnelle, la tomographie (scanner X), la mammographie et l'angiographie.

Les rayons X sont un rayonnement électromagnétique comme les ondes radio, la lumière visible ou les infra-rouges. Ils sont produits dans un tube à rayons X. L'interaction entre les rayons X et les différentes parties du corps humain permet de créer des images sur un film ou un écran numérique.

Le générateur à rayons X joue le rôle d'alimentation électrique du tube à rayons X en lui fournissant les fonctions essentielles à la production des rayons X. Le générateur fournit au tube à rayons X, entre autres, un courant de chauffage du filament et une haute tension permettant l'extraction et l'accélération d'un faisceau d'électrons de la cathode vers l'anode. Les rayons X sont ainsi libérés lors de l'impact du faisceau d'électrons sur l'anode.

Le générateur à rayons X doit aussi contrôler la capacité de pénétration et la qualité du faisceau de rayons X qui définit le contraste et la résolution des images créées. En effet, La qualité d'une image à rayons X est déterminée par l'énergie de radiation des rayons X qui est proportionnelle à la haute tension fournie par le générateur [Kim95, Wu99]. De plus, le contraste d'une image à rayons X est très dépendant du temps de montée et de l'ondulation résiduelle de cette haute tension [Wu99].

Avec le besoin permanent d'améliorer la qualité des images médicales, le générateur à rayons X connaît une évolution constante depuis des décennies. De nouvelles fonctionnalités apparaissant, la technologie des composants est continuellement renouvelée et la compacité du système devient une demande incontournable du marché. De plus, la complexité des profils de mission médicaux n'est plus à ignorer.

Ces exigences s'accompagnent d'une augmentation des contraintes qui peuvent affecter la fiabilité des générateurs à rayons X. Les contraintes liées aux cyclages thermiques dus à la nature très intermittente des profils de mission apparaissent prépondérantes en application médicale. Une nouvelle méthodologie d'évaluation de la fiabilité, prenant en compte les aspects précités, doit donc nécessairement accompagner la conception des nouveaux générateurs à rayons X afin d'optimiser les niveaux de durée de vie souhaités.

C'est dans ce contexte que le département « Générateur » de la société General Electric Healthcare a décidé de me confier, dans le cadre d'une thèse de doctorat en collaboration avec le laboratoire IMS de l'université de Bordeaux, le développement d'une nouvelle méthodologie d'évaluation de la fiabilité des générateurs à rayons X basée sur la connaissance des profils de mission.

Les travaux décrits dans ce mémoire reposent sur l'évaluation de la fiabilité du composant au système et s'articulent en chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, nous discutons d'abord de la physique des rayons X pour expliquer le processus de génération de ce type de rayonnement électromagnétique avant de montrer ses principales applications médicales.
Nous abordons ensuite le principe de fonctionnement du générateur à rayons X à travers ses principales fonctions. Un état de l'art des différentes topologies du générateur ainsi que des récentes avancées technologiques est exposé. Les effets de ces avancées technologiques sur la fiabilité du générateur sont aussi décrits.
Dans la deuxième partie de ce chapitre, une étude de la distribution des données de durée de vie d'un générateur existant est présentée afin d'obtenir des éléments de comparaison par rapport à notre étude.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de la technologie et des mécanismes de défaillances des composants critiques du générateur à rayons X. Les mécanismes de défaillances étudiés sont principalement liés à la contrainte thermomécanique due aux variations de température observées lors du fonctionnement des composants critiques du générateur. Nous exposons ainsi cette étude réalisée sur les modules IGBT, les MOSFET de puissance, de diodes de redressement et les condensateurs céramique multicouches.

Dans le troisième chapitre, nous exposons les études de fiabilité réalisées sur les composants critiques du générateur par le biais de tests accélérés basés sur les profils de

mission en application médicale. Les bancs d'essais accélérés et les conditions de test sont présentés. Nous montrons aussi les analyses de défaillance menées à l'issue de ces tests accélérés et discutons les résultats obtenus pour dégager des hypothèses sur la robustesse des composants testés en application médicale.

Un autre objectif de ce chapitre est de construire les courbes de durée de vie (nombre de cycles à la défaillance en fonction de la différence de température ΔT) des composants critiques du générateur. Ces courbes constituent une donnée essentielle à la méthodologie d'évaluation de fiabilité proposée dans ces travaux. Ces courbes de durée de vie sont obtenues par la réalisation de plans d'expérience avec trois niveaux de contrainte, par le biais des données des constructeurs des composants ou par l'utilisation des paramètres du recueil de fiabilité FIDES.

Finalement, le quatrième chapitre présente la méthodologie d'évaluation de la fiabilité du générateur à rayons X proposée dans cette thèse. Une étude des profils de mission d'un générateur utilisé en application tomographique est d'abord présentée. Les effets de ces profils de mission sur la fiabilité du générateur sont aussi exposés.

La deuxième partie de ce chapitre porte sur la réalisation des modèles thermiques de l'onduleur résonant et des étages de transformation haute tension. Ces modèles thermiques permettent d'obtenir les profils de température des composants critiques sur la base des profils de mission identifiés.

Ensuite, nous présentons la méthode de comptage « *rainflow* ». L'application de cette méthode permet d'obtenir une distribution des excursions de température des composants critiques. La règle de Miner (modèle linéaire de dommage cumulé) est aussi exposée. Cette règle est appliquée pour la prévision du nombre de cycles à la défaillance des composants critiques avec, pour données d'entrée les distributions de température issues du comptage « *rainflow* » et les courbes de durée de vie des composants critiques. Un modèle d'association de fiabilité est enfin présenté, la modélisation de fiabilité étant utilisée pour évaluer la durée de vie de chaque fonction du générateur en prenant en compte tous ses composants critiques.

Une application de cette méthodologie pour prévoir la fiabilité des différentes fonctions d'un générateur utilisé en application tomographique est ensuite présentée à travers des cas d'étude. Une étude permettant d'analyser l'effet de la température ambiante à l'intérieur du scanner et du nombre de patients quotidiens est aussi exposée. Les résultats de prévisions de durée de vie obtenus sur la fonction « rotation de l'anode » sont enfin confrontés aux données de cyclage accéléré de cette dernière.

Chapitre 1 Principe de l'imagerie à rayons X et état de l'art des générateurs à rayons X

1.1 Principe de l'imagerie à rayons X

Les rayons X ont été découverts en 1895 par un physicien allemand du nom de Wilhelm Conrad Roentgen. Il fit la découverte des rayons X en faisant des expériences sur les rayons cathodiques avec un tube de Crookes placé dans un caisson opaque. Il appela les rayons d'origine inconnue qu'il venait de découvrir « rayon X », le X faisant référence à l'inconnue mathématique. Il recevra pour cette découverte le premier prix Nobel de physique en 1901. Ce fut la découverte la plus importante et la plus utilisée dans les applications médicales. La **Figure 1-1** montre la photographie de la première radiographie prise sur la main de la femme de Roentgen Anna Bertha Roentgen le 22 Décembre 1895.



Figure 1-1 Photographie de la première radiographie

1.1.1 Généralités sur les rayons X

Les rayons X sont une forme de rayonnement électromagnétique à haute fréquence (10^{16}Hz à 10^{19}Hz) constitué de photons caractérisés par une longueur d'onde comprise entre 10^{-11}m et 10^{-8}m (voir **Figure 1-2**). Ils sont situés entre les rayons ultraviolets à longue longueur d'onde et les rayons gammas à longueur d'onde courte. Ce sont des rayons très énergétiques et leur courte longueur d'onde, qui est bien inférieure aux ondes radio par exemple, permet le passage du rayonnement à travers la matière, alors que les rayonnements de plus grande longueur d'onde sont réfléchis à la surface des matières. Cependant, les rayons X sont absorbés différemment en fonction du numéro atomique et de l'épaisseur de la matière exposée. Aussi, les rayons X de plus grande énergie et donc de plus courte longueur d'onde sont moins absorbés, par conséquent plus pénétrant que les rayons X de plus faible énergie. Les rayons X les plus pénétrants sont appelés rayons « durs », leur longueur d'onde est inférieure au

nanomètre, et ceux moins pénétrants sont appelés rayons « mous ». Ceci est la base de l'imagerie à rayons X [*Bush11*].

Les rayons X font partie des rayonnements ionisants. L'ionisation est le phénomène qui consiste à transmettre de l'énergie à un atome de sorte à lui faire perdre ou gagner un électron. Cet atome devient chargé et n'est donc plus électriquement neutre, il est alors appelé ion. Les rayons X ont une longueur d'onde suffisamment courte et possèdent une énergie assez grande (de quelques eV à plusieurs MeV) pour faire perdre des électrons et donc ioniser positivement les atomes. Cette propriété permet le phénomène de fluorescence utilisé lors des analyses chimiques poussées. Cette ionisation a aussi un effet biologique avec le déclenchement d'une succession de réactions physico-chimiques pouvant aboutir à une modification des fonctions et des structures cellulaires. Les politiques de radioprotection veillent à ce que les doses de rayonnement reçu lors des examens cliniques soient inférieures à un seuil critique[1].

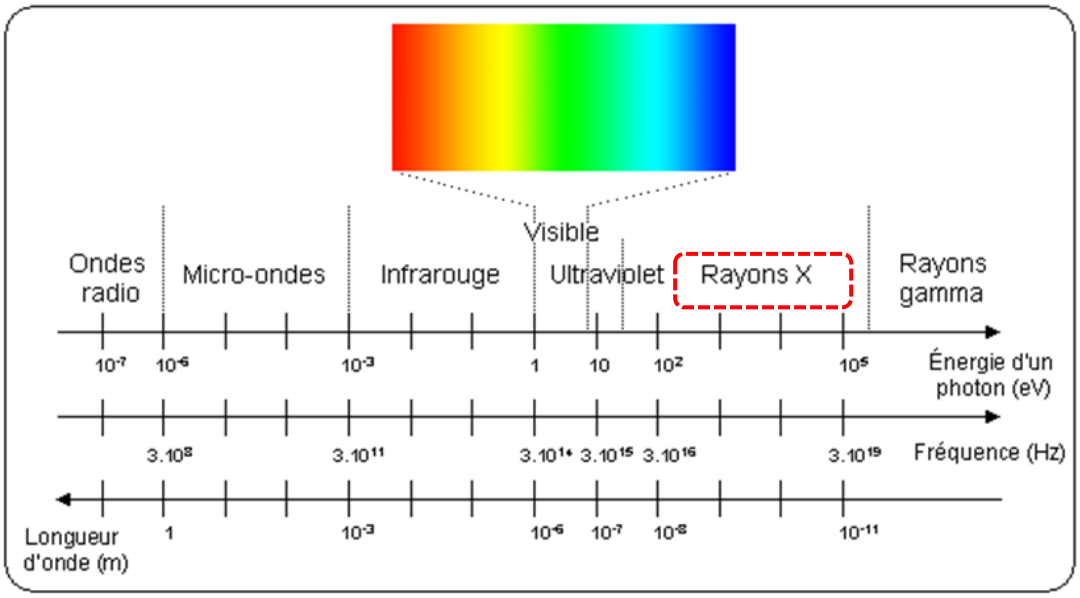


Figure 1-2 Spectre électromagnétique [2]

1.1.1.1 La production des rayons X

Les rayons X sont le produit de l'interaction entre les électrons et la matière. Ils sont produits à partir d'un faisceau d'électrons qui bombarde un matériau tel que le tungstène ou le molybdène (métal réfractaire et de numéro atomique Z élevé). Ils sont produits dans un tube à rayons X ou également tube de Coolidge, du nom de celui qui a amélioré le tube de Crookes en

[1] http://www.irsn.fr/FR/professionnels_sante/documentation/Pages/guides.aspx
[2] http://culturesciencesphysique.ens-lyon.fr/ressource/imagerie-medicale-radiographie-principe.xml

1913. Un tube à rayons X possède une cathode et une anode. Le principe d'émission des rayons X est le suivant : dans le tube à rayons X, la cathode possède un filament qui est préalablement chauffé par un courant électrique, le filament est alors prêt à émettre des électrons (effet thermo-ionique). L'application d'une différence de potentiel élevée (entre 20 et 150kV) entre la cathode et l'anode, l'anode étant portée à une tension positive par rapport à la cathode, permet d'accélérer ce faisceau d'électrons par un champ électrique en direction de l'anode. Le faisceau d'électrons possède une énergie cinétique proportionnelle à la différence de potentiel appliquée entre la cathode et l'anode. Les rayons X sont émis lors de l'impact du faisceau d'électrons sur la cible de deux manières distinctes. D'une part, l'émission des rayons X se fait par le freinage du faisceau d'électrons par les atomes de l'anode, c'est le rayonnement de freinage (bremsstrahlung en allemand) [*Bush02*]. D'autre part, le faisceau d'électrons possède une énergie cinétique suffisante pour perturber les couches électroniques internes des atomes de l'anode. Ces atomes, suite à leur excitation, émettent des rayons X lors de leur relaxation. Plus de 99% de l'énergie cinétique des électrons se transforme en énergie thermique lors de l'impact sur l'anode et seul 0,5 à 1% est rayonné sous forme de photons X [*Bush11*]. La **Figure 1-3** illustre le schéma de principe de la production des rayons X.

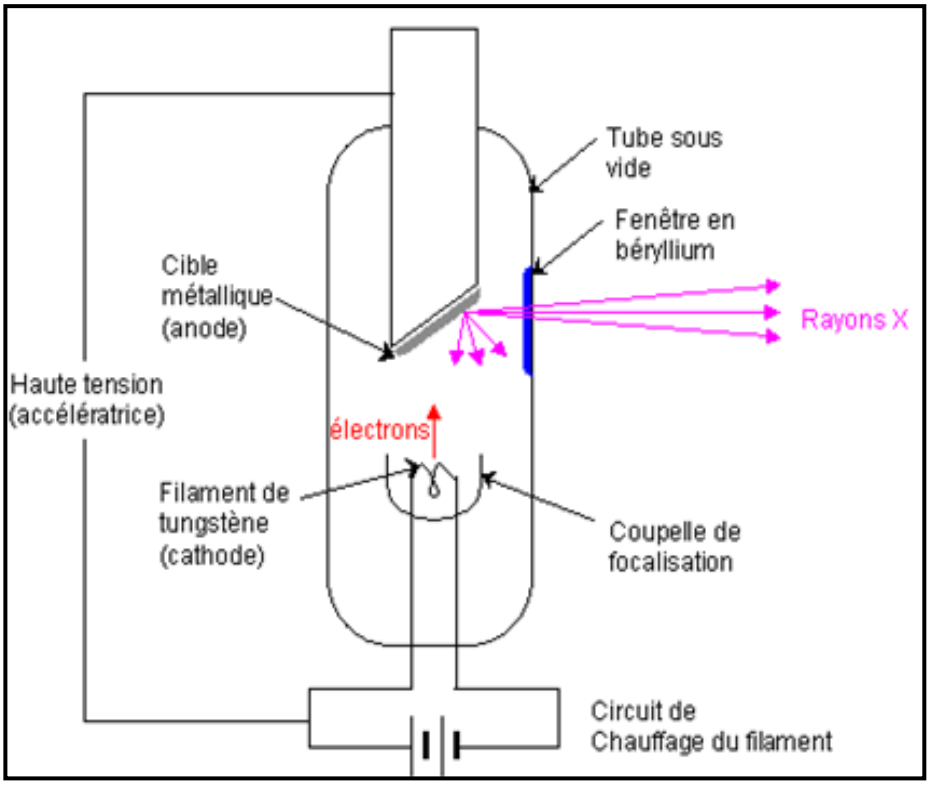


Figure 1-3 Schéma de principe de la production des rayons X [3]

[3] http://culturesciencesphysique.ens-lyon.fr/ressource/imagerie-medicale-radiographie-principe.xml

1.1.1.1.1 Le spectre des rayons X

Un spectre d'émission de rayons X est la superposition d'un spectre continu et d'un spectre discret de raies appelé spectre caractéristique. La **Figure 1-4** montre le spectre d'émission du tungstène.

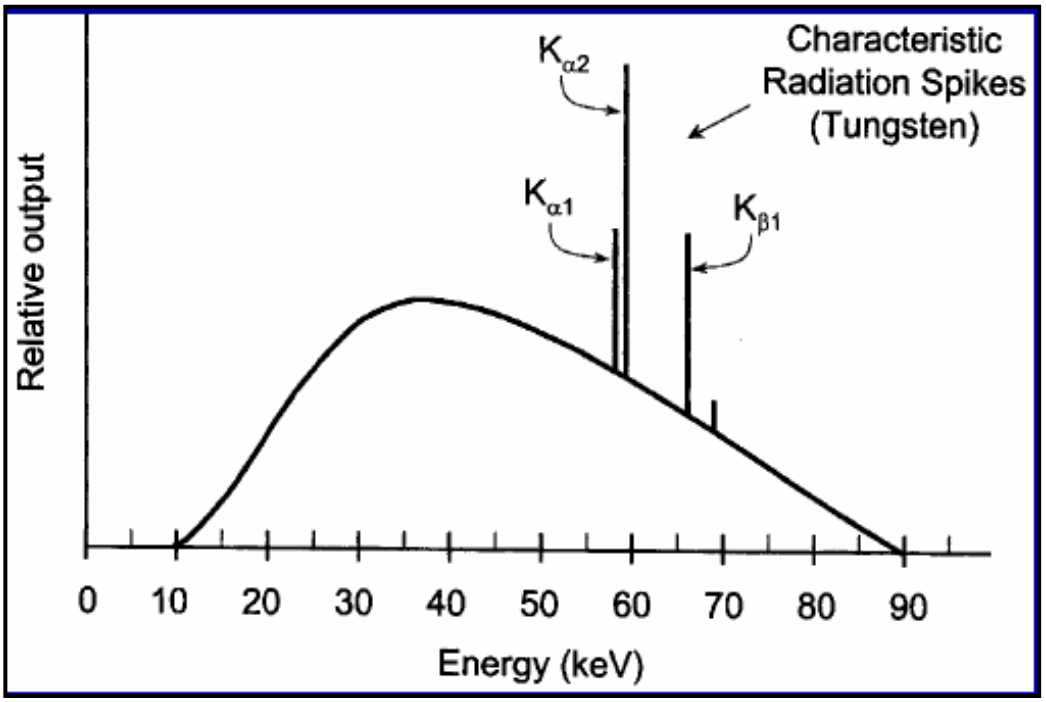


Figure 1-4 Spectre du tungstène [*Bush11*]

- Le spectre continu

Le spectre continu est le résultat du rayonnement par freinage. En effet, lorsque le faisceau d'électrons rentre en contact avec l'anode, il est freiné et dévié par le champ électrique des noyaux des atomes de l'anode qui sont chargés positivement. La théorie de Maxwell dit que tout changement de la vitesse d'une particule chargée produit un rayonnement électromagnétique. L'énergie de chaque photons X correspond à la différence d'énergie de l'électron à l'origine de ce photon lors de l'impact. La distance subatomique à laquelle un électron incident se rapproche du noyau de la cible détermine l'énergie perdue par cet électron. Dans ce processus, l'électron incident peut perdre tout ou partie de son énergie cinétique. Un impact direct d'un électron avec un noyau de la cible résulterait à une perte de toute l'énergie de l'électron et produirait un photon X qui aura la plus grande énergie, cette dernière ne dépendant que de la tension d'accélération entre anode et cathode et non du métal de la cible. Notons aussi que plus cette tension d'accélération augmente, plus la longueur d'onde diminue,

donc plus l'énergie augmente [*Kasa05*]. Le principe du rayonnement par freinage est montré par la **Figure 1-5**.

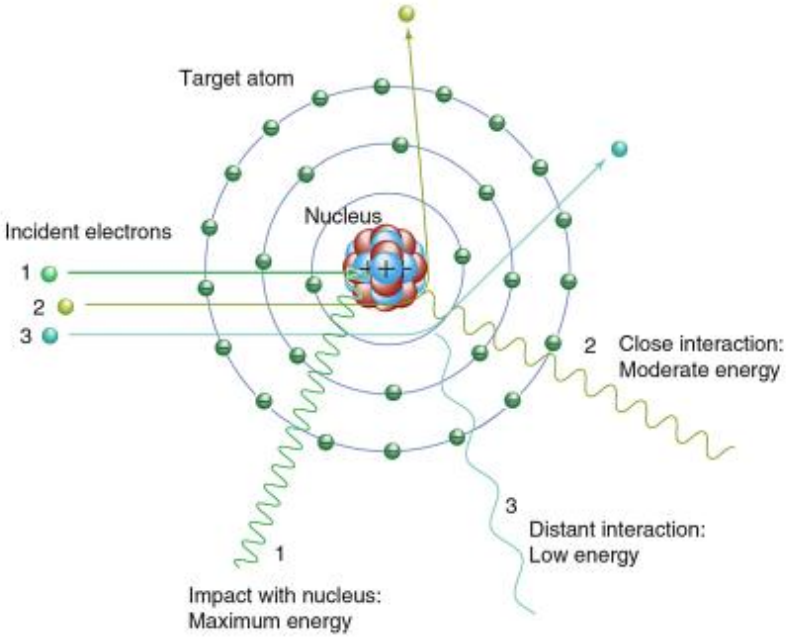


Figure 1-5 Rayonnement par freinage (bremsstrahlung) [*Bush11*]

Les photons émis peuvent avoir toutes les énergies comprises entre zéro et l'énergie cinétique de l'électron incident. Le rayonnement par freinage produit donc un flux de photons X dont le spectre a une énergie continue.

- Le spectre discret

Chaque atome du matériau cible possède un noyau et des électrons ayant des énergies de liaison bien déterminées. Les électrons sont répartis autours du noyau par ordre d'énergie croissante en couche K, L, M, N. Ces couches correspondent au nombre quantique principal. Chaque couche comprend différentes sous couches d'énergies proches qui correspondent aux autres nombres quantiques. Les niveaux énergétiques des couches et sous couches sont typiques de chaque élément. Plus les électrons sont proches du noyau, plus leur énergie de liaison est élevée. Le principe de génération d'un rayon X caractéristique est illustré par la **Figure 1-6**.

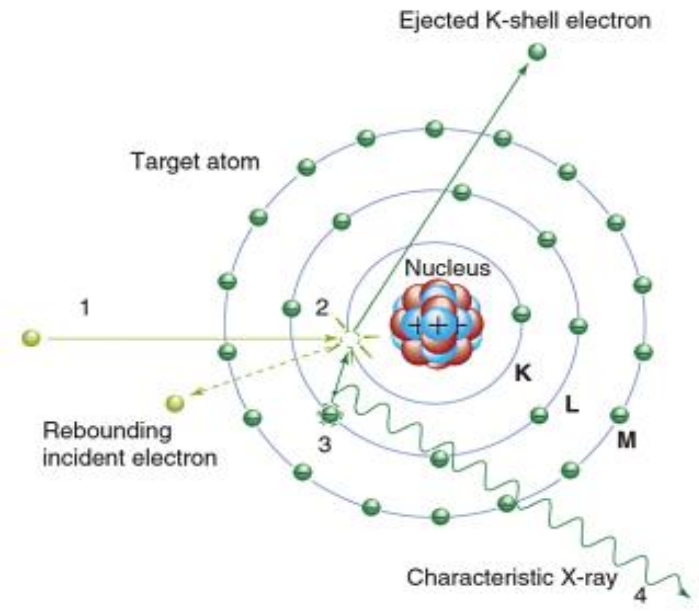


Figure 1-6 Génération d'un rayon X caractéristique [*Bush11*].

Quand l'énergie d'un électron incident est supérieure à l'énergie de liaison d'un électron de l'atome cible, l'interaction due à la collision peut éjecter un électron et ioniser l'atome créant ainsi un trou dans une couche. La couche qui a perdu un électron devient alors énergétiquement instable. L'atome tend alors à retrouver son état fondamental (de moindre énergie). Un électron d'une couche supérieure vient donc combler le trou, produisant ainsi un excès d'énergie qui est émis sous forme de photons. L'énergie des photons émis est égale à la différence des énergies des couches impliquées. Les énergies de liaison sont spécifiques à chaque élément ; par conséquent, les rayons X émis ont des énergies discrètes qui sont caractéristiques de la cible. Notons que plus l'atome cible est lourd et plus on est proche de l'état stable, plus les différences d'énergie entre couches sont grandes. Pour que les photons caractéristiques émis soient dans la gamme du rayonnement X, la cible doit être constituée d'atomes suffisamment lourds et l'atome éjecté doit appartenir à la couche la plus interne (couche K). Il faut une tension d'accélération supérieure à 69,5 kV pour une cible en tungstène et 20 kV pour une cible en molybdène. Notons aussi que l'augmentation de la tension d'accélération fait croitre l'intensité des raies caractéristiques sans les déplacer [*Kasa05*].

1.1.2 Application à l'imagerie médicale

L'utilisation des rayons X est à l'origine de l'imagerie médicale et couvre une large partie des applications médicales. L'application des rayons X au diagnostic des maladies, s'appuyant sur les résultats de la radiologie et de la radioscopie, est appelée le radiodiagnostic.

Il s'agit de l'exploration des structures anatomiques internes grâce à l'image fournie par un faisceau de rayons X traversant le patient. Le principe du radiodiagnostic est fondé sur la différence d'atténuation des rayons X d'un tissu à l'autre, en conséquence de compositions et de densités différentes. Les différences d'opacité radiologique des structures anatomiques se traduisent en contraste radiologique : l'intensité du faisceau de rayons X ayant traversé un corps n'est donc plus uniforme. Les photons X sont alors :

- transmis : pas d'interaction avec la matière traversée,
- absorbés : ils disparaissent, transférant leur énergie aux atomes de la matière,
- ou diffusés : ils sont déviés et gardent toute leur énergie (diffusion élastique) ou transfèrent une partie de leur énergie aux atomes de la matière (diffusion inélastique).

L'image radiologique est créée sur un film ou un écran suite à cette interaction.

Les méthodes d'imagerie médicale basées sur les rayons X les plus usitées sont la radiologie conventionnelle, la tomographie ou Scanner (Computed Tomography en Anglais), la mammographie et l'angiographie.

1.1.2.1 La radiologie

La radiologie conventionnelle est la technique d'imagerie médicale à rayons X la plus ancienne et la plus basique. En utilisant les propriétés des rayons X, la radiologie conventionnelle permet de reproduire l'image d'une structure anatomique sur un film radiologique.

En effet, les rayons X permettent de noircir les émulsions photographiques et d'illuminer les sels minéraux. Après avoir traversé le patient, les rayons X sont arrêtés par le film radiologique constitué de cristaux de bromure d'argent. Une image latente non visible est donc créée sur le film. Cette image est visible après traitement dans un liquide révélateur. Les éléments peu denses apparaissent clairs sur le film radiologique alors que les éléments les plus denses tels que les os apparaissent plus ou moins noirs.

La radiologie moderne utilise des écrans digitaux pour le traitement informatique des images permettant ainsi l'amélioration de la qualité de l'image pour une meilleure interprétation par le radiologue. Le transfert et l'archivage des images est aussi un atout important de la radiologie numérique.

Les puissances utilisées dépendent du tube à rayons X et du générateur. Pour pallier le bougé du patient, on utilise une puissance élevée à faible durée d'exposition pour une image moins bruitée et de plus grande résolution. Plus la puissance est élevée, plus le nombre de cristaux (pour les films radiologiques) excités est élevé, et donc plus le contraste de l'image sera élevé. Les puissances peuvent aller au-delà de 100 kW. Cette puissance dépend de la durée d'exposition, de la tension d'accélération (kV) et du nombre d'électrons circulant entre anode et cathode (mA).

La limite de cette technique est que les structures anatomiques situées à des profondeurs différentes sont superposées sur un même plan entraînant ainsi une limitation de l'interprétation de l'image. La tomographie traitée ci-après permet de résoudre ce problème.

La radiologie interventionnelle ou fluoroscopie est une technique utilisant un amplificateur de brillance ou un capteur plan qui permet d'avoir une image dynamique en temps réel sur un écran. Cette technique utilise de faibles puissances (correspondant à environ 80 kV - 1 mA) sur des durées d'exposition continues pouvant atteindre plusieurs minutes.

Un exemple de système de radiologie ainsi qu'une image radiologique sont illustrés par la **Figure 1-7**.

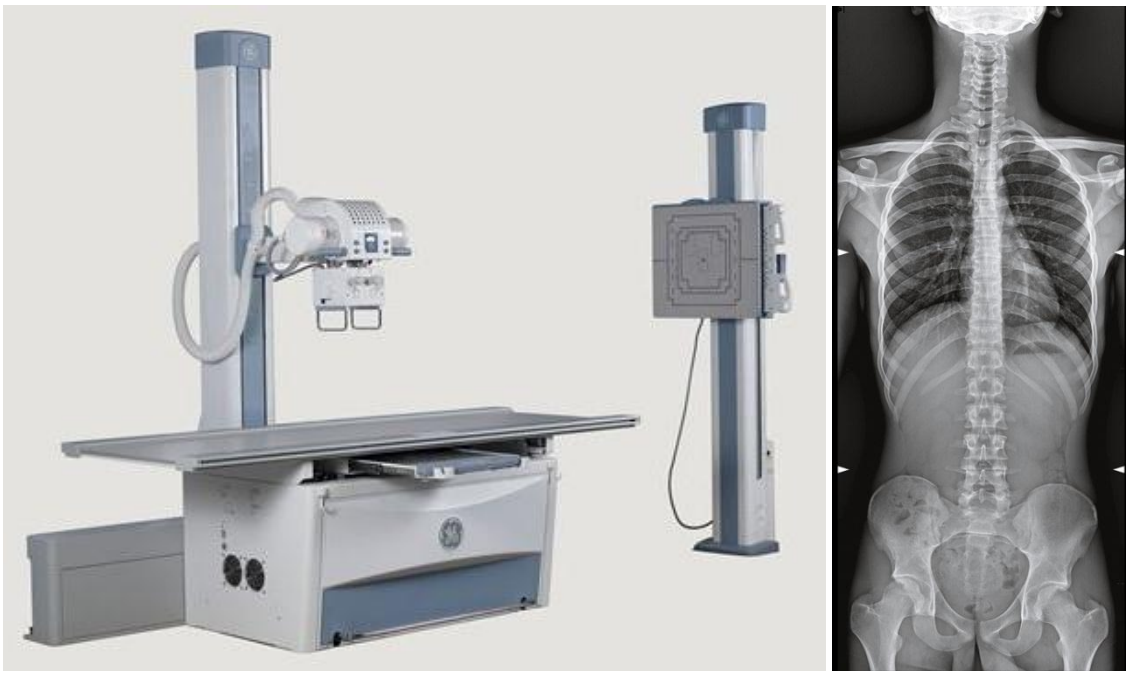


Figure 1-7 Exemple de système de radiologie et image radiologique du corps [4]

[4] http://www3.gehealthcare.com/en/Products/Categories/Radiography

1.1.2.2 La tomographie

La tomographie ou tomodensitométrie ou plus fréquemment scanner X a été développée par un physicien sud-africain, Allan McLeod Cormack, et un ingénieur britannique, Goldfray Newbold Hounsfield, qui ont partagé le prix Nobel de médecine en 1979. Allan Cormack a développé une théorie pour la reconstruction de l'image et a réalisé des expériences avec un objet cylindrique symétrique publiées dans le « Journal of Applied Physics » en 1963 et 1964 [*Corm63, Corm64*]. Goldfray Hounsfield, quant à lui, a construit le premier scanner clinique installée en 1971 ; ce dernier est décrit dans le « British Journal of Radiology » de 1973 [*Houn73*].

Le principe de la tomographie repose sur l'analyse multidirectionnelle de l'interaction des rayons X avec la matière, par la mesure de l'intensité des rayons X transmis suite à la traversée du corps. Cette mesure est effectuée par un détecteur placé dans le prolongement du faisceau de rayons X.
Les données acquises, collectées selon toutes les directions du faisceau, sont utilisées pour calculer et reconstruire mathématiquement en niveau de gris ou de couleur une image en trois dimensions. La tomographie à rayons X permet ainsi d'explorer la matière pour observer les variations d'absorption radiologique et les différences de composition [*Thier02*].

En pratique, la source de rayons X et le détecteur sont alignés, de manière précise, des deux côtés opposés du patient. L'ensemble tourne autour du patient, permettant ainsi au faisceau à rayons X de balayer la zone d'intérêt sous tous ses angles. Plusieurs vues en coupe sont ainsi réalisées en spirale. Une interpolation sur la direction de l'axe de rotation permet la reconstruction de l'image en trois dimensions par ordinateur.

La puissance utilisée peut aller jusqu'à 100kW. Cette puissance peut être pulsée ou continue et les temps d'exposition peuvent atteindre 100 secondes selon le type d'examen clinique réalisé.
Un Scanner RX ainsi qu'une image tomographique sont illustrés dans la **Figure 1-8**.



Figure 1-8 Scanner RX (Computed Tomography) et image 3D du thorax par un scanner RX [5]

1.1.2.3 La mammographie

La mammographie est une technique radiologique spécialement conçue pour la détection des pathologies du sein. Les débuts de la mammographie remontent à 1960 mais les premières unités à rayons X dédiées à l'imagerie du sein sont apparues en 1969. Les avancées technologiques de ces dix dernières années ont considérablement augmenté la sensibilité du diagnostic de la mammographie. Son principe consiste à radiographier chaque sein de face et de profil de sorte à visualiser l'intégralité de la glande mammaire. Les procédures médicales pour la mammographie comportent le dépistage pour le tri de la population féminine asymptomatique (40-74 ans), le diagnostic pour la différentiation des lésions et l'amélioration de la spécificité, et l'interventionnel avec la biopsie par aiguille, la galactographie et le guidage par outils.

Le sein étant composé de tissus mous, la mammographie nécessite l'utilisation de rayons X de basse énergie, de l'ordre de 20 keV, car la différence entre les coefficients d'atténuation des tissus mous est plus prononcée à basse énergie [*Coan13*]. Le générateur à rayons X utilisé pour cette application est donc l'un des plus petits car nécessitant des puissances plus faibles. Pour le tube à rayons X, l'utilisation d'anode en molybdène a permis des avancées significatives notamment pour la réduction des doses.

La **Figure 1-9** montre que la différence de coefficient d'atténuation entre un tissu normal et un tissu cancéreux est plus élevée à très basses énergies et qu'elle est faible à hautes énergies.

[5] http://www3.gehealthcare.com/en/Products/Categories/Computed_Tomography/

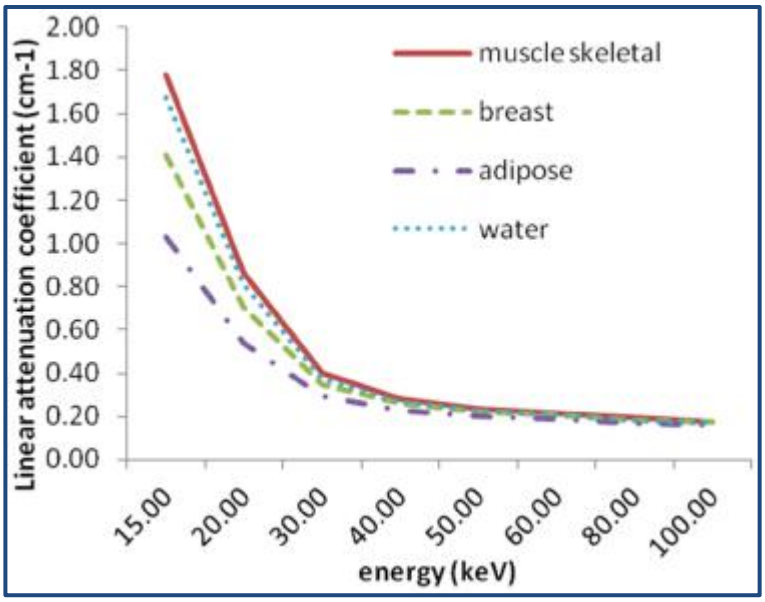


Figure 1-9 Coefficient d'atténuation linéaire des tissus du sein en fonction de l'énergie [*Coan13*]

La détection des micro-calcifications est d'autant plus importante que la taille de ces dernières est corrélée aux maladies. Détecter des micro-calcifications tout en minimisant les doses et en augmentant la détection de faible contraste impose d'importantes exigences sur les équipements mammographiques. Les mammographes doivent aussi avoir une résolution spatiale suffisante pour délimiter les contours des structures fines du sein.

Un exemple d'appareil de mammographie ainsi que des images mammographiques sont illustrés par la **Figure 1-10**.

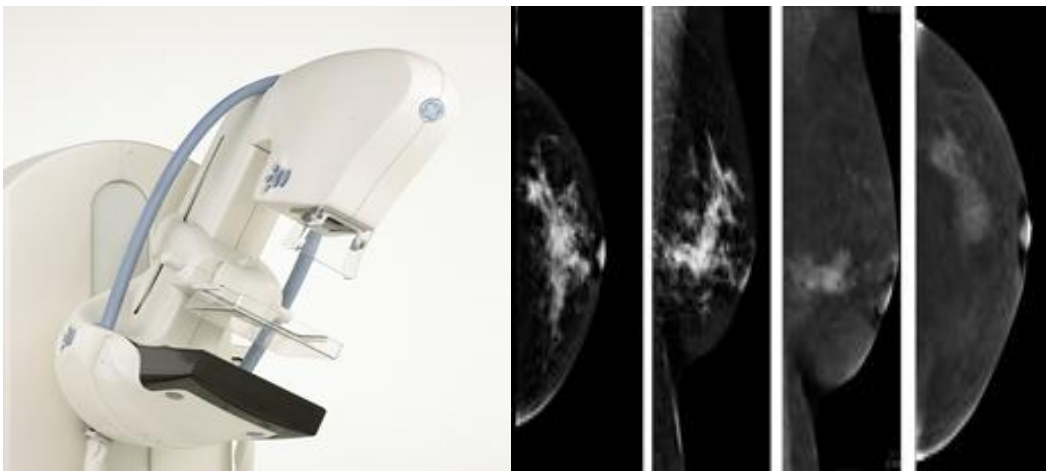


Figure 1-10 Appareil de mammographie et images mammographiques [6]

[6] http://www3.gehealthcare.com/en/Products/Categories/Mammography/Mammography_Systems

1.1.2.4 L'angiographie

L'angiographie est une technique d'imagerie médicale permettant de produire des images détaillées des vaisseaux sanguins grâce aux principes de l'imagerie à rayons X et à l'introduction d'un produit de contraste dans le vaisseau d'intérêt à l'aide d'un cathéter. L'angiographie visant à examiner les artères est appelée artériographie et celle pour les veines se nomme phlébographie. L'angiographie est la méthode d'imagerie standard permettant d'évaluer les lésions vasculaires telles que les obstructions, les sténoses et les anévrismes. L'angiographie permet de fournir des images fixes à des fins de diagnostic. Elle est aussi utilisée en interventionnel pour guider de manière précise l'acte du médecin.

L'angiographie digitale à soustraction est une technique qui permet de soustraire par ordinateur deux images prises avant et après l'injection du liquide de contraste. Les images d'autres structures, autres que les artères, sont ainsi éliminées, permettant ainsi une meilleure exploration des artères.
Un système d'angiographie ainsi qu'une image d'une sténose vue par angiographie sont illustrés par la **Figure 1-11**.

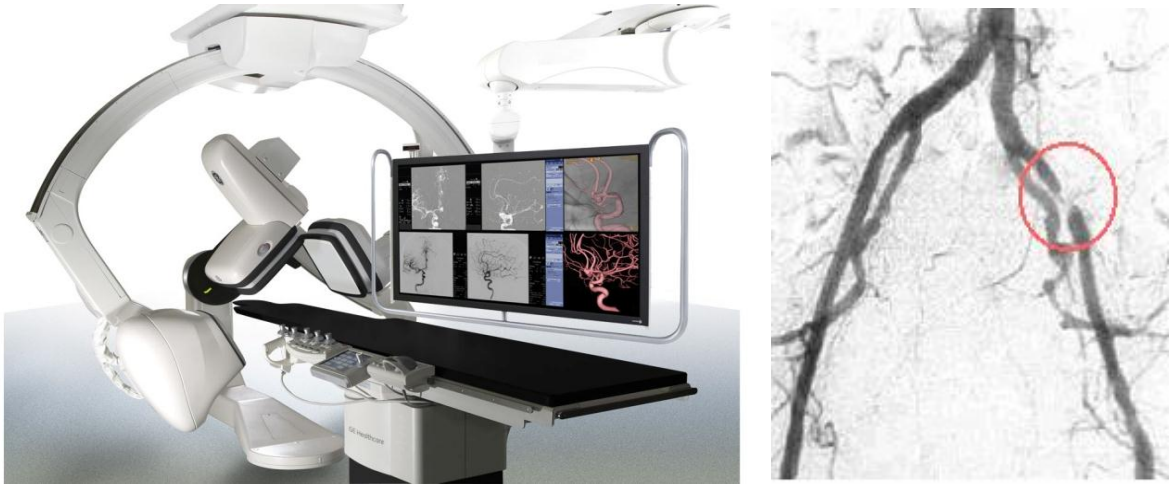


Figure 1-11 Système d'angiographie et vue d'une sténose par angiographie [7]

1.2 Le générateur à rayons X : description et état de l'art

Le générateur à rayons X est un élément essentiel au fonctionnement d'un système à rayons X. Son fonctionnement est associé à celui du tube à rayons X pour permettre la

[7] http://www3.gehealthcare.com/en/Products/Categories/Interventional_Image_Guided_Systems

génération et le contrôle des rayons X reçus par le patient. Dans un système à rayons X, le générateur joue le rôle d'alimentation électrique du tube à rayons X.

La **Figure 1-12** montre un diagramme simplifié d'un système à rayons X avec les différents sous-ensembles.

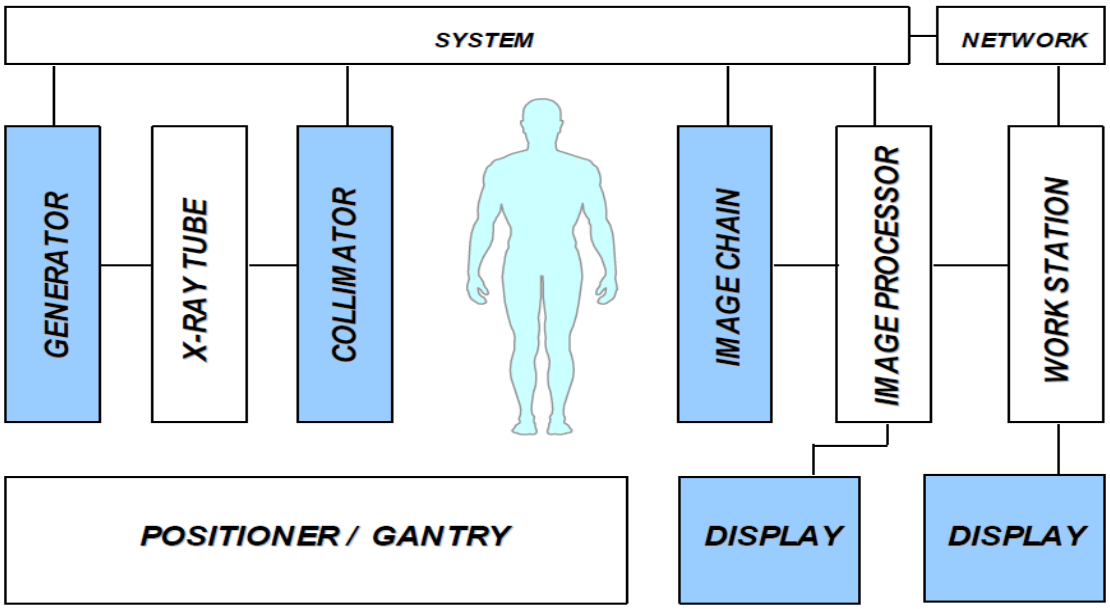


Figure 1-12 Architecture d'un système à rayons X

Le générateur à rayons X doit fournir les fonctions essentielles suivantes :

- l'application d'une haute tension au tube à rayons X pour accélérer les électrons de la cathode vers l'anode,
- le chauffage du filament de la cathode du tube à rayons X pour obtenir l'intensité désirée dans ce dernier,
- l'alimentation du couple rotor-stator pour assurer la rotation de l'anode pour les tubes moyenne et forte puissance,
- le logiciel embarqué qui contrôle et synchronise les fonctions du générateur et gère la communication avec le système.

La **Figure 1-13** montre les principales fonctions d'un générateur à rayons X.

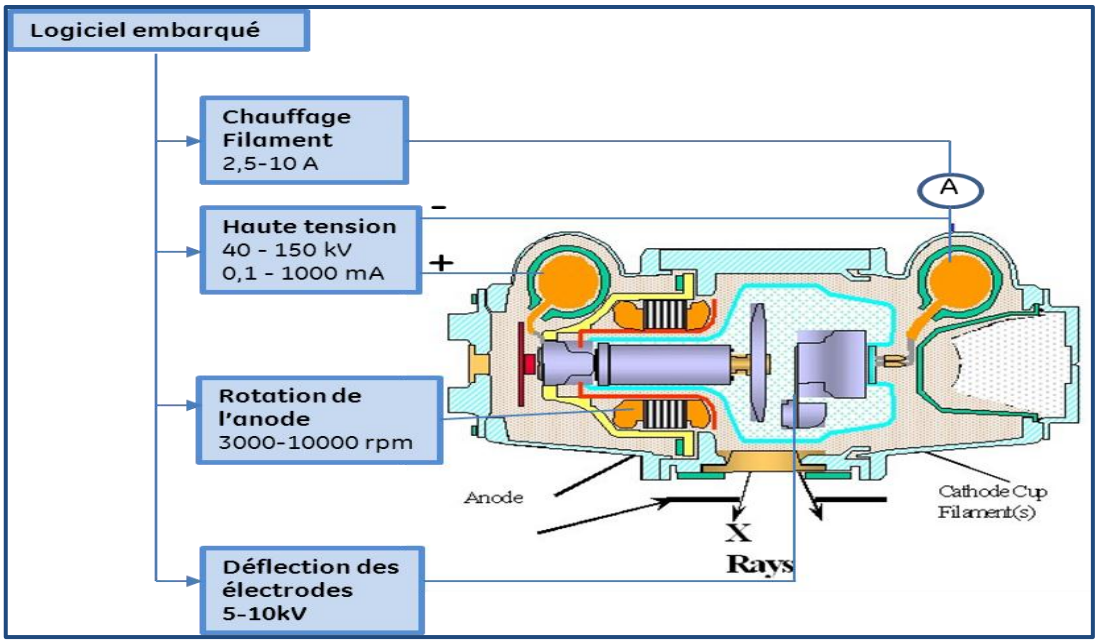


Figure 1-13 Les principales fonctions du générateur à rayons X

1.2.1 Les différentes fonctions du générateur à rayons X

1.2.1.1 La fonction « haute tension »

La génération de la haute tension est assurée par un convertisseur résonant haute fréquence (*« inverter »*) et un transformateur haute tension avec son circuit de redressement et de filtrage. Ce dernier est enfermé dans une cuve métallique remplie d'huile minérale appelée *« tank »*.

La qualité d'une image à rayons X est déterminée par l'énergie de radiation des rayons X qui est proportionnelle à la tension du tube à rayons X [*Kim95, Wu99*]. La valeur et la forme de cette haute tension sont donc déterminantes quant à la qualité de la radiation. De plus, le contraste d'une image à rayons X est très dépendant du temps de montée et de l'ondulation résiduelle de la haute tension dont l'allure est représentée sur la **Figure 1-14**. Cette ondulation doit être inférieure à un pour mille dans certaines applications. Une ondulation élevée a pour conséquence une diminution du contraste de l'image [*Wu99*]. Pour éviter des imperfections sur les images à rayons X, il est important d'appliquer une haute tension DC avec une réponse dynamique la plus rapide possible. Le générateur à rayons X doit donc pouvoir délivrer de la haute tension à des intervalles de temps très faibles et atteindre son état stable en moins d'une milliseconde [*Lian01*].

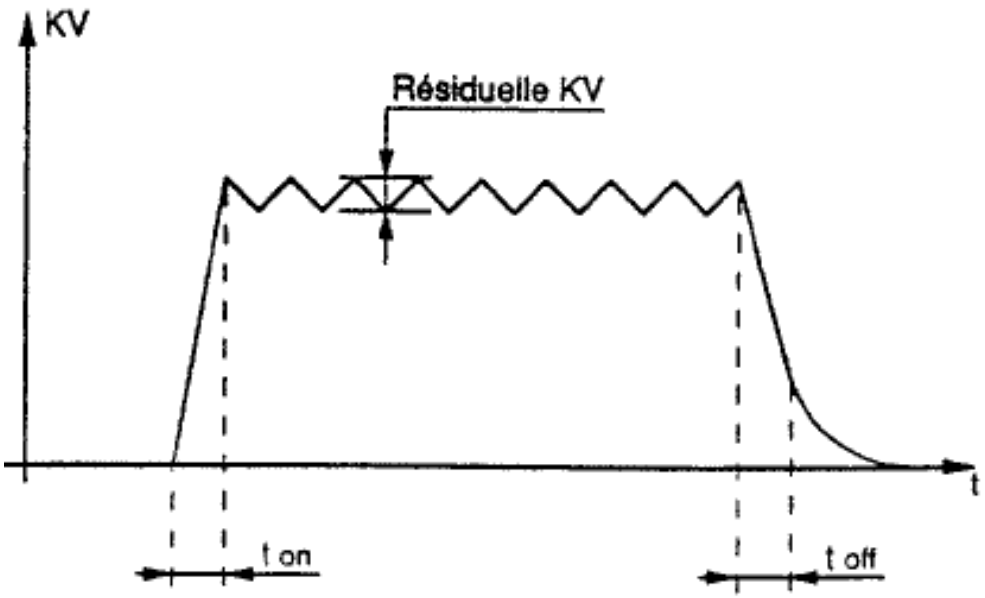


Figure 1-14 Forme d'onde de la haute tension

En pratique, une tension élevée est requise pour les parties denses du corps tandis que pour les tissus mous une tension faible est utilisée [*Wu99, Lian01, Sun00*]. Aussi, pour le diagnostic des organes en mouvement tel que le cœur et les vaisseaux sanguins, des temps d'émission de rayons X (pose) courts de quelques millisecondes sont demandés [*Kim95, Wu99*].

De manière générale, les tensions usuelles sont comprises entre 20 kV et 150 kV et le courant du tube entre 0,5 mA et 1250 mA [*Kim95*]. Un générateur à rayons- X performant doit être à même de fournir cette large gamme de tension et de courant.

1.2.1.2 La fonction « chauffage du filament »

La carte de chauffage du filament de la cathode est constituée d'un petit onduleur résonant associé à un transformateur de courant qui permet de fournir un courant régulé de chauffage. Le chauffage du filament permet l'excitation des atomes du matériau le constituant. Ce qui a pour effet d'arracher les électrons et de former un nuage électronique autour du filament : c'est l'effet thermo-ionique. La **Figure 1-15** montre la courbe d'émission d'un tube à rayons X. On observe bien que l'intensité du courant émis par la cathode est fonction du courant de chauffage mais aussi de la haute tension appliquée au tube. L'influence de cette haute tension est de plus en plus importante lorsque celle-ci baisse. Dans ce cas, on dit que le tube n'est pas totalement saturé. Le circuit de chauffage doit prendre en compte cette caractéristique du tube à rayons X.

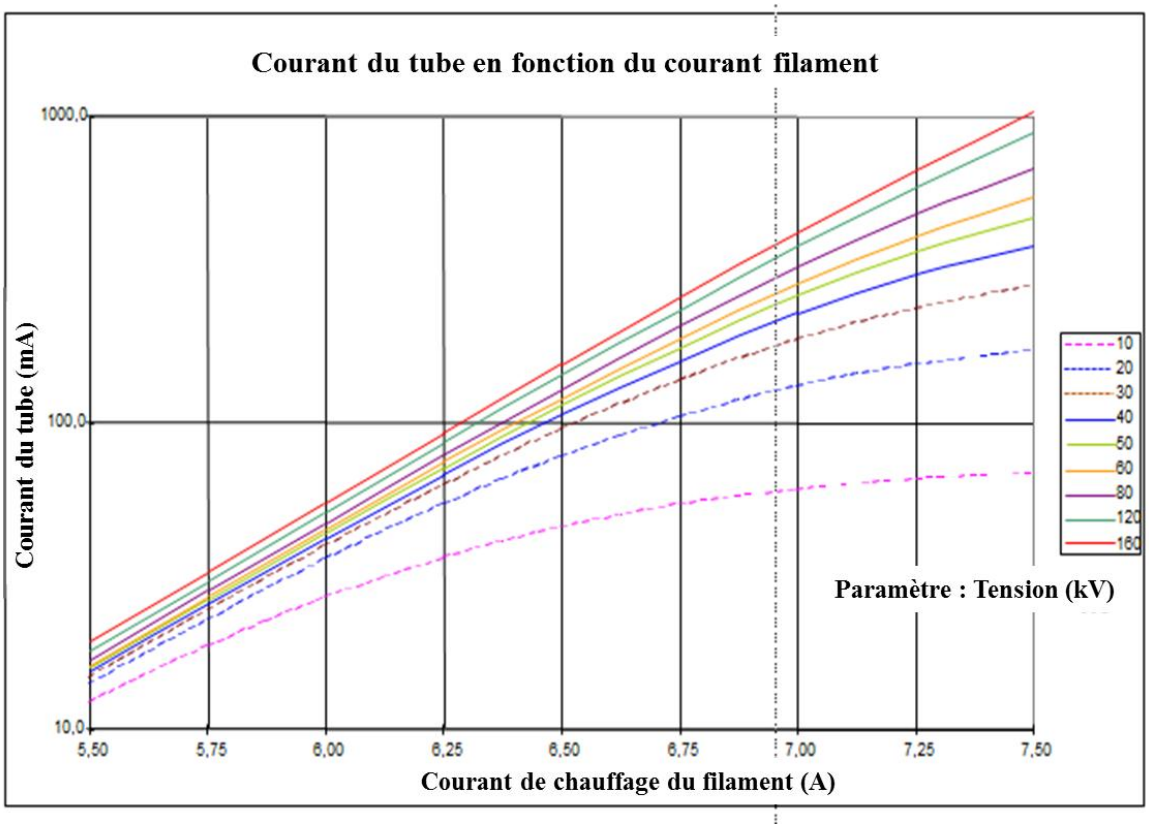


Figure 1-15 Courbe d'émission d'un tube à rayons X pour différentes valeurs de tension [8]

1.2.1.3 La fonction « rotation de l'anode »

Les anodes des tubes à rayons X ont été fixes dans le passé et le point d'impact du faisceau d'électrons était toujours le même. Ces anodes fixes étaient rapidement endommagées par le faisceau d'électrons incident qui apporte une énergie thermique considérable. La rotation de l'anode a constitué un progrès important car elle permet d'éviter une dégradation rapide de la surface du matériau constituant l'anode. En effet, la rotation de l'anode permet de répartir la chaleur sur une surface circulaire autour de l'anode, le point d'impact du faisceau d'électrons demeurant le même sur le plan spatial et la surface bombardée reste le moins de temps possible sous bombardement. Plus la vitesse de l'anode est élevée, plus on est en mesure d'atteindre de forte puissance sans endommager l'anode. Le tungstène qui possède des caractéristiques intéressantes (point de fusion à 3600 K, numéro atomique élevé Z = 74 favorable à l'émission des photons X et conductivité thermique élevée) est universellement utilisé pour les anodes des tubes à rayons X sauf pour la mammographie où l'on utilise des anodes en molybdène car on souhaite un spectre bien défini (voir section **1.1.2.3**).

[8] Ce graphe représentant la courbe d'émission d'un tube à rayons X a été réalisé chez General Electric Healthcare, dans le département « Générateur » à Buc (France)

Cette rotation est assurée par un onduleur à transistors qui alimente et contrôle un moteur asynchrone à fréquence variable situé dans le tube à rayons X. Ce circuit permet de contrôler le moteur à différents niveaux de fréquences pouvant aller jusqu'à 10000 tours/minute avec des puissances pic de 7 kW.

1.2.1.4 Le logiciel embarqué

Le logiciel embarqué, composé de nos jours de plusieurs cartes programmables qui communiquent entre elles, permet d'assurer les fonctions suivantes :

- Communication avec le système : les cartes de contrôle reçoivent les consignes du système et les transmettent aux cartes de puissance à des temps spécifiques. Concrètement, le générateur reçoit les paramètres de pose (haute tension, courant du tube, et durée d'exposition), vérifie si ces derniers sont acceptables avant de les transmettre dans le circuit interne.
- Synchronisation avec le système : une fois les paramètres de pose reçus, le logiciel embarqué s'assure de la synchronisation des différentes fonctions du générateur. Il lance d'abord la rotation de l'anode et le chauffage du filament en parallèle. Lorsque ces deux fonctions sont prêtes, il envoie une notification au système pour le lancement de la pose et reste en attente du signal de déclenchement avant de lancer la pose avec la fonction haute tension.
- Gestion de l'émissivité du tube : durant la pause, le logiciel embarqué mesure le courant du tube toutes les millisecondes afin de le réguler à sa valeur cible en contrôlant le courant de chauffage du filament.
- Disponibilité du générateur : ce sont toutes les autres fonctions du logiciel embarqué qui ne sont pas directement liées aux poses de rayons X. Il s'agit de la gestion des erreurs, du diagnostic des pannes, du suivi des données et de la mise à jour du logiciel.

1.2.2 Etats de l'art des générateurs à rayons X

1.2.2.1 Les différentes topologies

Depuis 1985, les anciennes technologies de générateurs à rayons X qui fonctionnaient à la fréquence du réseau (50 ou 60 Hz) sont devenues obsolètes car elles présentent plusieurs inconvénients dont le volume important du transformateur haute tension, l'ondulation résiduelle importante, la difficulté d'optimisation de la haute tension et le coût des

équipements. Dès lors, seuls les générateurs haute fréquence sont conçus et connaissent sans cesse des avancées significatives.

Le principe de base du fonctionnement d'un générateur haute fréquence est le suivant : Le signal du réseau 50 ou 60 Hz (monophasé ou triphasé) est d'abord redressé par un pont de diodes, puis filtré pour créer une tension continue. Ensuite, un convertisseur résonant haute fréquence transforme le signal DC en un signal sinusoïdal à une fréquence supérieure à 100 kHz. Ce signal haute fréquence alimente ensuite un transformateur haute tension. Un circuit de redressement et de filtrage au secondaire du transformateur permet de lisser cette haute tension DC qui sera imposée aux bornes du tube à rayons X.

Le schéma fonctionnel d'un générateur haute fréquence est représenté par la **Figure 1-16**. Les étapes de génération de la haute tension sont montrées par la **Figure 1-17**.

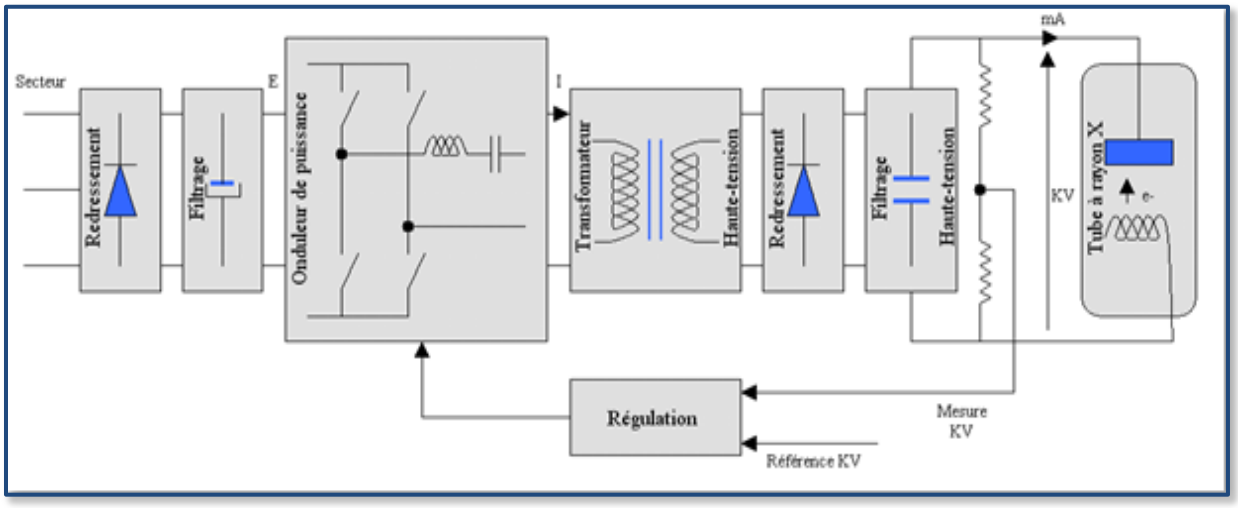


Figure 1-16 Schéma fonctionnel d'un générateur haute fréquence

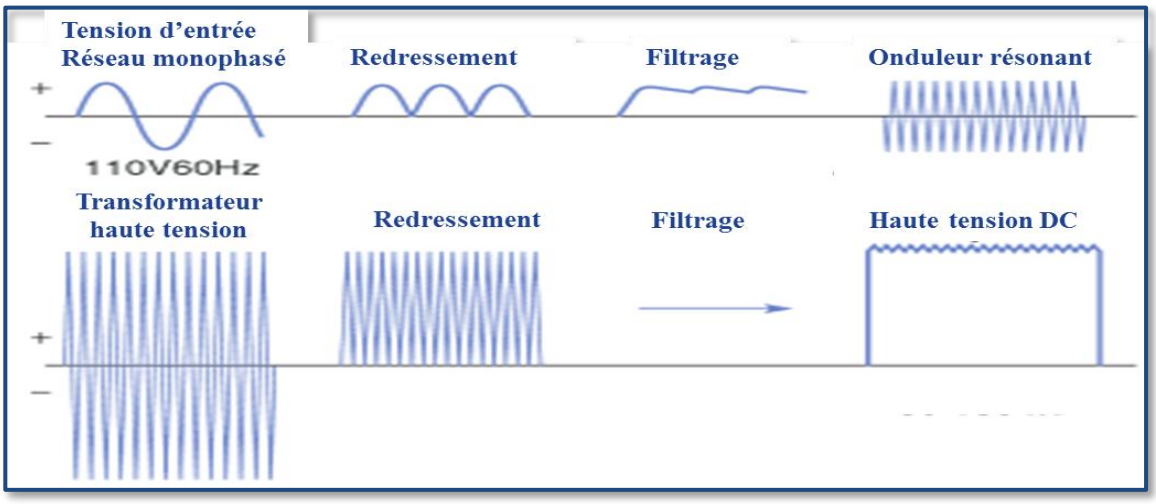


Figure 1-17 Génération de la haute tension DC imposée entre cathode et anode

De nos jours, toutes les topologies que l'on retrouve dans la littérature sont à base de convertisseurs résonants. Le principal avantage des convertisseurs résonants est la réduction des pertes par commutation grâce à un fonctionnement en commutation à courant nul ou à tension nulle. Les convertisseurs résonants les plus usités en application médicale sont les convertisseurs résonants série-parallèle LCC, les convertisseurs résonants LCLC et les convertisseurs résonants série multiniveaux. Les modes de fonctionnement de ces convertisseurs résonants sont essentiellement hyper-résonant, hypo-résonant continu et hypo-résonant discontinu [*Fore06*].

1.2.2.1.1 Convertisseur résonant série-parallèle LCC

Le convertisseur série-parallèle LCC, représenté par la **Figure 1-18**, tire son nom de son circuit résonant qui possède une inductance résonante et deux condensateurs résonants. Si on sélectionne de manière appropriée les composants résonants, le convertisseur résonant série-parallèle est moins sensible aux tolérances de ces composants, ce qui lui confère de meilleures caractéristiques de contrôle [*Bar94*]. Il a été montré que le fonctionnement au-delà de la résonance apporte plusieurs avantages tels que l'utilisation de condensateurs d'aide à la commutation, l'élimination des pertes à l'amorçage, la réduction de la taille des éléments magnétiques et le fonctionnement avec des diodes à vitesse moyenne [*Stei88, Baht91, Pawe10*].

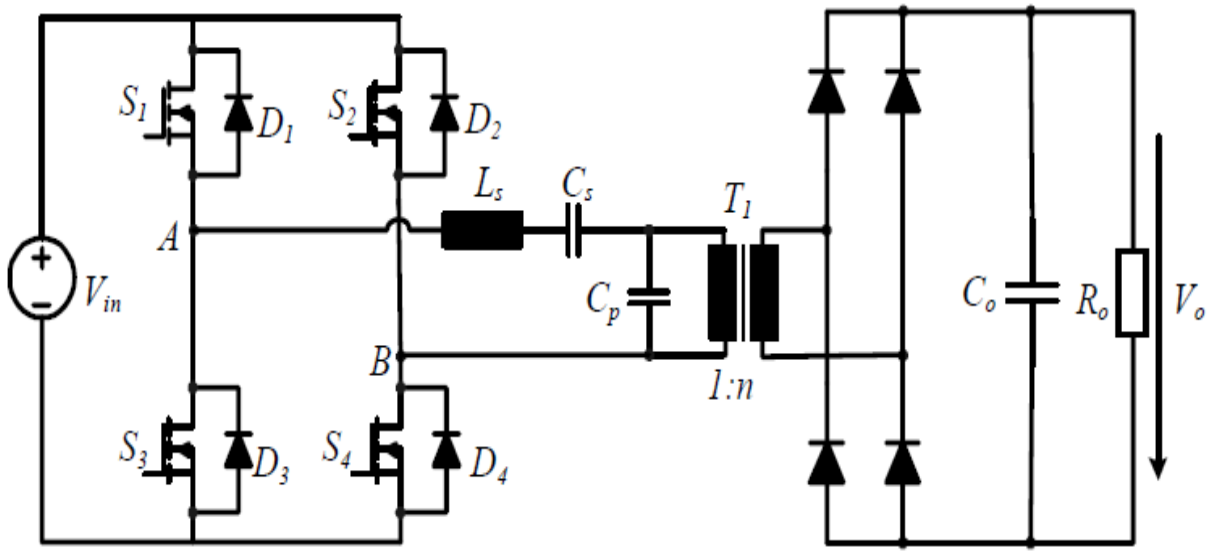


Figure 1-18 Convertisseur résonant série-parallèle LCC [*Cava06*]

1.2.2.1.2 Convertisseur résonant LCLC

Le convertisseur résonant LCLC possède deux fréquences de résonance. Il fonctionne, pour les puissances faibles, proche de la fréquence de résonance parallèle et à pleine charge, proche de la fréquence de résonance série. La présence de deux fréquences de résonance permet de réduire la plage de fréquence de fonctionnement et donc de fonctionner à haute fréquence même à puissance faible [*Crou99, Laeu97,*]. Un autre avantage de cette topologie est qu'il permet une commutation à tension nulle sans charge mais aussi à pleine charge. Aussi, elle permet d'absorber les éléments parasites du transformateur haute tension. De plus, la commutation douce des diodes haute tension fait de cette topologie un candidat idéal pour les applications haute tension [*Shaf10, Shaf11*]. La **Figure 1-19** illustre le convertisseur résonant LCLC.

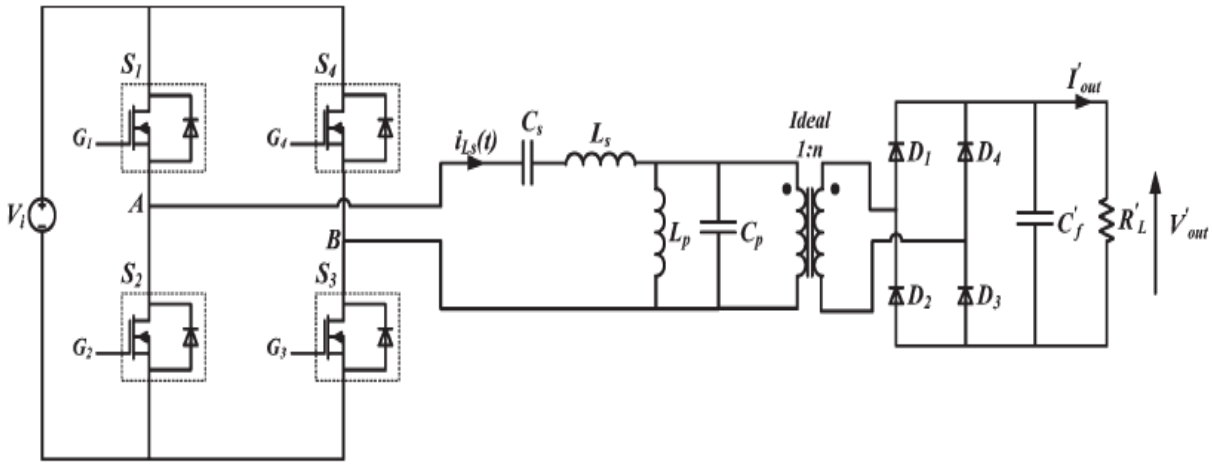
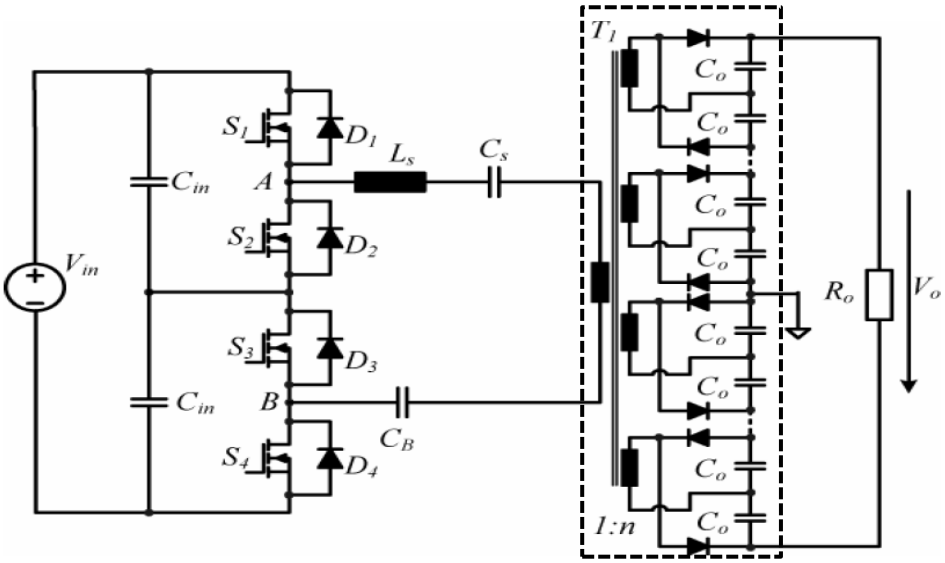


Figure 1-19 Convertisseur résonant LCLC [*Shaf11*]

1.2.2.1.3 Convertisseur résonant série multi-niveaux

L'un des principaux avantages du convertisseur résonant série multi-niveaux est que la tension vue par les composants de puissance équivaut à la moitié de la tension d'entrée (A vérifier) [*Wu99*]. Cela réduit considérablement le coût et les pertes par conduction du convertisseur. De plus, en utilisant des doubleurs de tension en série, on peut diminuer le rapport de transformation et par conséquent réduire la capacité du bobinage secondaire ainsi que les tensions nominales des diodes de redressement [*john88, Kazi92, Sun00*]. Le convertisseur résonant multi-niveaux est illustré par la **Figure 1-20**.



Transformateur haute tension
et doubleur de tension

Figure 1-20 Convertisseur résonant série multiniveaux [*Wu99*]

1.2.2.2 Avancées technologiques et impact sur la qualité de l'image

L'industrie médicale est en perpétuelle évolution pour permettre un diagnostic plus précoce des maladies par l'amélioration de la qualité des images et une exploration plus poussée de l'anatomie via une technologie sans cesse renouvelée. Dans cette section, nous exposerons les dernières avancées technologiques de l'industrie médicale.

1.2.2.2.1 Les générateurs haute fréquence

Dans les années 80, une avancée significative des générateurs à rayons X a été l'apparition des générateurs haute fréquence dont l'un des principaux avantages est la réduction considérable des dimensions du transformateur haute tension mais aussi ceux des composants passifs tels que les inductances et les condensateurs du circuit résonant. En effet, en augmentant la fréquence, on obtient une tension par enroulement plus élevée.

On peut ainsi se permettre de fortement diminuer la masse du matériau magnétique en augmentant la fréquence.

L'apparition de matériau magnétique plus évolué tel que le tore nanocristallin et les nouvelles topologies de transformateur à plusieurs étages ont considérablement contribué à l'augmentation de la performance et à la diminution de la taille des transformateurs haute tension [*Shen08*].

La **Figure 1-21** montre l'évolution des gammes de fréquences avec les nouvelles générations de générateur à rayons X.

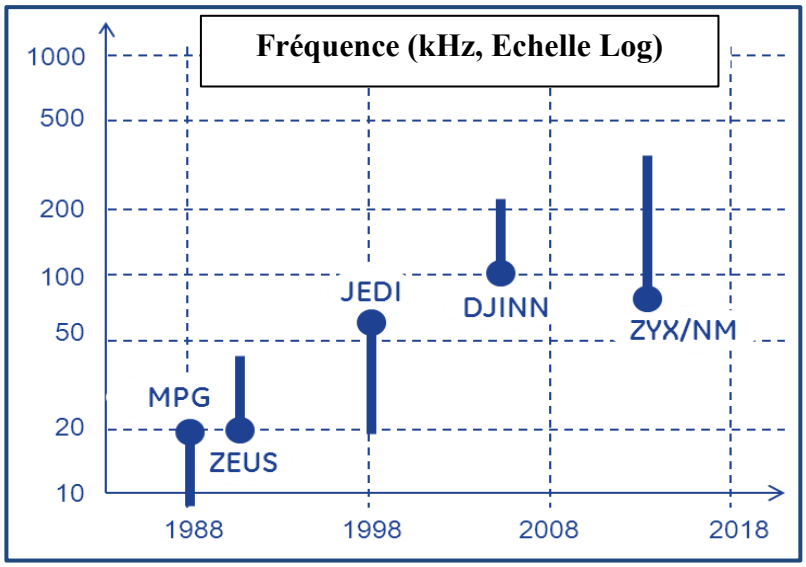


Figure 1-21 Augmentation de la fréquence de fonctionnement des générateurs à rayons X au cours des années.

La **Figure 1-22** montre les effets de cette augmentation de la fréquence sur la réduction de la taille des générateurs au cours de ces dernières années.

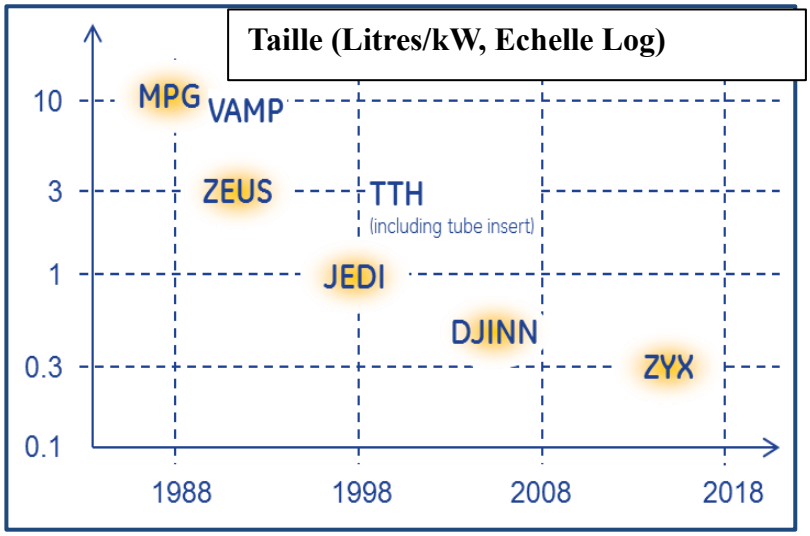


Figure 1-22 Réduction de la taille des générateurs à rayons X au cours des années

1.2.2.2.2 La déflection électrostatique du faisceau d'électrons dans un tube à rayons X

Dans les nouvelles générations de Scanner X, une fonction supplémentaire complexe permettant le contrôle du faisceau de rayons X a été rajoutée. Cette nouvelle fonction assurée par le couple générateur-tube à rayons X fonctionne de la manière suivante :

Le générateur fournit un ensemble de tensions (5 à 10 kV) imposé à la cathode du tube qui possède des électrodes électrostatiques disposées symétriquement de part et d'autre du filament. Les tensions de déflection permettent de polariser d'une manière précise ces électrodes métalliques ; ce qui permet ainsi d'obtenir la déflection du faisceau d'électrons qui va bombarder l'anode du tube à rayons X selon la tension appliquée. Ceci a pour but de contrôler le foyer du tube à rayons X afin de déterminer la taille, la position et l'alignement du spot de rayons X dirigé sur le patient. Cette technique permet ainsi un déplacement angulaire du faisceau de rayons X. Il existe aussi la déflection magnétique qui est en cours d'expérimentation sur des générateurs en conception. Un exemple de disposition des électrodes de la cathode autour du filament est illustré par la **Figure 1-23**.

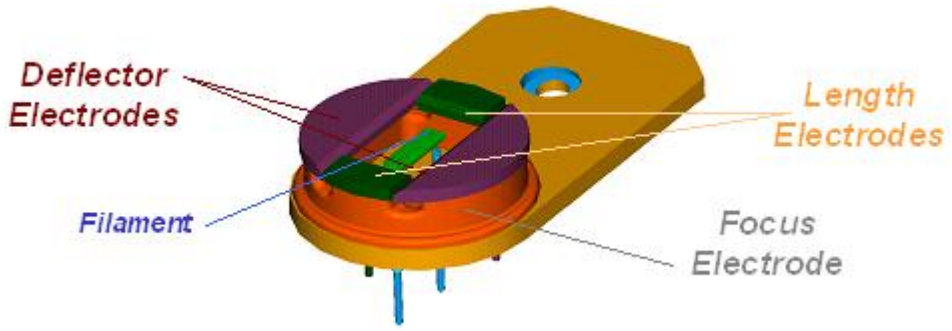


Figure 1-23 Exemple de disposition des électrodes de la cathode autour du filament

1.2.2.2.3 La technique de la double énergie

La technique de la double énergie en tomographie permet de séparer des éléments qui ont des densités tomographiques similaires mais avec des propriétés d'atténuation différentes comme par exemple le calcium et l'iode. Elle permet aussi de quantifier la densité des matériaux en plus de la composition de ces derniers. Pour cela, deux poses d'énergies différentes sont alternées : l'une à basse énergie (80 kV) et l'autre à haute énergie (140 kV).

Les premiers générateurs utilisant cette technique permettent une transition plutôt lente entre la pose à haute énergie et celle la basse énergie. Ceux-ci sont limités pour la distinction des matériaux pour les organes immobiles (voir **Figure 1-24**).

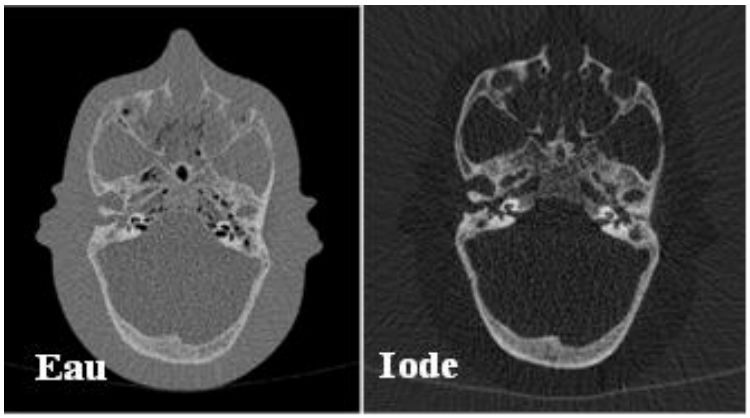


Figure 1-24 Différentiation de l'eau et de l'iode par la technique de la double énergie [GEHC]

La deuxième génération nommée « Fast kV » permet une transition assez rapide pour distinguer les éléments au sein des organes qui ont des mouvements lents (voir **Figure 1-25**).

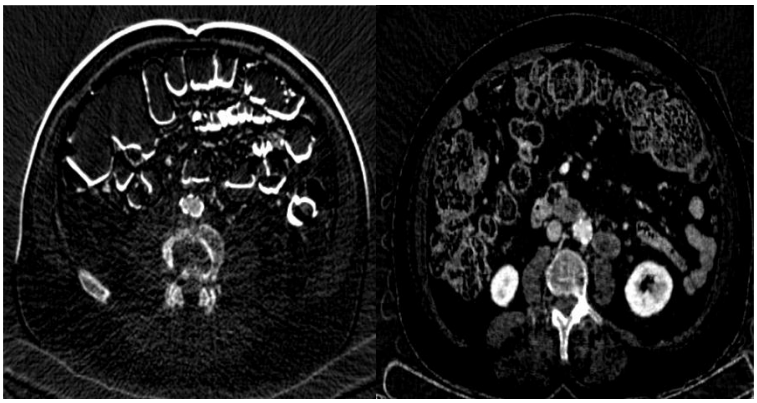


Figure 1-25 Image séquentielle avec artéfacts de bougé (a), Image « Fast kV » avec réduction des artéfacts de bougé (b) [GEHC]

La génération actuelle « Ultra Fast kV » qui est en cours de conception permet de distinguer les éléments au sein des organes qui ont des mouvements rapides tels que le cœur (voir **Figure 1-26**).



Figure 1-26 Image 3D d'un cœur avec « l'Ultra Fast kV » [GEHC]

Les améliorations sur la qualité d'image de la double énergie sont la réduction des artéfacts métalliques ainsi que ceux liés au bougé du patient. Elle permet aussi des images monochromatiques avec l'élimination du durcissement du faisceau de rayons X.

1.2.2.2.4 Effets sur la fiabilité du générateur

La constante demande de compacité du système qui accompagne le besoin d'intégrer de nouvelles fonctionnalités au sein d'un générateur à rayons X induit une multitude de changements dans le choix des composants avec une réduction des plages de reports des composants CMS et des marges de sécurité. En plus de l'augmentation des densités de puissance, ces changements ont pour conséquence une augmentation des températures de fonctionnement des composants utilisés et de ce fait une augmentation des problèmes liés à la température. Cette augmentation a une influence sur la diminution des niveaux de fiabilité. Des solutions de gestions thermiques et d'amélioration de la fiabilité sont par conséquent primordiales pour la pérennité de ces nouvelles technologies. Aussi, il est nécessaire de développer des méthodes d'évaluation de la fiabilité compatibles avec des temps de conception courts.

1.2.3 Etude de la base installée des générateurs à rayons X

La base installée représente l'outil permettant de traiter des données de retour d'expérience. Elle a pour vocation de recenser toutes les interventions de dépannage qui ont lieu sur les sites d'installation des équipements afin d'avoir une base de données sur les durées de vie des produits. Elle permet de connaitre le nombre de pannes sur un système ou sous-système donné afin de procéder à des analyses de durée de vie de type Weibull.

La loi de Weibull est utilisée dans plusieurs domaines (électroniques, mécaniques, …).

Elle permet de caractériser le comportement d'un système dans les trois phases de vie : la période de jeunesse, la période de vie utile et la période d'usure ou vieillissement. La distribution de Weibull est caractérisée par les paramètres β, η et γ avec :

β : paramètre de forme ($\beta > 0$)

η : paramètre d'échelle ($\eta > 0$)

γ : paramètre de position ($-\infty < \gamma < \infty$)

La fonction de fiabilité est définie par l'expression **1-1**:

$$R(t) = e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}} \quad \text{1-1}$$

La fonction de défaillance est donnée par l'expression **1-2** :

$$F(t) = 1 - R(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}} \quad \text{1-2}$$

Le taux instantané de défaillance est donné par l'expression **1-3**:

$$\lambda(t) = \frac{\beta}{\eta}\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta-1} \quad \text{1-3}$$

Suivant les valeurs de β, le taux de défaillance est soit décroissant (β < 1) : période de jeunesse, soit constant (β =1) : période de vie utile, soit croissant (β > 1) : période d'usure.

Remarque :

Si γ et β = 1, le paramètre η équivaut au MTBF ou B63 (temps au bout duquel 63% de la population sera défaillant) et le taux de défaillance est défini par l'expression **1-4** :

$$\lambda = \frac{1}{\eta} = \frac{1}{MTBF} \quad \text{1-4}$$

Le cas γ > 0 correspond à des dispositifs dont la probabilité de défaillance est nulle jusqu'à un certain âge γ.

Dans cette section, nous nous attacherons à faire une analyse Weibull des données de la base installée des différentes fonctions du générateur à rayons X.

1.2.3.1 Analyse de la base installée du générateur JEDI HP

Le générateur JEDI HP est un générateur destiné à l'application Scanner en service sur site depuis une dizaine d'années. Il constitue une bonne base de comparaison pour les générateurs en cours de conception destinés à la même application.

Les données de durée de vie du générateur JEDI HP ont été analysées à partir de la base installée pour conduire une étude de la distribution de durée de vie de type Weibull. Cette étude a été menée pour les différentes parties du générateur afin d'identifier les caractéristiques de fiabilité propres à chacune de ces parties.

1.2.3.1.1 Le transformateur haute tension et son circuit de redressement : le « *tank* »

L'analyse des données de durée de vie du « *tank* », constitué principalement d'un transformateur haute tension et de son circuit de redressement, révèle un taux de défaillance constant (facteur de forme $\beta = 1$) indiquant que l'on se trouve dans la phase où les défaillances sont aléatoires. De ce fait, elles ne sont pas dues à des défauts de jeunesse ou à un phénomène de vieillissement. Le facteur d'échelle de la distribution de Weibull (η) indique que le « *tank* » a la durée de vie la plus limitée du générateur à rayons X et détermine ainsi le niveau de fiabilité de ce dernier. La **Figure 1-27** montre la courbe de probabilité de défaillance du « *tank* ».

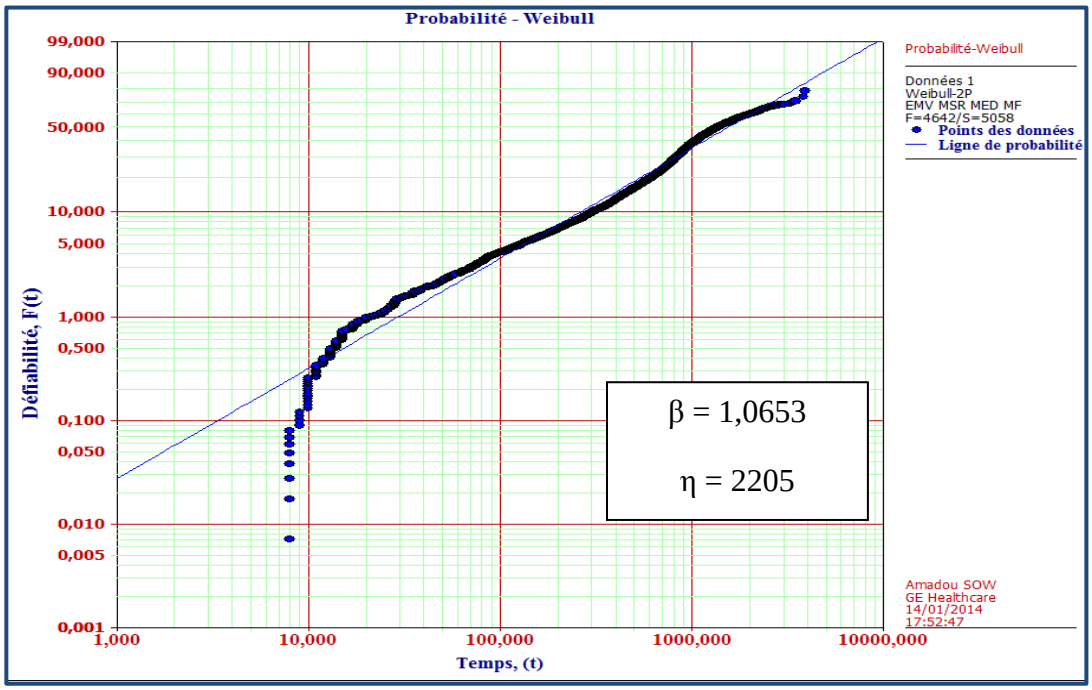


Figure 1-27 Probabilité de défaillance (Weibull) du « *tank* »

1.2.3.1.2 L'onduleur résonant

L'analyse de la durée de vie de l'onduleur résonant indique que ce dernier est dans la phase où son taux de défaillance est décroissant ($\beta < 1$) et que l'on se trouve dans une phase de défauts de jeunesse. La durée de vie moyenne correspondante reste néanmoins confortable du point des objectifs de fiabilité de l'onduleur résonant mais avec $\beta < 1$, cela indique surtout que l'on n'est pas encore confronté aux problèmes liés à l'usure. La **Figure 1-28** montre la courbe de probabilité de défaillance de l'onduleur résonant.

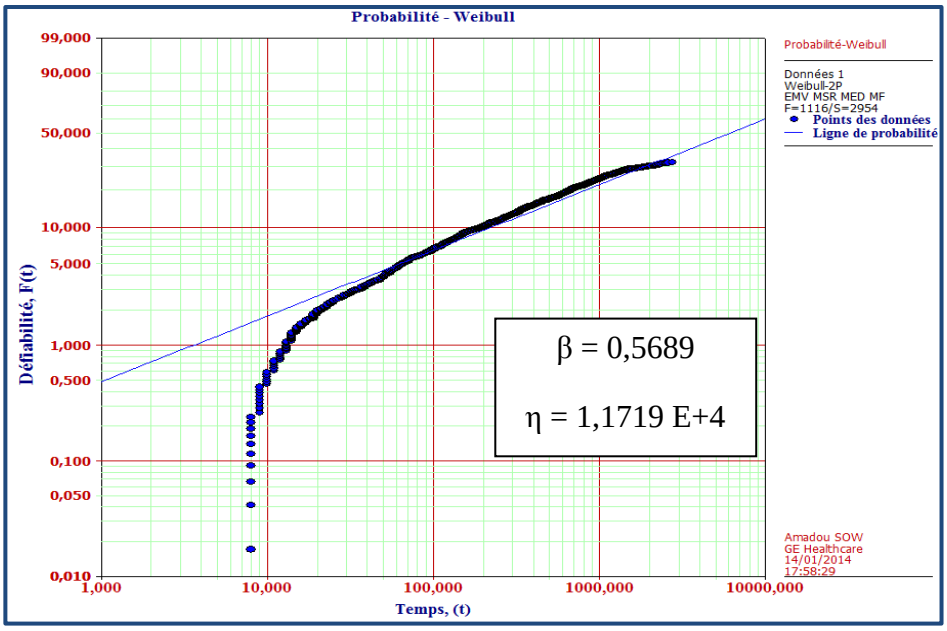


Figure 1-28 Probabilité de défaillance (Weibull) de l'onduleur résonant

1.2.3.1.3 La carte rotation

L'analyse Weibull de cette carte montre aussi une phase de jeunesse ($\beta < 1$). Mais la durée de vie moyenne dépasse largement les objectifs de fiabilité de cette carte. Là aussi, cela indique que l'on n'est pas encore confronté aux défaillances liées à l'usure. La **Figure 1-29** montre la courbe de probabilité de défaillance de la « carte rotation ».

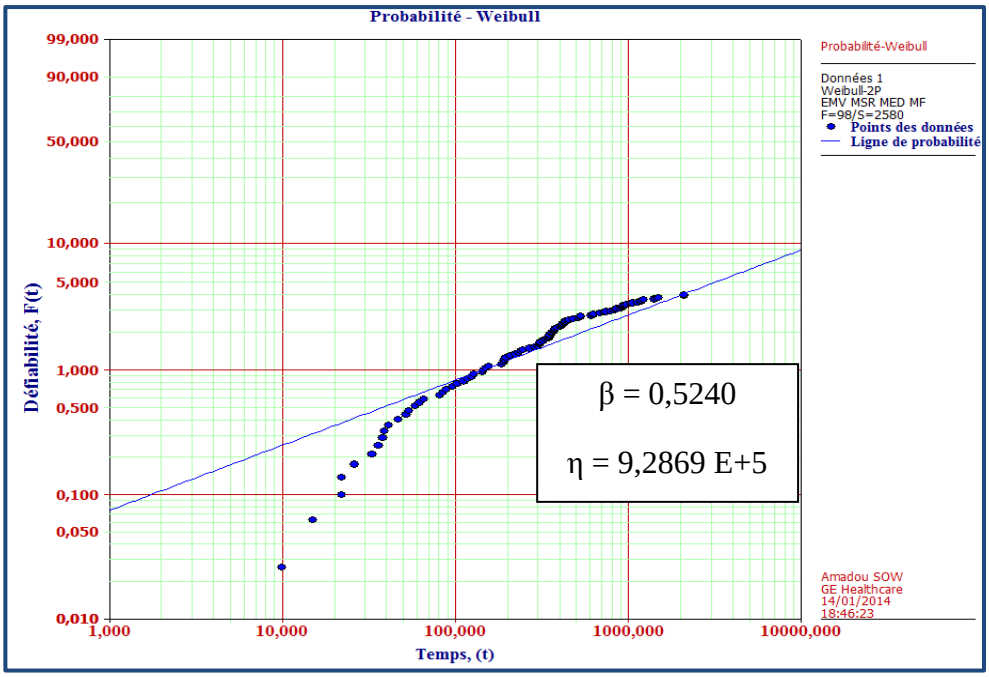


Figure 1-29 Probabilité de défaillance (Weibull) de la carte rotation

1.2.3.1.4 La carte filament

L'analyse Weibull de cette carte montre aussi que l'on se trouve dans une phase de jeunesse ($\beta < 1$). La durée de vie moyenne observée correspond à la plus élevée de toutes les cartes du générateur. La carte « chauffage du filament » est donc la plus robuste du générateur à rayons X. Ceci est aussi confirmé par l'analyse des données de durée de la carte chauffage du filament des générateurs précédents, toutes applications confondues. Dans ce cas aussi ($\beta < 1$), on est dans une phase ou on n'a pas encore de problèmes de vieillissement de la population. La **Figure 1-30** montre la courbe de probabilité de défaillance de la carte « chauffage du filament ».

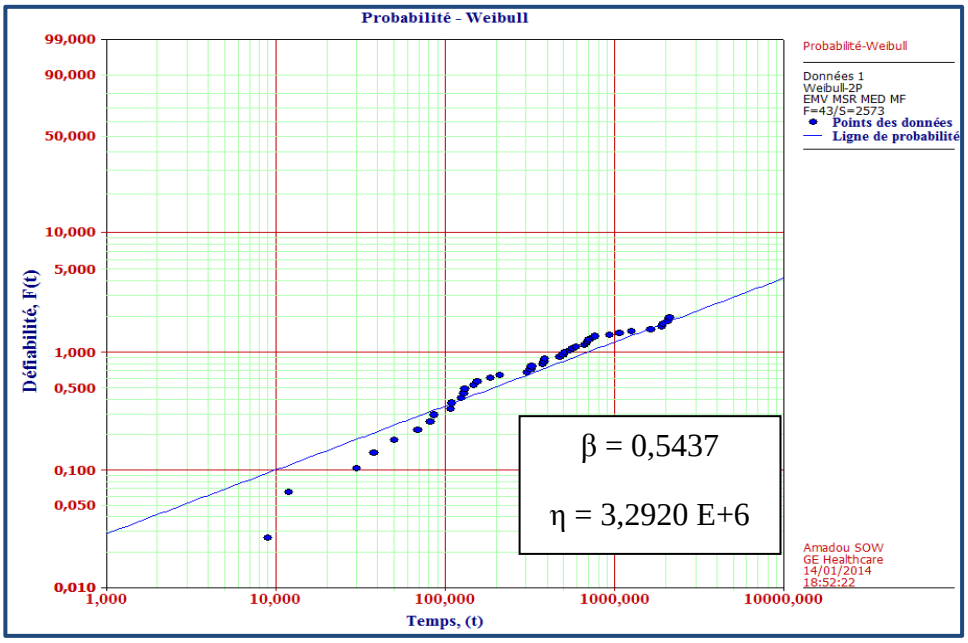


Figure 1-30 Probabilité de défaillance (Weibull) de la carte « chauffage du filament »

1.3 Conclusion du chapitre 1

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté la physique des rayons X et ses principales applications médicales qui s'étendent de la radiologie conventionnelle à la tomographie en passant par l'angiographie et la mammographie.

Ensuite, nous nous sommes intéressés au générateur à rayons X qui est le sujet de notre étude. Les principales fonctions du générateur ont d'abord été discutées avant de faire un état de l'art des différentes topologies que l'on retrouve présentement dans la littérature. Les avancées technologiques observées ces dernières années ont été discutées et leur rôle sur

l'amélioration de la qualité de l'image exposé. Les effets de ces avancées technologiques sur la fiabilité du générateur ont aussi été décrits.

Une étude de la distribution des données de durée de vie de type Weibull a enfin été menée sur les différentes fonctions d'un générateur existant utilisé pour une application tomographie. Cette étude a permis de fournir les premières informations sur la fiabilité opérationnelle du générateur et constitue un élément de comparaison avec les résultats de ces travaux de thèse. Cette étude des données de retour d'expérience a aussi permis de montrer les parties les plus critiques du générateur à rayons X.

Chapitre 2 Etat de l'art sur la technologie et la fiabilité des composants critiques du générateur à rayons X

2.1 Introduction

La norme *AFNOR NF-X 60-500* définit la fiabilité comme étant la probabilité qu'une entité accomplisse une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné. La notion de temps est donc inhérente à l'étude de la fiabilité. La prévision de la durée de vie se trouve, par conséquent, être une donnée requise pour l'introduction d'un nouveau produit dans le marché.

La prévision de la durée de vie d'un système électronique peut s'effectuer de différentes manières durant la phase de conception. On peut citer, entre autres, les recueils de fiabilité (tels que MILHDBK 217, Telecordia, FIDES …) qui sont basés sur des retours d'expérience et sur des modèles mathématiques empiriques de durée de vie. Ces recueils de fiabilité permettent de calculer les taux de défaillance de chaque composant du système avant de modéliser la fiabilité du système. Dans un registre nécessitant des moyens matériels, on peut citer les tests accélérés de durée de vie qui consistent en l'accélération de l'usage du système jusqu'à la défaillance de ce dernier. Cependant, pour la plupart des fabricants de systèmes, les tests de durée de vie se limitent au niveau du système ou des sous-systèmes sans connaissance, dans l'application considérée, de la fiabilité des composants qui le constituent.

Les composants du marché étant souvent construits de manière standard et générique, la connaissance de leur fiabilité pour une application donnée devient alors un élément essentiel à la précision de la prévision de la durée de vie des systèmes dans lesquels ils sont utilisés.

La fiabilité du générateur à rayons X est dépendante de la fiabilité d'un certain nombre de composants critiques. Ces composants sont utilisés avec un profil de mission spécifique qui induit des contraintes spécifiques. Partant de ce constat, il est nécessaire d'étudier individuellement la fiabilité de chaque composant critique selon son profil de mission.

Ainsi, cette partie a pour but d'identifier les composants critiques du générateur à rayons X avant de faire une étude de leur technologie et de leurs mécanismes de défaillances applicables à l'utilisation médicale.

2.2 Choix des composants critiques

En termes de fiabilité, les composants critiques sont les maillons faibles d'un système électronique. Ils sont susceptibles de tomber en panne les premiers de par les contraintes qu'ils subissent lors de leur fonctionnement ou de par leur technologie qui les rend naturellement peu

fiables dans certaines conditions. Dans un système électronique, la fiabilité des maillons faibles constitue la fiabilité du système car leur taux de défaillance est prépondérant. L'identification des composants critiques et la connaissance de leurs mécanismes physiques de défaillance permet alors de concentrer les efforts afin d'améliorer la conception pour la fiabilité (Design For Reliability en Anglais) des systèmes électroniques.
Ainsi, nous allons décrire, dans cette section, les critères d'identification des composants critiques du générateur à rayons X.

Comme nous l'avons décrit dans le chapitre 1, le générateur à rayons X est un système électronique essentiellement composé de circuits de puissance destinés à la conversion d'énergie. Les grandeurs liées à l'énergie tels que la tension, le courant et la fréquence seront donc les principaux éléments d'identification des composants critiques relatifs au fonctionnement du système ; les autres critères étant la technologie des composants et l'environnement dans lequel ils sont utilisés. Le retour d'expérience par les experts ou par la consultation de la base installée est un paramètre important quant à la confiance que l'on peut avoir sur l'identification des composants critiques. Le **Tableau 2-1** expose l'identification des composants critiques à travers les paramètres cités ci-dessus. Le cas échéant, la comparaison avec les valeurs limites fournies par le constructeur est donnée.

Tableau 2-1 Paramètres électriques et thermiques des composants critiques

	Tension usage/limite (V)	Courant usage/limite (A)	Fréquence (kHz)	Température usage/limite (°C)
MOSFET	650/800	40/60	300	120/150
IGBT	800/1200	300/370	300	120/150
Diode HT	850/1200	0.7/1	200	110/150
MLCC I	850/1200	-	200	90/125
MLCC II	850/1200	-	200	90/125

De manière générale, les composants utilisés pour la commutation en vue de la conversion d'énergie DC/AC, en l'occurrence les transistors IGBT et MOSFET, ont été d'office considérés comme critiques en raison des fortes puissances qui peuvent les traverser mais surtout suite à l'avis des experts qui ont toujours concentré un considérable effort de conception dans l'optique d'améliorer les conditions thermiques de ces composants.

Les diodes de redressement et les condensateurs céramique multicouches (MLCC) sont aussi considérés comme critiques du fait de leur nombre important dans les circuits redresseurs du transformateur haute tension et du manque de redondance (on compte 372 diodes et 168 condensateurs céramiques pour un des circuits de transformation étudiés). Le retour d'expérience a conforté ce choix des diodes de redressement car on a relevé un nombre important de défaillances de diodes de redressement lors des tests de conception. La fragilité du matériau céramique a aussi conforté le choix des condensateurs céramiques comme composants critiques.

2.3 Etude de la technologie et de la fiabilité des composants critiques

Une défaillance est la cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. L'entité passe alors de l'état de fonctionnement à l'état de panne. On distingue sa cause (circonstance ayant entraîné la défaillance), de son mécanisme (processus ayant entraîné la défaillance) et du mode de panne associé (un des états possibles d'une entité en panne pour une fonction requise).

Le mécanisme de défaillance est le processus physique ou chimique qui mène à la défaillance. Nous distinguons deux types : les mécanismes de défaillance résultant d'un mauvais processus de fabrication des composants et ceux qu'on observe durant le fonctionnement normal du composant.

Dans cette section, nous allons d'abord exposer la technologie des composants critiques du générateur à rayons X avant de faire une revue de la littérature sur leurs mécanismes de défaillance observés lors des tests de vieillissement accélérés ou lors du fonctionnement réel au sein de l'application industrielle.

2.3.1 Les IGBT

2.3.1.1 Technologie des modules IGBT

2.3.1.1.1 Le composant IGBT

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor) est un dispositif à semi-conducteur utilisé comme interrupteur en électronique de puissance. Il associe les avantages des transistors bipolaires (tensions et courants élevés) et ceux des transistors MOSFET (rapidité des commutations, énergie de commande faible).

En effet, le transistor bipolaire et le transistor MOSFET présentent des caractéristiques complémentaires. Le transistor bipolaire présente de faibles pertes en conduction, spécialement pour des tenues en tension importante, mais présente des temps de commutation élevés à l'ouverture. Le MOSFET peut être commuté beaucoup plus rapidement, mais les pertes en conduction de celui-ci sont plus importantes, surtout quand il s'agit de supporter des tensions élevées.

On peut citer trois principales structures à IGBT qui suivent l'évolution indiquée dans la **Figure 2-1** : le PT (« Punch Through »), le NPT (« Non Punch Through ») et le « Trench-Field-Stop » [*Azzo13*].

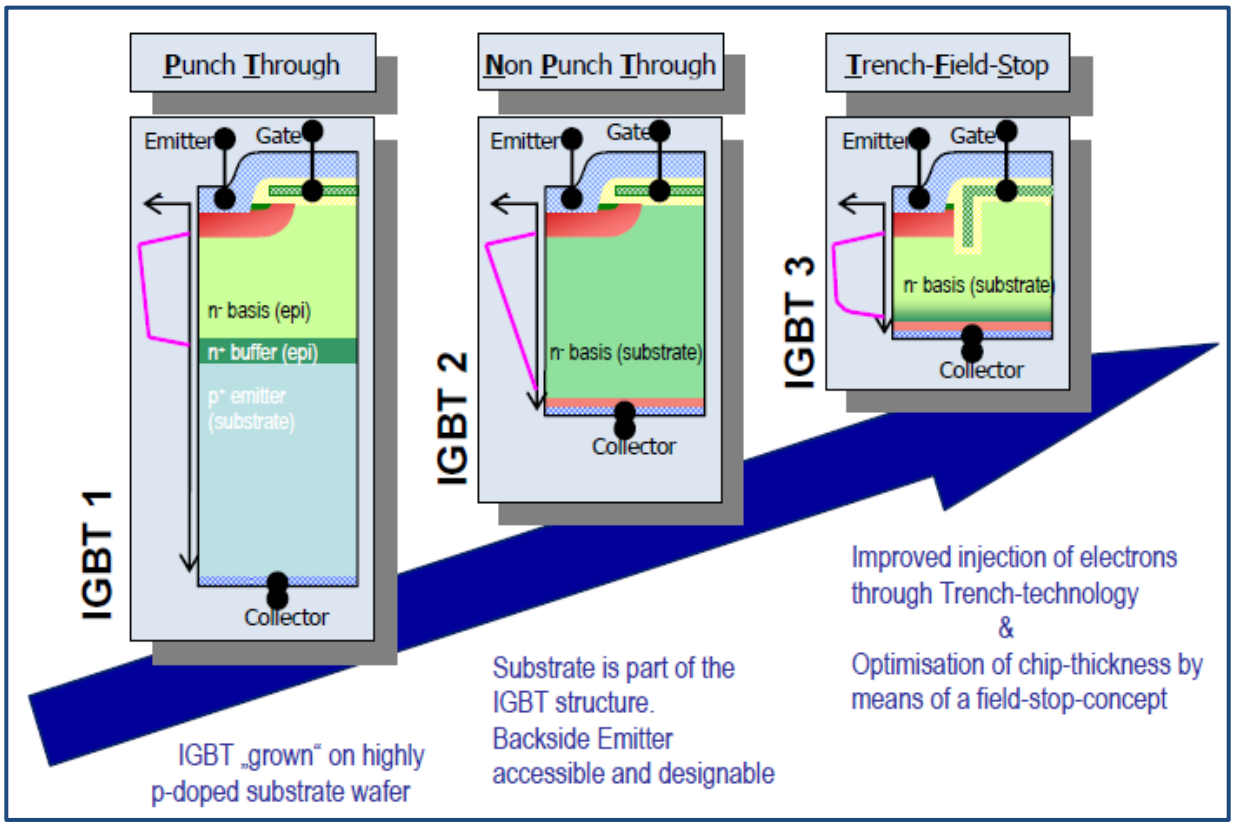


Figure 2-1 Evolution de la technologie des puces IGBT[9]

- *L'IGBT PT*

Ce composant est fabriqué à partir d'une structure utilisant des puces épaisses comportant une couche tampon fortement dopé N^+. Ses caractéristiques résultent d'un compromis entre le temps de disparition du courant de queue et la chute de tension directe à

[9] Infineon, AN-2005-03, "Short Circuit Behaviour of IGBT³ 600 V". https://www.infineon.com/search/en?q=Short+Circuit+Behaviour+of+IGBT%C2%B3+600+V&sd=PRODUCTS

l'état passant. Son avantage est qu'en principe il présente une chute de tension à l'état passant plus faible que les IGBT de type NPT pour une même tension de claquage.

- *L'IGBT NPT*

Ici on utilise des puces plus minces, sans couche N^+ additionnelle. Le composant présente une commutation au blocage plus rapide que l'IGBT de type PT. Aussi, la valeur initiale du courant de queue est plus faible, l'IGBT NPT dissipe alors moins d'énergie que l'IGBT PT lors de la commutation à l'ouverture. Par contre, comme précisé précédemment, la chute de tension à l'état passant est plus importante. Cette structure présente aussi un autre avantage car elle élimine le risque de « latchup » mais la rapidité de la commutation augmente la surtension au blocage.

- *L'IGBT « Trench-Field-Stop »*

La technologie d'IGBT avec la grille en tranchée (en anglais : trench) est la plus récente. Cette technologie en tranchée permet une augmentation de l'injection des électrons. La zone d'épitaxie est découpée sous la grille de manière à diminuer les phénomènes de « latchup » et permettre ainsi des densités de courant plus importantes (140 A/cm^2 au maximum alors que pour les structures classiques la densité de courant est comprise entre 50 et 80 A/cm^2) [*Iwa00*].
Le concept de champ limité ou « field stop en anglais» permet d'optimiser l'épaisseur de la puce et de bloquer des tensions plus élevées avec la présence d'une couche tampon nettement moins dopée que celle de l'IGBT PT. La structure verticale de l'IGBT Trench permet aussi la réduction de la résistance de canal (R_{ch}) [*Mott98, Iwa99*].
Les inconvénients de cette structure résident dans le fait qu'à cause de la grille en tranchée, la capacité grille/émetteur est beaucoup plus importante que dans les technologies planaires [*Mall01, Boua08*]. De plus, sa fabrication avec l'implantation de l'oxyde de grille dans la tranchée entraîne des coûts plus élevés.

2.3.1.1.2 Architecture des modules de puissance

Les modules de puissance sont des structures multicouches complexes qui sont formées de différents matériaux qui doivent avoir une bonne stabilité mécanique, d'excellentes propriétés d'isolation électrique et une bonne capacité de conduction thermique. Une vue en coupe d'un module IGBT typique est illustrée par la **Figure 2-2**.

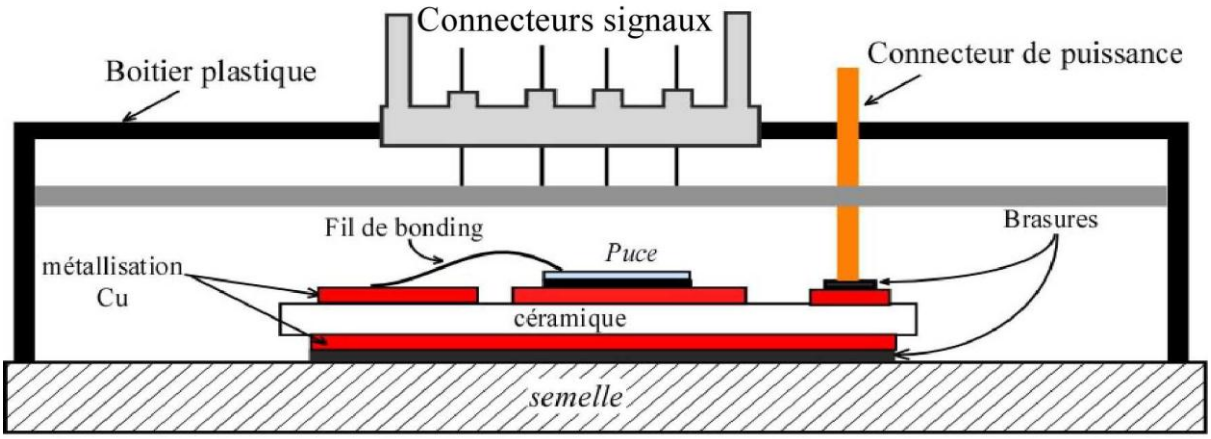


Figure 2-2 Vue en coupe d'un module IGBT typique [*Boua08*]

Au premier niveau du module, on retrouve la partie active (puces en silicium) du module qui est généralement en silicium. Les fils de câblage (bonding) assurent le transport du courant. Le diamètre de ces fils varie de 200 à 500 µm.

Le DBC est un substrat céramique isolant, généralement en oxyde d'aluminium (Al_2O_3) ou en Nitrure d'Aluminium (AlN), métallisée des deux côtés avec du cuivre. La céramique assure l'isolation électrique et permet l'évacuation de la chaleur due à la puissance dissipée par les puces. Ce substrat céramique est généralement monté sur une semelle en cuivre qui assure le maintien mécanique entre le module et le refroidisseur au travers d'une interface thermique. L'assemblage est ensuite recouvert avec du gel silicone avant d'être encapsulé dans un boitier plastique afin d'assurer la protection des éléments du module de puissance des agressions extérieures.

Le gel silicone est un matériau polymère se présentant sous forme liquide et polymérisé à température ambiante ou à haute température. Les gels silicone standards ont un coefficient de dilatation thermique CTE (Coefficient of Thermal Expansion) très élevé de l'ordre de $2.10^{-4}K^{-1}$, une conductivité thermique faible autour de 0,15 $W.m^{-1}.K^{-1}$ et une tenue diélectrique entre 15 et 20 kV/mm. Leur température d'utilisation est limitée à 200 °C [*Held97*].

2.3.1.2 Mécanismes de défaillances des modules IGBT

Les mécanismes de défaillance traités dans cette section sont de types thermomécaniques, i.e. ils sont principalement dus à la différence de dilatation entre les matériaux du module de puissance. En effet, durant leur fonctionnement, les modules de puissance sont soumis à un cyclage actif induit par les variations au niveau du fonctionnement du convertisseur. Ce cyclage se traduit par des contraintes thermomécaniques cycliques entre

les différentes couches du module qui n'ont pas les mêmes coefficients de dilatation thermique. Ceci conduit à une fatigue thermomécanique de la structure qui peut mener à la défaillance de celle-ci.

2.3.1.2.1 Fatigue des fils de câblage

La défaillance d'un fil de câblage arrive le plus souvent suite à la fatigue causée soit par les contraintes de cisaillement générées entre le pied de la liaison et le fils, soit par une répétition de flexion du fils. La défaillance d'un ou plusieurs fils de câblage cause un changement soit au niveau de la résistance du contact, soit sur la distribution interne du courant de telle sorte que cette défaillance peut être tracée en suivant la chute de tension directe [*Ciap02, Ciap00, Toun10, Held97, Ciap00'*].
Si le test n'est pas interrompu après le dépassement d'un seuil prédéfini, le mode de défaillance de fin de vie observé durant les cyclages en puissance est la fusion des fils survivants.

- *Décollement des fils de câblage (bond wire lift-off)*

Dans les modules IGBT, on observe le décollement des fils de câblage aussi bien sur les IGBT que sur les diodes de roue libre. Le décollement des fils de câblage de l'émetteur est le mode de défaillance le plus important dans les modules IGBT [*Wu95, Ciap00, Hama99, Ye04*]. Dans les études menées par Wu et al. [*Wu95*], une quarantaine de modules IGBT (300A/400A, 1200V) sont soumis à un cyclage en puissance. Des décollements de fils de câblage ont été observés sur environ 70% des modules testés.

En revanche, il n'est pas observé de décollement de fils de câblage sur les pistes de cuivre car ces derniers n'enregistrent pas un grand écart de température. De plus, la différence de coefficient de dilatation thermique entre l'aluminium et le cuivre est moins importante qu'avec le silicium. Les études expérimentales montrent que les fissures qui mènent à la défaillance commencent au talon des fils de câblage et se propagent à travers le fil jusqu'à ce que ce celui-ci se décolle [*Ciap02, Ye02, Ciap00, Faro96, Held97*].

Le décollement des fils de câblage est essentiellement dû à la grande différence de coefficient de dilation thermique entre l'aluminium (23 ppm/K) et la puce silicium (2,6 ppm/K) qui introduit des contraintes sévères à l'interface entre le pied de câblage et le semi-conducteur. Mais d'autres causes peuvent exister :

- une contrainte d'extension de la boucle du fil d'aluminium, ce qui est amplifié avec la raideur du fil. Plus le fil est long, plus ces contraintes sont grandes [*Ciap02, Wu95, Ciap00*],

- un mauvais processus de soudage des fils [*Ciap02, Ye02, Wu95, Ciap00*],

- une délamination de la couche de métallisation [*Ciap02*].

La **Figure 2-3** (a) montre un fil de câblage après son décollement. Ce fil de câblage a alors perdu tout contact électrique avec la puce. La Figure 2-3 (b) montre l'empreinte laissée par un fil de câblage décollé ; cette empreinte montre bien que la fissure se propage à travers le fil et non à l'interface comme cela se ferait avec une délamination de la couche de métallisation.
La levée d'un fil de câblage entraîne une augmentation du courant qui traverse les fils restants, cela aboutit ainsi à une redistribution du courant dans la puce et par conséquent une augmentation de la température moyenne [*Held97*].

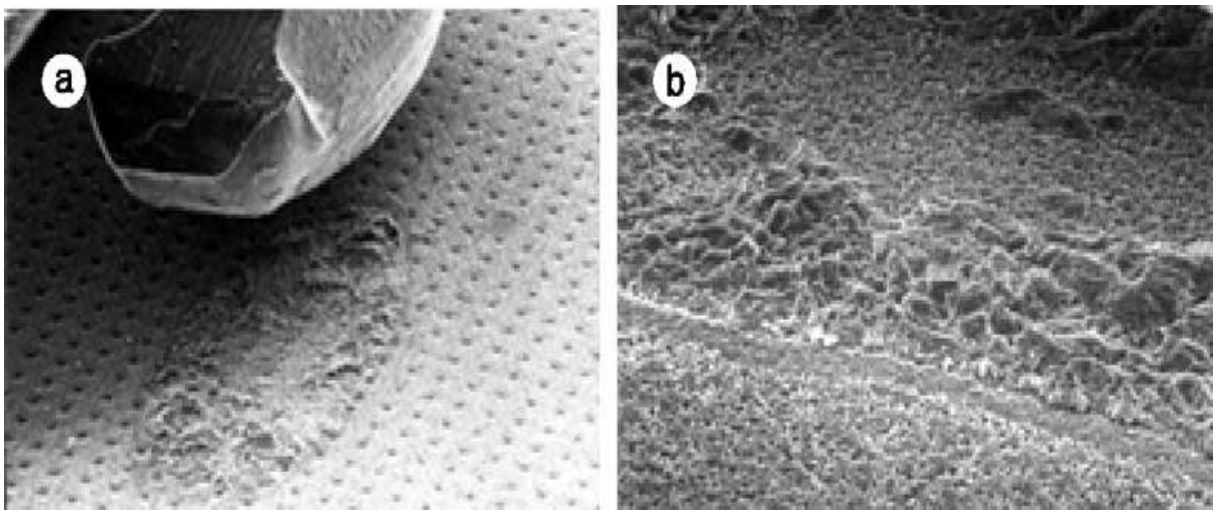


Figure 2-3 Décollement d'un fils de câblage (a). Vue de l'empreinte d'un fils de câblage après décollement (b) (image MEB) [*Ciap02*]

- *Fissure du talon des fils de câblage*

Les fissures de talon des fils de câblage arrivent rarement dans les modules IGBT évolués. Cependant, on peut observer ce mécanisme de défaillance principalement après de longs tests d'endurance et surtout lorsque le processus de câblage à l'ultrason n'est pas optimisé [*Ciap02*].

Ce mécanisme de défaillance est dû à des effets thermomécaniques. En effet, quand le fil est sujet à des cycles thermiques, il s'étire et se contracte subissant de la fatigue en flexion. La Figure 2-4 montre des exemples de fissuration du talon des fils de câblage. Sur la **Figure 2-4 a**, la fissuration du talon de câblage et le décollement d'un autre fils de câblage s'observent en même temps. Cependant, tandis que le fil de câblage de droite s'est complètement décollé, le fils de gauche qui est fissuré présente toujours une certaine connexion avec la puce. Ceci

montre que même si les paramètres de liaison électrique ne sont plus optimums, le mécanisme de fissuration des fils de câblage est plus lent que le décollement de ceux-ci. Les fissures du fil de la **Figure 2-4 b** ne sont pas dues au mécanisme de fissuration du talon du fil de câblage, mais aux contraintes de cisaillement dues à l'utilisation d'une couche de revêtement trop rigide [*Ciap02*].

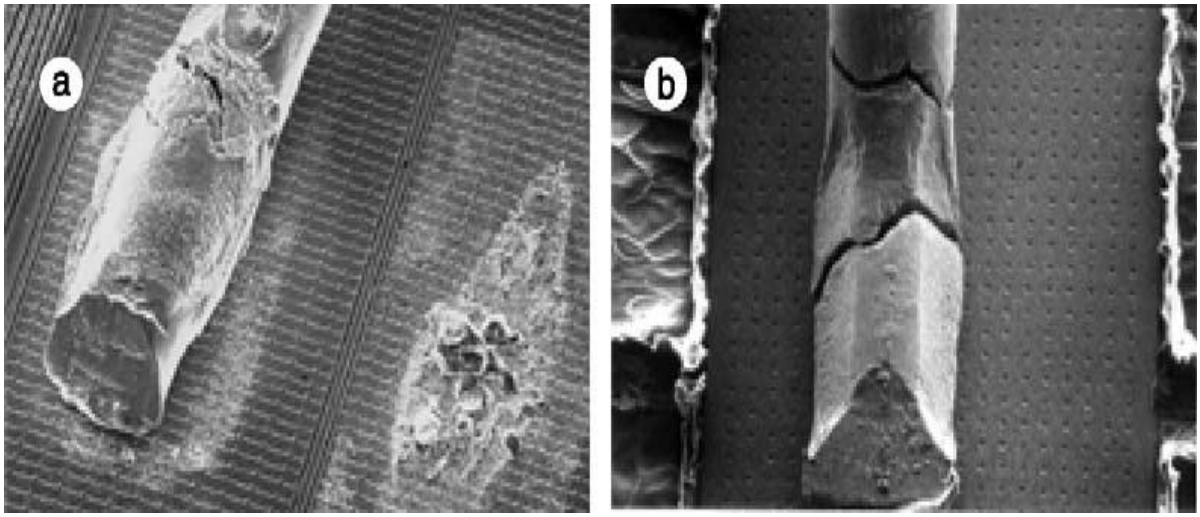


Figure 2-4 (a) Fissure du talon d'un fils de câblage due à la fatigue par cyclage, (b) Cracks du talon d'un fils de câblage dus à un mauvais enrobage [*Ciap02*]

2.3.1.2.2 Fatigue des joints de brasure

L'un des principaux mécanismes de défaillance des modules IGBT est associé à la fatigue thermomécanique des joints de brasure. L'interface la plus critique est le joint de brasure qui se trouve entre le substrat céramique et la semelle, spécialement lorsque cette semelle est en cuivre. En effet, à cet emplacement on enregistre le plus grand écart de coefficient de dilatation thermique et la plus grande excursion en température combinée à la plus large dimension latérale.

A cause de la plus grande différence de CTE et de la plus grande différence de température, les fissures dues à la fatigue sont le plus souvent rencontrées près de la couche intermétallique (interface entre le substrat DBC et le joint de brasure) qui se situe juste en dessous du substrat céramique [*Ciap02, Theb03, Ciap00'*]. Les fissures commencent aux bords des joints de brasure où les contraintes de cisaillement sont maximales et se propagent vers le centre du composant [*Theb03*] comme le montre la **Figure 2-5**.

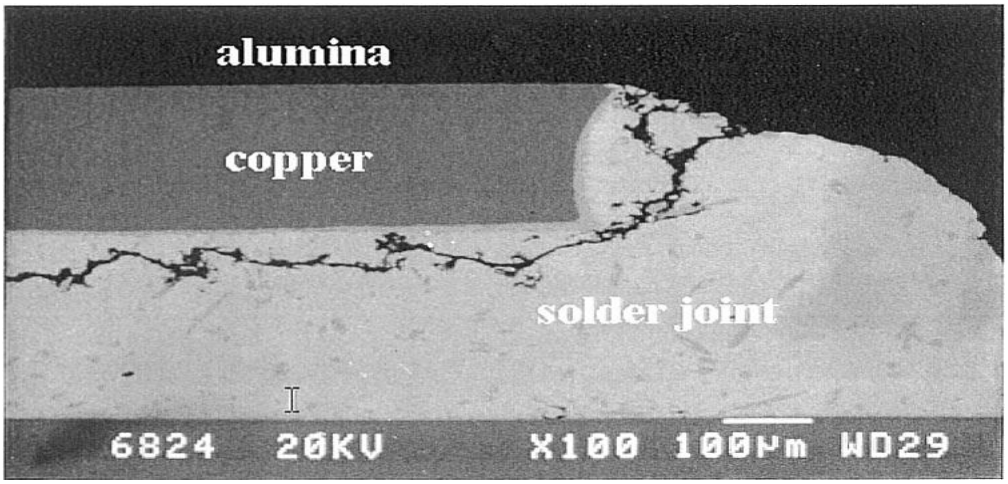


Figure 2-5 Vue en coupe au MEB de la propagation d'une fissure dans un joint de brasure [*Theb03*]

De plus, les imperfections produites lors du processus de brasage (formation de cavités et de bulles résiduelles, formation de composés intermétalliques) amorcent la dégradation des brasures. L'épaisseur de la brasure est aussi un facteur très important sur la tenue de la brasure aux cycles thermiques. On sait que plus la brasure est mince, plus elle est fragilisée. Par contre, si elle est trop épaisse, la résistance thermique de l'assemblage augmente à cause de la faible conductivité thermique des matériaux constituant la brasure. Il existe donc un compromis entre conductivité thermique et tenue mécanique dans le choix de l'épaisseur de la brasure [*Ciap02*, *Boua08*].

2.3.1.2.3 Recristallisation de l'aluminium

Durant les cyclages thermiques des IGBTs et des diodes de roue libre, des stress périodiques en traction et en compression sont introduits dans la fine couche de métallisation par la différence de coefficient de dilatation thermique entre l'aluminium et la puce en silicium. Dues à la différence thermomécanique entre les deux matériaux et à la rigidité du substrat en silicium, les contraintes au niveau de la fine couche d'aluminium peuvent dépasser la limite élastique (passage à des contraintes de type plastique). Dans ces circonstances, une relaxation des contraintes conduit à la recristallisation de l'aluminium c'est à dire la modification de la texture de ce dernier qui se manifeste par une extrusion des grains d'aluminium [*Ciap02*, *Ye02*, *Wu95*, *Held97*, *Hama99*]. Ce processus peut être accéléré par les stress thermomécaniques dus à la différence de coefficient de dilatation thermique. La reconstruction de l'aluminium apparaît plus clairement au centre de la puce où la température de jonction est maximale. Les études menées par Wu et al. [*Wu95*] montrent que la passivation de la puce ou l'ajout d'une couche de polyimide permet de diminuer la dégradation de l'aluminium.

La recristallisation de l'aluminium a pour conséquence une augmentation de la résistance de la couche de métallisation mais aussi une augmentation du V_{CE} à courant de collecteur constant [*Held97*].

Dans la **Figure 2-6**, la métallisation de l'émetteur d'une puce vierge est comparée à un composant similaire ayant subi 3,2 millions de cycles entre 85 et 125 °C [*Ciap02*]. On y voit bien l'extrusion des grains d'aluminium à la surface ainsi que la formation de lacunes à la frontière des gros grains.

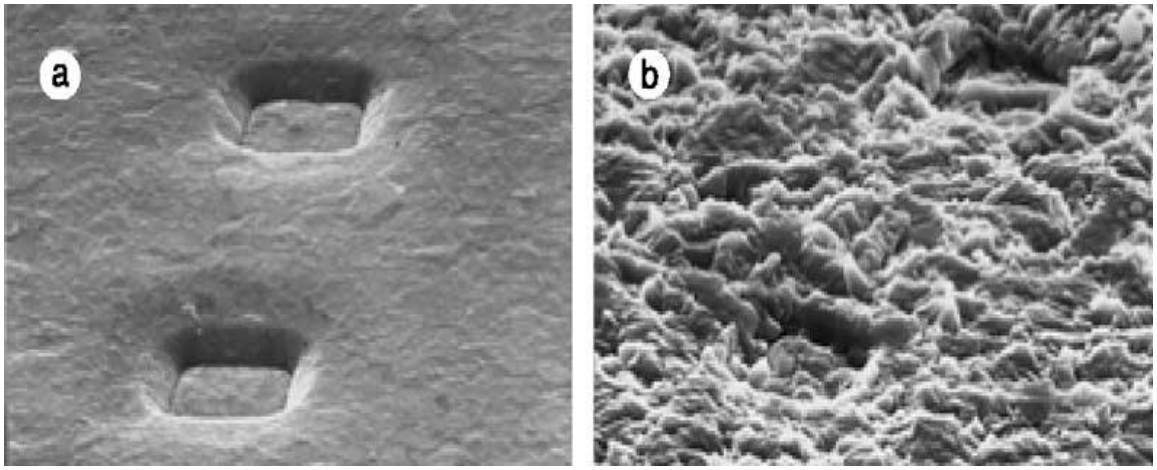


Figure 2-6 (a) Métallisation d'émetteur d'un puce IGBT avant cyclage, (b) Reconstruction de la métallisation après cyclage actif (3,2 millions de cycle actifs entre 85°C et 125°C) [*Ciap02*].

2.3.1.2.4 Fissuration des matériaux constituants le module IGBT

Dans les modules à IGBT évolués, les matériaux fragiles utilisés sont le cristal de silicium, les minces couches d'isolation et le substrat céramique. L'une des principales hypothèses sur le mécanisme de fissuration des matériaux fragiles est que la concentration de fortes contraintes sur des défauts préexistants mène à la rupture sous l'influence de stress mécaniques extérieurs. Lorsqu'une fissure initiale est présente avec une longueur qui dépasse une valeur critique, une rupture définitive d'un matériau fragile peut arriver sans aucune déformation plastique. Les défaillances dues à des fissures de matériaux fragiles s'observent juste après le montage ou la mise sous tension des composants. Cependant, même si la fissure initiale n'atteint pas la longueur critique, elle peut se propager par fatigue sous l'influence des stress appliqués et dépasser le seuil de rupture [*Ciap02, Ciap00'*].

Ces défauts préexistants sont le résultat de problèmes de fabrication (par exemple durant la découpe), d'assemblage (pression trop importante sur des fils de câblage), ou de soudure (lacunes dans l'alliage de brasure).

Il y a plusieurs sources de stress qui peuvent mener à la défaillance de matériaux fragiles. L'une d'elles est le stress en flexion qui apparaît lors du montage des modules avec une semelle courbée sur un dissipateur plat. Ces causes de défaillance sont de nos jours moins fréquentes grâce à la réduction du gauchissement (*warpage* en Anglais) par l'utilisation de substrat céramique partitionné et de semelle pré-cambrée [*Ciap02, Ciap00'*].

La **Figure 2-7** montre deux cas de fissuration de substrat céramique.

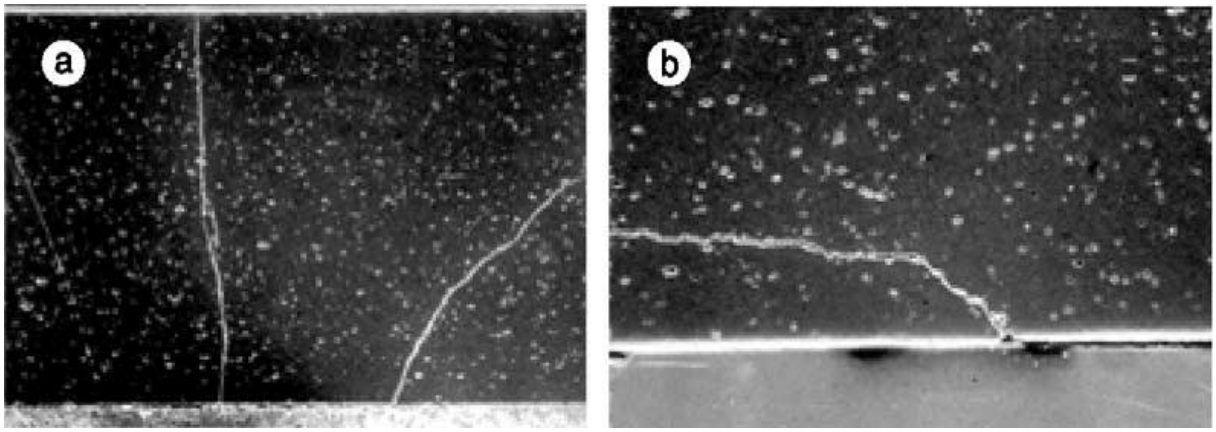


Figure 2-7 (a) Fissure verticale d'un substrat céramique (Al_2O_3) due aux stress en flexion, (b) Fissure d'un substrat céramique (Al_2O_3) initiée par l'inhomogénéité de la couche de brasure [*Ciap02*].

2.3.2 Les MOSFET de puissance

2.3.2.1 Technologie des MOSFET de puissance

Le MOSFET (*Métal Oxide Semiconducteur Field Effect Transistor*) de puissance est un transistor de technologie utilisé en commutation pour les applications de faible et moyenne puissance. Le MOSFET peut être considéré comme un condensateur plan dont l'une des armatures est la grille constituée d'un matériau de forte conductivité (souvent du polysilicium), l'autre armature est un semi-conducteur dopé P ou N et l'isolant est une couche de SiO_2 réalisée par oxydation de la surface du semi-conducteur.

Le contrôle de l'intensité du courant (densité de charges électriques mobiles) circulant dans le composant est effectué par la tension au niveau de l'électrode de grille (contrôle par effet de champs à travers l'oxyde de grille). Une différence de potentiel doit être appliquée entre le drain et la source, qui sont les deux contacts de la zone semi-conductrice active, pour permettre la circulation du courant à travers le canal de conduction.

Contrairement au transistor bipolaire, le MOSFET est un composant unipolaire où la conduction est assurée uniquement par les porteurs majoritaires dans un seul type de substrat (N ou P). Il n'existe donc pas de conduction par diffusion au sein du MOS. Le seul type de

conduction est assuré par le champ électrique au niveau de la grille, ce qui a pour conséquence une chute de tension entre drain et source à l'état passant. Cette chute de tension est matérialisée par la résistance à l'état passant (R_{DSON}) qui dépend du niveau de dopage et de la couche conductrice. La technologie unipolaire du MOSFET fait de lui un composant rapide en commutation en raison de l'absence de stockage des porteurs minoritaires ; les temps de commutation allant de quelques dizaines à quelques centaines de nanosecondes selon le type de MOSFET. Le MOSFET est donc un composant adapté aux applications hautes fréquences.

Le transistor MOSFET de puissance a principalement une structure verticale où le drain et la source sont placés sur les deux faces opposées de la pastille de silicium. Les surfaces de contact des deux connexions pouvant alors être augmentées et la distance entre elles diminuée, on peut ainsi fortement accroître la capacité en courant et considérablement améliorer la tenue en tension en rajoutant une couche épitaxiale faiblement dopée (N^-).
Cette structure permet la mise en parallèle de milliers de MOSFET dans une même puce, permettant ainsi au composant de supporter de forts courants [*Prab04*].
La **Figure 2-8** montre une vue en coupe d'un MOSFET standard.

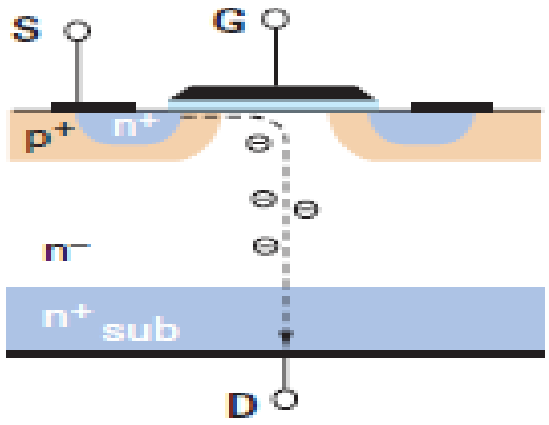


Figure 2-8 Vue en coupe d'un MOSFET standard [*Boua10*]

Une faible valeur de R_{DSON} et une tenue en tension élevée sont des critères importants dans le choix d'un MOSFET. La valeur du R_{DSON} peut être réduite par l'augmentation du niveau de dopage mais cela diminue aussi la tenue en tension, or on cherche à avoir une bonne tenue en tension. Pour pallier ce problème, une nouvelle génération de MOSFET appelé *CoolMOS* a été introduite par *Infineon* en 1998.

Les transistors *CoolMOS* ont une meilleure tenue en tension grâce à la présence d'une superjonction (succession de régions P et N), ce qui permet d'avoir des tensions de claquage

$V_{(BR)DSS}$ plus élevées (de 600 à 1000 V). Les avantages qu'offrent les transistors *CoolMOS* sont aussi une résistance à l'état passant plus faible et une performance améliorée en haute température de fonctionnement. La **Figure 2-9** illustre une vue en coupe d'un transistor *CoolMOS*.

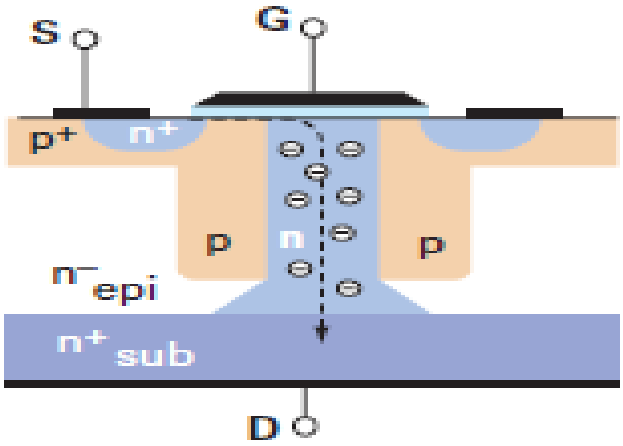


Figure 2-9 Vue en coupe d'un MOSFET de type *CoolMOS* [*Boua10*]

2.3.2.2 Mécanismes de défaillance des MOSFET de puissance

2.3.2.2.1 Fatigue des joints de brasure

Le phénomène physique menant à la fatigue des joints de brasure telle que la délamination ou la fissuration a été largement discuté dans la section réservé à la défaillance des modules IGBT. La délamination des joints de brasure dans les MOSFET affecte la résistance à l'état passant entre drain et source qui peut être prise comme paramètre indicateur de défaillance. En effet, de nombreux travaux ont montré un lien entre l'augmentation de la valeur de R_{DSON} et la quantité de délamination du joint brasé. Plusieurs études ont montré une évolution exponentielle du R_{DSON} en fonction du pourcentage de délamination, comme l'illustre la **Figure 2-10** [*Khon07, Cela12*]. Les résultats de test de Celaya et al. ont montré une évolution de R_{DSON} en fonction de la température de boitier du MOSFET à différents états de vieillissement, indiquant ainsi une augmentation de la température de jonction avec le vieillissement due à une mauvaise dissipation thermique et donc à joint de brasure dégradé [*Cela11*]. On peut également observer, en moyenne, que les composants qui montrent une grande délamination avec le microscope acoustique sont ceux dont le R_{DSON} a augmenté jusqu'à dépasser un seuil critique [Khon05].

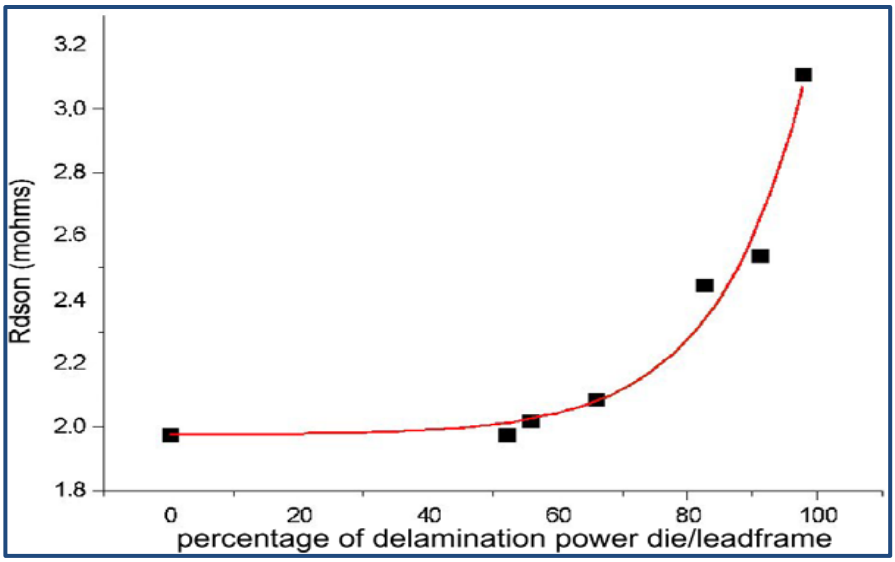


Figure 2-10 Evolution du R_{DSON} en fonction du pourcentage de délamination [*Khon07*]

2.3.2.2.2 Recristallisation de la métallisation de la source

La recristallisation de la métallisation en aluminium a été largement discutée dans la littérature [*Khon07, Mart09, Mart10, Dupo07, Scha06, Ciap02, Bern09*]. La description du phénomène physique a été abordée dans la section traitant de la recristallisation de la métallisation de l'émetteur des modules IGBT (section **2.3.1.2.3**). Concernant les MOSFET, la recristallisation de l'aluminium est observée au niveau de la métallisation de la source et le phénomène physique menant à cette défaillance demeure le même que pour les modules de puissance. Plusieurs études ont montré que la recristallisation de la métallisation de source a un effet important sur l'augmentation du R_{DSON} et que par conséquent la fatigue du joint brasé n'est pas toujours la seule cause [*Mart09, Mart10*]. A titre d'exemple, Martineau et al. ont constaté une augmentation de 30% du R_{DSON} après 250000 cycles de puissance sur des MOSFET de nouvelle génération et ses observations aux microscopes (SEM, SAT, SAM) n'ont montré aucune délamination de la brasure mais ont révélé une dégradation considérable de la métallisation de la source (voir **Figure 2-11**) [*Mart09*].

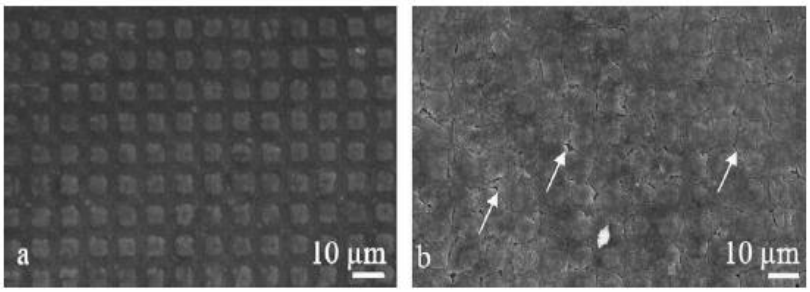


Figure 2-11 Vue au MEB de la métallisation en aluminium avant (a) et après cyclage (b) [*Mart09*]

2.3.2.2.3 Fatigue des fils de câblage

La fatigue des fils de câblage telle que la levée ou la fracture de ces derniers est l'une des défaillances les plus récurrentes des MOSFET de puissance. Plusieurs études sur les mécanismes de défaillance des MOSFET ont permis de mettre en exergue ce type de défaut [*Dupo07, Scha06, Ciap02, Celn11*]. Les études de Dupont et al. ont montré que l'ouverture des fils de câblage a pour conséquence une augmentation brutale de la résistance à l'état passant. Des analyses au SEM (voir **Figure 2-12**) ont confirmé la fissuration du talon des fils de câblage prouvant ainsi que l'ouverture de chacune des fils entraînait une brusque augmentation du R_{DSON}.

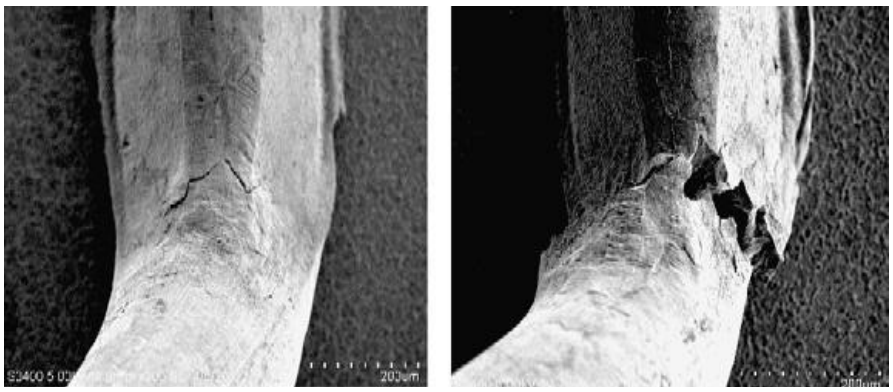


Figure 2-12 Fissure du talon d'un fils de câblage après 29760 cycles de puissance (image de gauche : initiation; image de droite : fracture) [*Dupo07*]

2.3.3 Les diodes de puissance

2.3.3.1 Principe physique des diodes de puissance

Dans cette partie nous allons d'abord décrire la jonction PN qui est le composant semi-conducteur de base avant de parler de la diode de puissance.

- La jonction PN [*Ohri98*]

Une jonction PN est constituée d'une zone dopée P dont les porteurs majoritaires sont les trous et d'une zone dopée N dont les porteurs majoritaires sont les électrons. Il en résulte alors une forte différence de concentration en trous et en électrons de part et d'autre de la jonction. Lors de la formation de la jonction, une zone électriquement neutre appelée zone de charge d'espace est créée par la recombinaison des porteurs libres qui se déplacent par diffusion naturelle. La diffusion des porteurs majoritaires donne naissance à un courant dit courant de diffusion. Le départ des porteurs libres laisse des charges fixes négatives du côté N

et positives du côté P. Cela fait disparaître localement la neutralité électrique par la création d'un champ électrique qui polarise la zone de charge d'espace, ce qui entraîne une circulation d'un courant, de la zone N vers la zone P, appelé courant de conduction dû aux porteurs minoritaires. A l'équilibre, le courant de diffusion est égal au courant de conduction. Ces courants opposés se compensent donc et aucun courant ne circule par conséquent dans le circuit extérieur. D'ailleurs, en dehors de la zone de charge d'espace, le champ électrique interne ainsi que les gradients de concentration en porteurs sont nuls.
La diode est une simple jonction PN qui possède un contact, dans la zone dopée P, nommé Anode et un contact dans la zone N qui est la Cathode.

En polarisation directe, une tension extérieure (V_F avec F pour Forward en Anglais) permet la création d'un champ électrique dans la jonction. Ce champ est opposé au champ interne de la jonction. Cela a pour effet d'amincir la zone de charge d'espace et de baisser la barrière de potentiel. Le seuil de conduction de la diode est atteint si le champ crée par la tension extérieur est supérieur au champ interne, le courant circule alors dans le sens direct c'est-à-dire de la zone P vers la zone N.

En polarisation inverse (polarisation négative de la zone P par rapport à la zone N), le champ électrique généré par la tension inverse (V_R avec R pour Reverse en Anglais) s'ajoute au champ interne qui est dans le même sens. Il en résulte alors un élargissement de la zone de charge d'espace, de même qu'une augmentation de la barrière de potentiel, jusqu'à un équilibre diffusion-conduction, ce qui s'oppose à la circulation du courant. En réalité, il y a circulation d'un faible courant. La diode est dite bloquée dans ces conditions.

- La diode de puissance

La diode de puissance de type PIN est un composant à semi-conducteur qui joue un rôle d'interrupteur non commandé à ouverture et fermeture spontanée. Dans les applications basses fréquences, on distingue les diodes de redressement généralement utilisées pour la conversion des signaux alternatifs en signaux continus et les diodes de roue libre utilisées dans les modules IGBT. C'est une pastille de silicium qui possède une zone dopée P^+ sur une face et une zone dopée N^+ sur la face opposée et une zone centrale de forte épaisseur faiblement dopée N^-. Le contact électrique est obtenu par la métallisation des deux faces formant ainsi l'anode et la cathode (voir **Figure 2-13**). C'est un dipôle électrique dont le courant circule de manière unidirectionnelle. La structure des diodes de puissance est essentiellement verticale pour utiliser toute l'épaisseur de la pastille de silicium afin que le courant puisse circuler sur toute la

section de la puce. La zone faiblement dopée N^- sert à augmenter la tenue en tension de la diode, un faible dopage permettant de supporter des champs électriques plus élevés [*Sham07*]. A contrario, lorsqu'une région est fortement dopée, le matériau est fortement conducteur et ne supporte pas les forts champs électriques. De ce fait, les composants faible tension ont généralement un dopage plus élevé que les composants haute tension.

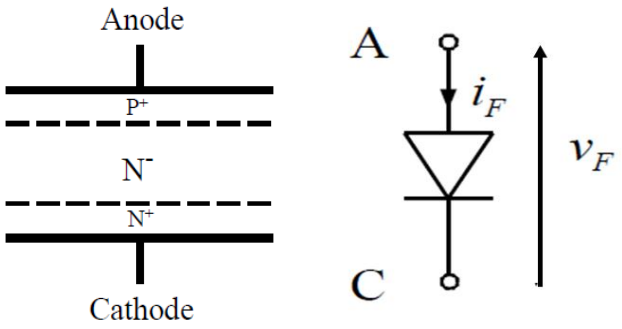


Figure 2-13 Structure d'une diode à jonction PIN (à gauche) et son symbole électrique (à droite)

2.3.3.2 Mécanismes de défaillances des diodes de puissance

- Fatigue thermique

La différence de coefficient de dilatation thermique entre les matériaux constituants la diode provoque des séquences d'expansion et de contraction lors des périodes d'échauffement et de refroidissement liées aux phases de conduction et de non conduction du composant. Cela provoque des fissures au niveau de la puce silicium, la fatigue des joints de brasure et en conséquence la dégradation des caractéristiques électriques [*Scho64*].

- Claquage par avalanche (avalanche breakdown)

L'avalanche s'observe sur les diodes lorsque la tension en inverse aux bornes de la diode dépasse une valeur spécifiée. Ce phénomène cause généralement une défaillance catastrophique. Le phénomène de claquage par avalanche est largement discuté dans la littérature [*Lutz03, Egaw66, Dome00, Kim06, Huan03, Alba05, Ohri98*].

Le claquage par avalanche est provoqué par la multiplication cumulative des porteurs de charges dans un semi-conducteur sous l'action d'un champ électrique. En effet, soumis à un champ électrique important (10^5 V/cm), un électron libre atteint dans la zone de charge d'espace une vitesse très grande (de l'ordre de la vitesse limite, c'est un porteur chaud). Lorsque cet électron entre en collision avec un atome du réseau, il peut l'ioniser en créant une paire électron-trou, ce que l'on nomme un choc ionisant. Le nombre de porteurs libres

augmente et le phénomène se reproduit avec le porteur initial et les porteurs créés par le choc ionisant. Il apparaît alors un énorme effet multiplicatif caractérisé par un coefficient de multiplication M (avalanche multiplication factor en Anglais) défini par l'expression **2-1** :

$$\boldsymbol{I_{av} = -M * I_s} \qquad \textbf{2-1}$$

Avec :

I_{av} : le courant d'avalanche et I_s : le courant de saturation.

Ce facteur est aussi souvent exprimé par la formule de Miller (**2-2**) :

$$\boldsymbol{M = \frac{1}{1 - (V_{i-}V_c)^n}} \qquad \textbf{2-2}$$

où V_i est la tension inverse, V_c la tension de claquage et n est une constante comprise entre 3 et 6.

Le taux d'ionisation est quantifié par les constantes d'ionisation des électrons et des trous (α_n et α_p). Ces constantes d'ionisation sont définies comme étant la variation de la densité des porteurs de charges divisée par la densité de ces porteurs.

La tension d'avalanche possède un coefficient de température positif c'est-à-dire que cette tension augmente en valeur absolue lorsque la température augmente. En effet, quand la température augmente la mobilité des porteurs baissent [*Jaco77*]. De plus, les charges générées par effet d'avalanche diminuent à mesure que la température augmente à cause de la baisse de l'ionisation par impact à haute température [*Alba05*].

Les résultats de l'étude d'Egawa et al. sur les caractéristiques de l'avalanche des jonctions PN suggèrent que les diodes peuvent tomber en panne suite à une impulsion d'une forte tension ou d'un fort courant sans que cette impulsion ait une énergie suffisante pour causer une hausse de la température de la jonction. Les conditions de ce type de défaillance ne seront pas dépendantes de la puissance mais de la densité d'impureté de la zone de charge d'espace, qui a une grande résistivité, et de la densité de courant ; la densité de courant à laquelle on observe le phénomène de claquage étant extrêmement liée à la densité d'impureté de la zone de charge d'espace. Lors de son test, après application d'une seule impulsion de tension, la diode entre dans une région de résistance négative et un effet de concentration du courant apparaît. La densité de courant dans ces conditions est 100 à 1000 fois plus élevée que la densité moyenne de courant.

Ce qui permet d'imaginer que la défaillance de la diode est thermiquement activée par une hausse locale de la température due à la concentration de courant. Ce qui a été confirmé par d'autres études [*Egaw66, Teve00*].

- Le perçage (Punch Through)

Le perçage survient lorsqu'une zone (P ou N) faiblement dopée est également physiquement mince. Sous une certaine tension inverse, la zone de charge d'espace s'élargie et peut s'étendre jusqu'à atteindre le contact ohmique, ce qui a pour conséquence le court-circuit de la diode. A condition que le débit du courant soit limité par la résistance du circuit et qu'il n'y ait pas de surchauffe de la puce, la diode peut retrouver ses propriétés initiales si la tension inverse est réduite [*Ohri98*].

2.3.4 Les condensateurs multicouches céramiques

2.3.4.1 Technologie des condensateurs multicouches céramiques

Les condensateurs céramique multicouches MLCC (Multilayer Ceramic Capacitors en anglais) sont de nos jours les composants CMS (composant monté en surface) les plus utilisés dans les systèmes électroniques. Ces composants ont commencé à être développés dans les années 1970 et couvrent aujourd'hui tous types d'applications. Comparés aux condensateurs film ou mica, les condensateurs céramique multicouches ont un rendement volumétrique (rapport volume/capacitance) très élevé avec un gain de volume allant jusqu'à 90% [*Prev08*]. Ils sont aussi préférés pour leur stabilité, leurs caractéristiques à haute fréquence et leur bonne fiabilité [*Prev08, Kish03*]. Les principales utilisations des condensateurs céramiques dans l'industrie électronique sont le couplage, le découplage et le filtrage.

La structure du condensateur céramique multicouches consiste en un empilement alterné de couches de céramique non conductrice qui constitue le diélectrique et de métal conducteur constituant les électrodes. Les couches conductrices adjacentes, formées par deux jeux d'électrodes planes interdigitées, sont reliées électriquement sur les côtés opposés du composant. Ces deux connexions, appelées terminaisons, sont brasables sur carte PCB (Printed Circuit Board). Un montage parallèle des électrodes est réalisé de telle sorte à additionner les capacités empilées [*Paul02, Sarj89, Prym95*].

Le procédé de fabrication des condensateurs céramique multicouches céramiques peut être décrit comme suit [*Erda04, Beau07, Lee08*]. Des bandes de céramique sont d'abord

fabriquées par un procédé de coulage en bande fait en salle blanche (hors poussière). Les électrodes en métal sont ensuite directement déposées sur les bandes de céramique par sérigraphie. Les bandes de céramiques sérigraphiées sont ensuite empilées puis laminées. Après pressage et découpe, les blocs monolithiques finaux sont obtenus par cofrittage à haute température (800°C à 1400°C en fonction de la nature du diélectrique). La dernière étape est la mise en parallèle des condensateurs élémentaires par un dépôt d'alliage de métaux sur les deux extrémités. Le procédé de fabrication des condensateurs céramique multicouches est illustré par la **Figure 2-14**.

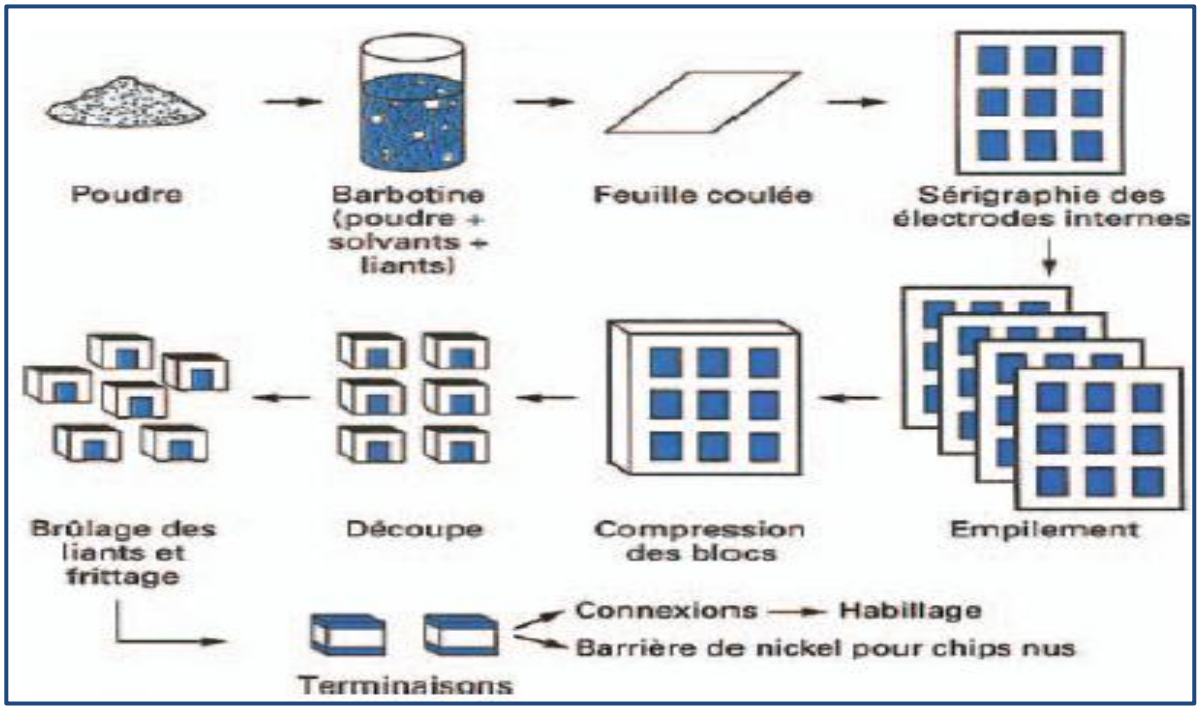


Figure 2-14 Etapes de fabrication des condensateurs céramique multicouches [*Beau07*]

Il existe deux types de condensateurs céramique multicouches selon le matériau diélectrique utilisé :

- Les condensateurs de classe I

Ce type de condensateur possède un diélectrique ayant un coefficient de température linéaire. La permittivité ne présente aucun effet non linéaire en fonction du champ électrique et de la fréquence. La capacité et la tangente de l'angle de perte (tan δ) ont une évolution négligeable dans le temps [*Beau07*]. Le matériau est dit ultra stable. Ils sont utilisés comme filtre ou oscillateur dans des applications qui requièrent de faibles pertes, une compensation de la dérive de la capacitance et une grande stabilité au cours du temps.

- Les condensateurs de classe II

Ce type de condensateur possède des caractéristiques non-linéaires et enregistre des pertes plus élevées lors de son fonctionnement. La capacité et la tangente de l'angle de perte sont affectées par le temps, la tension (AC et DC) et la fréquence [*Beau07*].
Une vue en coupe de la structure d'un MLCC est illustrée par la **Figure 2-15** et une photo d'un MLCC est montré par la **Figure 2-16**.

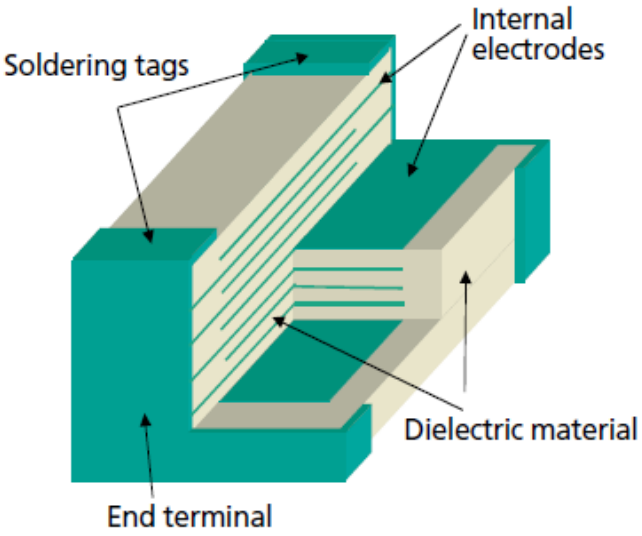


Figure 2-15 Vue en coupe de la structure d'un MLCC [*Kish03*]

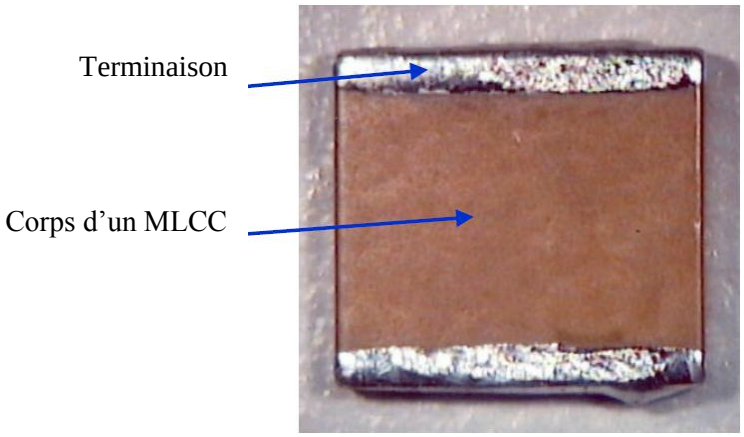


Figure 2-16 Photo d'un MLCC

Le détail des différents constituants des deux types de condensateurs céramique multicouches (type de diélectrique, alliage de métaux pour les électrodes et les terminaisons) est donné dans le **Tableau 2-2**.

Tableau 2-2 Matériaux utilisés dans les MLCC

Type de matériau / Elément	Classe I		Classe II	
	EMN	EMB	EMN	EMB
Diélectrique	TiO_2	$CaZrO_3$	$BaTiO_3$	$BaTiO_3$
Electrode	PdAg	Ni	PdAg	Ni
Terminaison	Ag	Cu	Ag	Cu
	Barrière de Ni			
	Sn			

- EMN: Electrode en Métaux Nobles
- EMB : Electrode en Métaux de Base

2.3.4.2 Mécanismes de défaillance des condensateurs céramique multicouches

Les condensateurs céramique multicouches présentent certes des avantages qui justifient leur popularité dans toutes les applications, mais il n'en demeure pas moins qu'il existe des modes de défaillance connus dont les mécanismes sont largement discutés dans la littérature [*Lee08, Chan93, Chan96, Yeun94, Youn07, Krie06, Dano05, Erda04, Koba78*].

La **Figure 2-17** récapitule les défauts qu'on peut voir dans les MLCC. Dans cette figure, on distingue les défauts de jeunesse liés aux problèmes de fabrication et les défauts d'usure liés aux conditions de fonctionnement des MLCC. Les défauts encadrés en rouge sont ceux susceptibles d'arriver aux MLCC utilisés en application médicale lorsqu'ils n'ont pas de défauts de jeunesse.

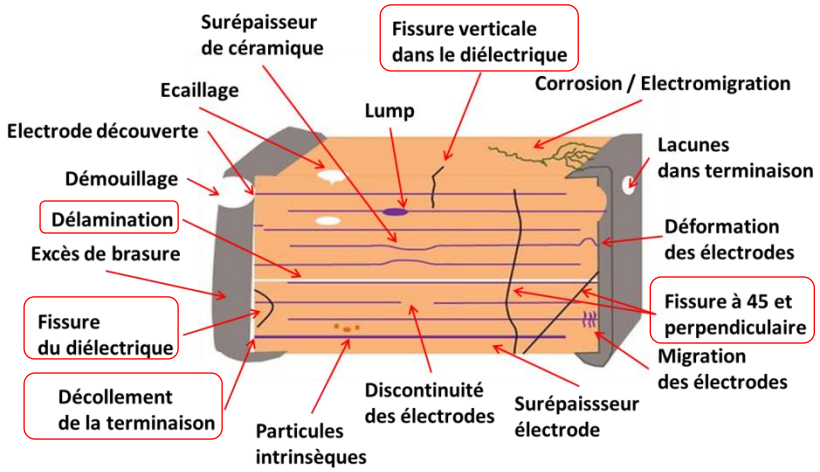


Figure 2-17 Défauts dans les MLCC[10]

[10] http://www.anadef.org

Le processus de fabrication des condensateurs céramique multicouches nécessite de hautes températures de frittage et un découpage mécanique qui peuvent conférer à ces composants de forts stress résiduels. De plus, le processus de report sur le PCB rajoute du stress résiduel. Lors de leur utilisation, les condensateurs céramique multicouches tombent généralement en panne à cause du stress mécanique ou thermomécanique. La céramique est solide mais susceptible de se fissurer sous un certain stress car c'est un matériau cassant. La fissuration de la céramique est le mécanisme de défaillance le plus observé et le plus discuté dans la littérature [*Lee08, Chan93, Chan96, Yeun94, Youn07, Krie06, Dano05, Erda04*]. Les fissures mécaniques sont souvent dues à la flexion du PCB après le report du composant par brasage ou lors des tests de déverminage [*Erda04*]. Les fissures peuvent aussi être dues à un stress mécanique excessif lors de la fabrication des condensateurs ou à une mauvaise manipulation des cartes électroniques [*Yeun94, Krie06*]. La différence de coefficient de dilatation thermique entre les différents matériaux constituants le condensateur céramique multicouches (couches de céramiques et de conducteurs) mais aussi entre le condensateur céramique, le PCB et la brasure, peuvent causer des fissurations sur la céramique lors de fonctionnement avec des changements rapides de température [*Chan93, Chan96, Erda04*].
Les fissures sont souvent des défauts latents, c'est à dire qu'elles n'aboutissent pas directement à la défaillance du condensateur et ne sont souvent pas révélées lors des tests de déverminage. Elles apparaissent plutôt après un certain temps de fonctionnement en environnement humide ou sous tension. Des courants de fuite peuvent alors apparaître. Un court-circuit peut aussi être observé suite à la migration d'un métal [*Chan93, Chan96, Yeun94, Krie06*].

Pour les condensateurs de type II avec un diélectrique au titanate de baryum, on observe une perte de capacitance au cours du temps. C'est un phénomène de vieillissement qui se traduit par une diminution de la constante diélectrique au cours temps [*Dano05*]. Le vieillissement de ce type de condensateur est décrit par l'expression **2-3** [*Dano05*]:

$$C = (1 - k \log t) C_0 \qquad \textbf{2-3}$$

Avec k le taux de vieillissement du diélectrique, C_0 la capacitance initial et t le temps.

Le vieillissement est initié lors du dernier dépassement de la température de curie qui se situe entre 120°C et 130 °C pour un titanate de baryum pur.

Une application continue de tension aux bornes d'un condensateur céramique multicouches peut provoquer une fuite de courant inversement proportionnelle à la résistance

d'isolement. La présence de défauts tels des lacunes a pour conséquence une augmentation de cette fuite de courant. Cela résulte d'un auto-échauffement qui peut détériorer la résistance d'isolement. Ce phénomène peut être accéléré par un fonctionnement à forte température et à haute tension, provoquant ainsi un excès d'énergie localisé au sein du MLCC. Cet excès d'énergie se dissipe finalement de manière très rapide en détruisant le composant, laissant un cratère carbonisé dans le MLCC. C'est le mécanisme de perçage des condensateurs céramique multicouches (Punch Through en Anglais) [*Koba78*].

2.4 Conclusion du chapitre 2

Dans ce chapitre, nous avons d'abord effectué une analyse permettant d'isoler les composants critiques dont la défaillance risque d'induire une défaillance d'un sous-système et de ce fait arrêter le fonctionnement du système complet. Ainsi, les modules IGBT, les MOSFET de puissance, de diodes de redressement et les condensateurs céramique multicouches ont été identifiés comme étant les composants critiques du générateur à rayons X. Un tableau comparant les paramètres (électriques et thermiques) d'utilisation de ces composants par rapport aux valeurs limites technologiques a permis de conforter le choix de ces composants. Une étude de la littérature sur la technologie des composants critiques et leurs mécanismes de défaillance a ensuite été exposée afin d'obtenir une base de données des défauts potentiels de ces derniers en application médicale.

Chapitre 3 Evaluation de la fiabilité des composants critiques - Construction de courbes de durée de vie

3.1 Evaluation de la fiabilité des composants critiques

Quand un matériau est soumis à une contrainte cyclique, sa performance peut être caractérisée par la courbe S/N (en anglais : Stress vs. Number of cycles) appelée aussi courbe de Wöhler. La courbe S/N est une courbe reliant le nombre de cycles à la défaillance d'un composant au niveau de contrainte qui lui est appliqué. Les courbes S/N sont obtenues à partir de test où le matériau (ou composant) est soumis à une amplitude de stress cyclique qui est comptabilisée jusqu'à la rupture du matériau. Chaque unité de test génère un point sur le tracé de la courbe, qui correspond aux nombres de cycles à la rupture en fonction du niveau de contrainte. Un tracé de la courbe S/N peut alors être effectué avec plusieurs points de test. Cependant, pour des contraintes temporelles, certains points correspondants aux stress les plus faibles sont difficiles à obtenir. Ils peuvent correspondre à des données censurées (tests arrêtés avant la défaillance) ou à des données inexistantes. Des outils statistiques, tels que la régression linéaire et l'analyse des données de survie, sont alors nécessaires pour prolonger la courbe.

L'intérêt des courbes S/N est de pouvoir prévoir la fiabilité d'un composant connaissant son profil de contrainte. La méthode de prévision de la fiabilité à l'aide des courbes S/N est décrite dans le chapitre 4.

Dans ce chapitre, nous exposons l'étude de la fiabilité des composants critiques du générateur à rayons X sur la base de leurs profils de mission spécifiques. Nous présenterons aussi la construction des courbes S/N réalisées soit par plans d'expériences avec trois niveaux de contrainte, soit par l'utilisation des paramètres du guide FIDES.

Notons que les courbes construites dans ces travaux sont représentées par le nombre de cycles à la défaillance en fonction de la différence de température (ΔT). Pour cette raison, nous les appellerons par la suite courbes N/S au lieu de courbes S/N.

3.1.1 Les MOSFET

3.1.1.1 Identification des stress les plus représentatifs

Les MOSFET de puissance sont largement utilisés en application médicale comme composants de commutation dans les convertisseurs résonants et les alimentations des moteurs électriques. Les MOSFET étudiés dans le cadre de ces travaux de thèse sont utilisés dans un onduleur résonant haute fréquence, appelé « *inverter* », dans le but d'alimenter un

transformateur haute tension qui est lui-même utilisé pour alimenter un tube à rayons X. La **Figure 3-1** montre le schéma fonctionnel d'un générateur haute tension.

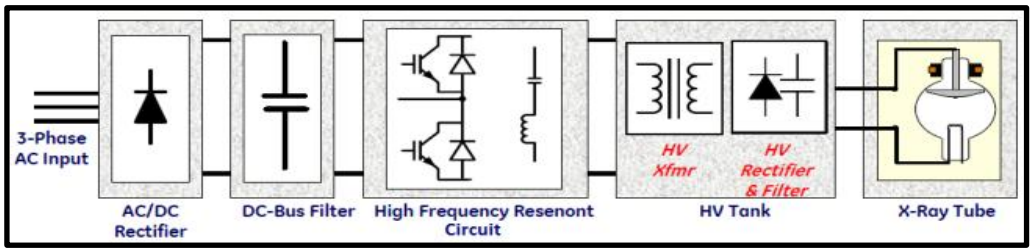


Figure 3-1 Schéma fonctionnel du générateur haute tension

Dans leur utilisation, les MOSFET de puissance sont soumis à des commutations à haute fréquence d'une forte puissance, ce qui provoque beaucoup de pertes dans le composant. La constante demande en compacité des générateurs à rayons X entraîne des fréquences de fonctionnement plus élevées et des espaces réduits entre composants. Ceci conduit à un fonctionnement à plus haute température et, par conséquent, plus de problèmes liés à la thermique.

En application médicale, les MOSFET de puissance sont utilisés lors de l'application d'une haute tension au tube à rayons X dans le but de faire une émission de rayons X (pose). Selon le type d'examen médical, il peut exister plusieurs types de pose dont la durée varie entre quelques millisecondes et une minute. La durée moyenne d'un examen médical est d'environ cinq minutes. Donc, les composants de puissance sont utilisés de manière très intermittente. Du fait de cette intermittence de forte puissance injectée et de période de repos dans les profils de mission en application médicale, le stress le plus représentatif des phénomènes d'usure est évidemment la fatigue thermomécanique.

Notons que l'identification du stress le plus représentatif des phénomènes d'usure est nécessaire pour la conception de nos tests de durée de vie.

3.1.1.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés

Pour chaque stress identifié, un modèle d'accélération mathématique permettant de relier les conditions de test accéléré à celles d'utilisation est proposé. Le modèle de Norris-Landzberg est proposé pour décrire l'effet combiné de la température ambiante et des excursions de température sur le mécanisme de fatigue des brasures en prenant en compte la fréquence des cycles de température. Le modèle de Norris-Landzberg est dérivé du modèle de

Coffin-Manson qui est lui-même utilisé pour la fatigue thermomécanique. Son avantage est qu'il prend en compte l'effet du fluage et de la relaxation du stress. La formule **3-1** représente le calcul du facteur d'accélération du modèle de Norris-Landzberg [*Norr69, Pan06, Vasu08*].

$$AF = \left(\frac{\Delta T_t}{\Delta T_1}\right)^m * \left(\frac{t_t}{t_1}\right)^p * e^{\frac{E_a}{K_B}*\left(\frac{1}{T_{max,1}}-\frac{1}{T_{max,t}}\right)} \qquad \textbf{3-1}$$

Avec :

- AF est le facteur d'accélération : $AF = \frac{N_t}{N_0}$,
  - N_t : Nombre de cycles à la défaillance dans les conditions de test,
  - N_o : Nombre de cycles à la défaillance dans les conditions d'utilisation,
- T_t : Température dans les conditions de test,
- T_1 : Température dans les conditions d'utilisation,
- m : coefficient de fatigue,
- p : puissance accélératrice du facteur de durée,
- t_t : durée des cycles thermiques dans les conditions de test,
- t_1 : durée des cycles thermiques dans les conditions d'utilisation,
- E_a : énergie d'activation,
- K_B : constante de Boltzmann,
- $T_{max,t}$: température maximale dans les conditions de test,
- $T_{max,1}$: température maximale dans les conditions d'utilisation.

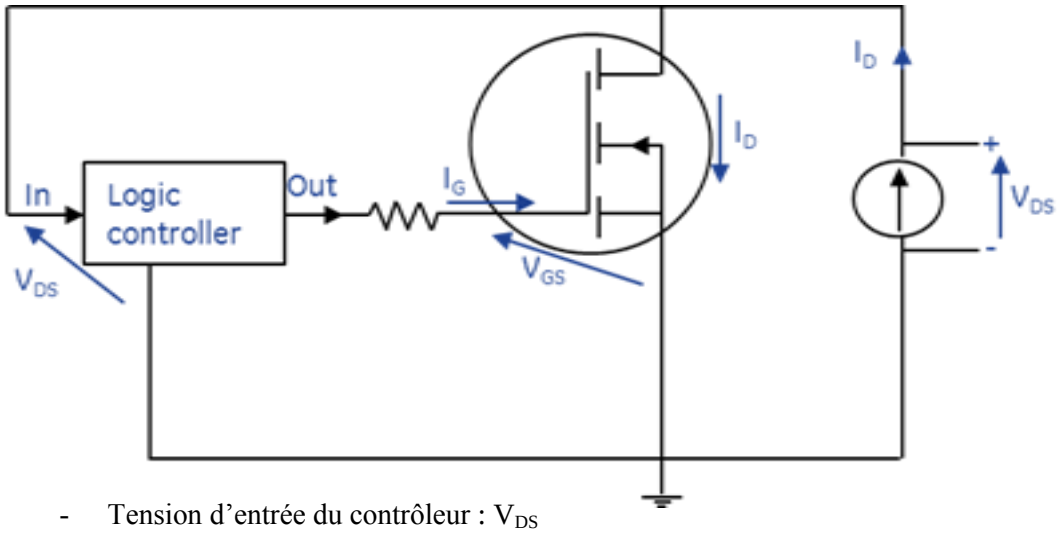
Les valeurs des paramètres m et p ont été tirées de l'étude réalisée par Pan et al. sur les brasures Sn-Ag-Cu [*Pan06*]. Le **Tableau 3-1** montre les valeurs estimées de ces paramètres pour deux types de brasure ainsi que celles de l'énergie d'activation divisée par la constante de Boltzmann.

Tableau 3-1 Paramètres du modèle de Norris Landzberg

Paramètre	Brasure Sn-Pb	Brasure sans plomb (Sn-Ag-Cu)
M	1,9	2,65
P	0,33	0,136
Ea/k	1414	2185

3.1.1.3 Description du cyclage en puissance

La nature très intermittente des profils de mission en application médicale nous a conduits à considérer les défaillances thermomécaniques comme étant les plus représentatives des phénomènes d'usure. Dans ce cadre, un test accéléré permettant de révéler ce type de défaillance dans les MOSFET de puissance a été développé. Les MOSFET soumis au cyclage actif ont été fabriqués par *IXYS* et sont nommés *PolarHV* power MOSFET. Leur boîtier est de type Plus264^{TM}. Ce test a pour but de cycler ce type de composant avec une puissance active en injectant du courant dans le composant afin de provoquer un auto-échauffement. Le courant qui circule dans le composant ainsi que la tension entre drain et source sont fournis par une alimentation externe en mode limitation de courant pour obtenir la valeur de courant souhaitée. La **Figure 3-2** montre le circuit électrique de test des MOSFET et la **Figure 3-3**, une vue du banc de cyclage.



- Tension d'entrée du contrôleur : V_{DS}
- Tension de sortie du contrôleur : V_{GS}

Figure 3-2 Circuit électrique de test des MOSFET

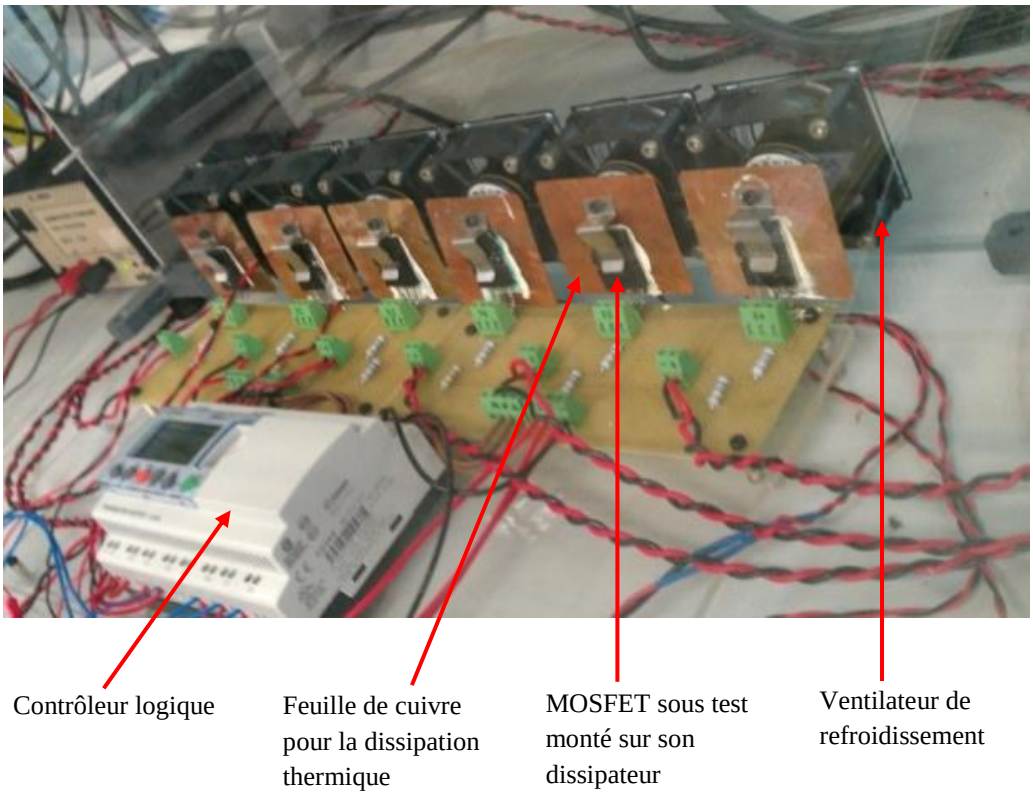


Figure 3-3 Image du banc de test

Le contrôleur logique compare en permanence la tension V_{DS} avec un seuil représentatif de la température maximale tolérée. En dessous du seuil, il impose un niveau logique haut pour la tension V_{GS} (12V) rendant passant le MOSFET qui conduit le courant délivré par l'alimentation de laboratoire. Dès que ce seuil est franchi, il impose à la tension V_{GS} d'être nulle et rend ainsi le MOSFET ouvert. Les ventilateurs, gérés aussi par le contrôleur logique, sont aussitôt démarrés en phase de refroidissement. Ce procédé nous permet de soumettre au composant les excursions de température désirées avec des durées plus ou moins longues. La **Figure 3-4** montre la gestion des tensions V_{DS} et V_{GS} lors du cyclage en puissance.

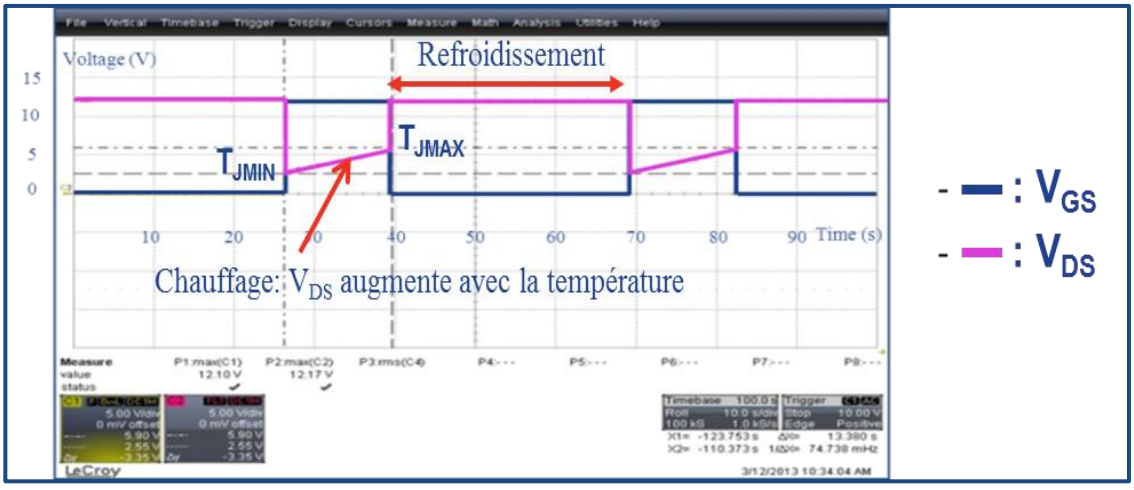


Figure 3-4 Synchronisation des tensions V_{GS} et V_{DS} avec la température lors du cyclage

Trois expériences pour trois amplitudes d'échauffement (ΔT) ont été réalisées durant ces tests. Le but de ces trois expériences est de pouvoir tracer la courbe N/S des MOSFET, c'est-à-dire le nombre de cycles conduisant à la défaillance en fonction de la différence de température (ΔT). Il s'agit ensuite de faire une régression linéaire sur les trois points obtenus à l'issue des tests accélérés pour tracer la courbe. Le **Tableau 3-2** montre les paramètres de ces trois expériences.

Tableau 3-2 Paramètres de cyclage des MOSFET

	Nb_ MOSFET	ΔT_j (°K)	T_{jmin} (°C)	T_{jmax} (°C)	$t_{_ON}$ (s)	$t_{_OFF}$ (s)
Expérience 1	3	50	90	140	4	30
Expérience 2	3	70	70	140	6	30
Expérience 3	2	100	50	150	13	60

Les tests ont été réalisés avec les paramètres électriques suivants :

I_C = 18A, V_{GS} = 12V and V_{DS} = 12V

Cependant, il faut noter que les temps d'injection de puissance montrés dans le tableau précédent ont été mesurés en début de test. Ces temps ne restent pas constants car ils dépendent de la température de jonction maximale qui évolue au cours du test.

3.1.1.4 Caractérisation de l'excursion de la température de jonction

Pour caractériser l'excursion de la température au niveau de la jonction des MOSFET, l'expression **3-2** a été utilisée.

En pratique, la résistance thermique jonction-semelle des composants a d'abord été déterminée en utilisant l'outil de caractérisation thermique T3Ster. La **Figure 3-5** montre la fonction de structure « cumulative » obtenue avec l'outil T3Ster (T3Ster[11] est un outil de caractérisation thermique des composants semi-conducteurs proposé par la société « Mentor Graphics »). Cette fonction de structure « cumulative » donne la capacité thermique cumulée en fonction des résistances thermiques cumulées. Sur la **Figure 3-5**, les plateaux représentent les matériaux (puce, brasure et semelle); les résistances thermiques correspondantes sont données par leur largeur.

[11] http://www.mentor.com/products/mechanical/products/t3ster/

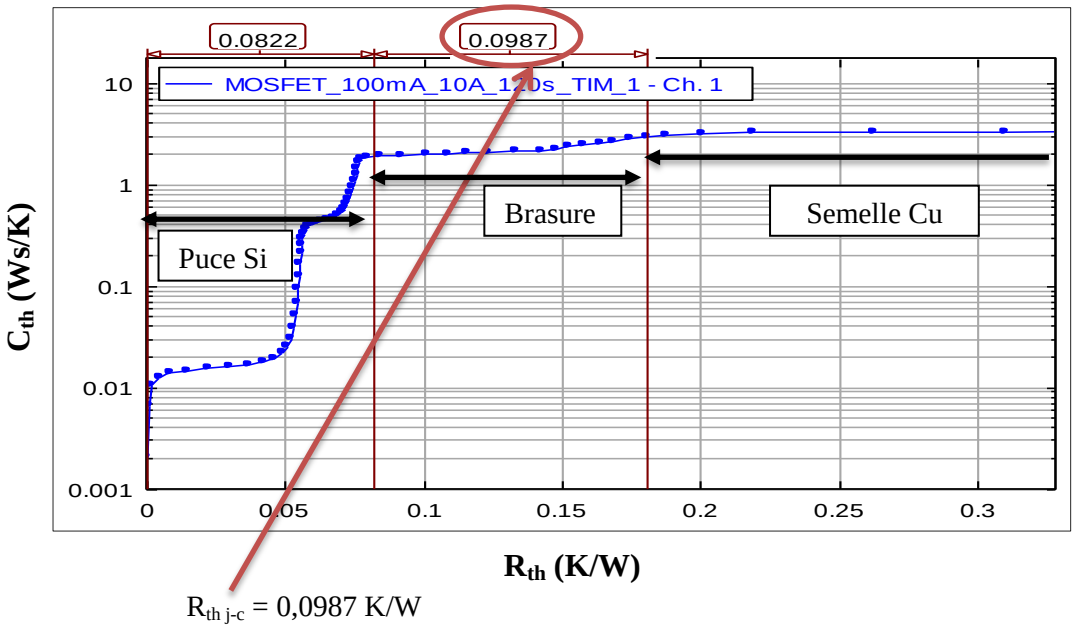


Figure 3-5 Fonction de structure « cumulative » du MOSFET sous test

Le plateau de la deuxième section (« Brasure ») correspond à la résistance de contact entre la puce en silicium et la semelle en cuivre. La valeur de cette résistance thermique jonction-semelle ($R_{th\ j\text{-}c}$ = 0,0987 K/W) est proche de la valeur fournie par le constructeur ($R_{th\ j\text{-}c}$ = 0,1 K/W). Cette résistance thermique peut alors être utilisée pour le calcul de la température de jonction.

Les températures de semelle ont ensuite été mesurées avec des thermocouples. Ces mesures permettent de déduire l'excursion de température au niveau de la jonction. La **Figure 3-6** montre un exemple de mesure de température de semelle lors du cyclage en puissance.

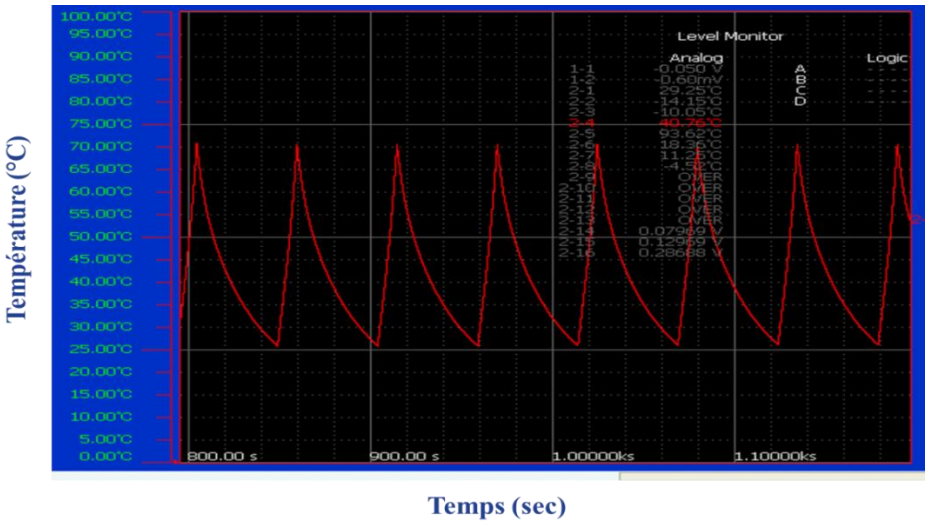


Figure 3-6 Mesure de la température de semelle de l'expérience N°3

Pour obtenir l'excursion de température au niveau de la jonction, nous avons mesuré le V_{DS_min} et le V_{DS_max} lors de la phase d'injection de courant. L'excursion de température au niveau de la jonction peut alors être calculée avec l'expression **3-2**. Les valeurs obtenues sont consignées dans le **Tableau 3-2**.

$$\Delta T_j = T_{j_max} - T_{j_min} = I_D * R_{th\ j\text{-}c} * (V_{DS_max} - V_{DS_min}) + (T_{case_max} - T_{case_min}) \qquad \textbf{3-2}$$

3.1.1.5 Paramètres indicateurs de défaillance

La définition d'un critère de défaillance permet de déterminer l'apparition ou non d'une défaillance lors de l'exécution des tests de vieillissement accélérés. Son choix peut permettre d'éviter une destruction brutale du composant. Ce critère doit néanmoins être représentatif du mode de défaillance rencontré en fonctionnement réel du composant et ceci dans le but de ne pas révéler des défaillances que l'on ne retrouve pas en conditions normales [*Boua08, Dupo06, Rizz08, Boua10*].

Pour un mode de défaillance défini, un critère de défaillance lui est associé. Ce dernier s'applique à un paramètre indicateur de défaillance, souvent électrique ou thermique, qui permet de juger de l'état du composant. On fixe ensuite une valeur limite au-delà de laquelle la défaillance observée va s'accentuer et mener à la destruction du composant.

Dans le cadre de cette étude sur les MOSFET, la résistance à l'état passant R_{DSON} a été choisie comme paramètre indicateur de défaillance. Le suivi de ce paramètre a nécessité l'arrêt du cyclage à chaque fois que la mesure devait s'effectuer. Le R_{DSON} est obtenu en mesurant instantanément la chute de tension à l'état passant (V_{DS}) suite à l'injection d'un faible courant de 500 mA. Il est important que cette mesure se fasse de manière instantanée pour éviter tout auto-échauffement dans le composant qui entraînerait une évolution du V_{DS} et par conséquent une surestimation du R_{DSON}. Lors des tests accélérés, le R_{DSON} a tendance à augmenter avec la baisse des performances thermiques. Cette augmentation est nette pour un lot de composants où le pourcentage de défaillance est élevé [*Ciap05, Hama99, Celn11, Ciap03, Ciap00*].

Les **Figure 3-7** a, b et c montrent l'évolution des valeurs du R_{DSON} durant les tests pour les trois expériences.

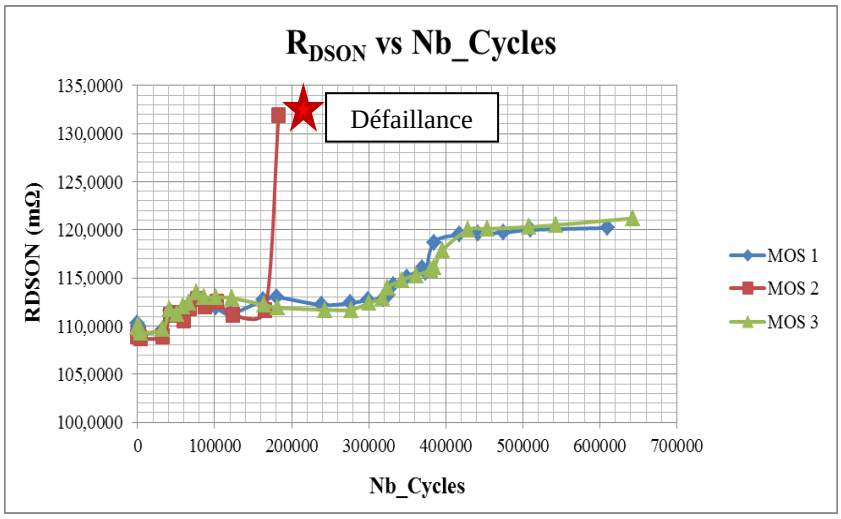


Figure 3.7 a Expérience 1 avec ΔT=50°K

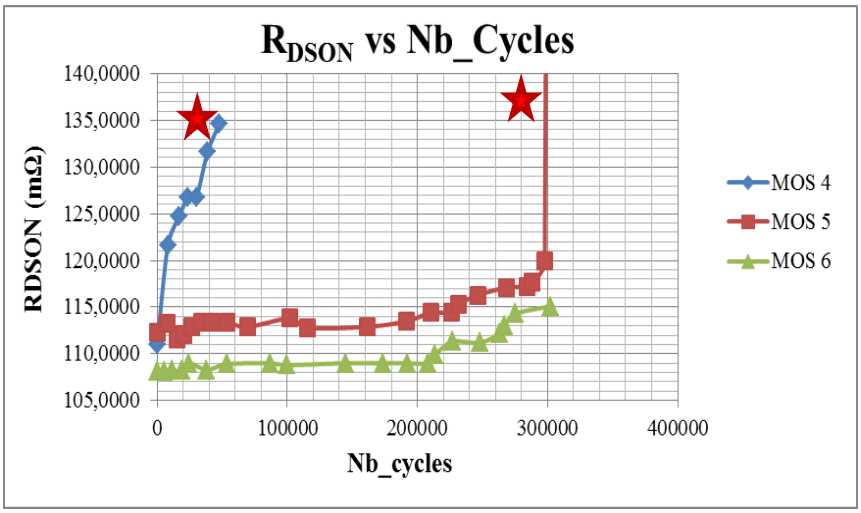


Figure 3.7 b Expérience 2 avec ΔT=70°K

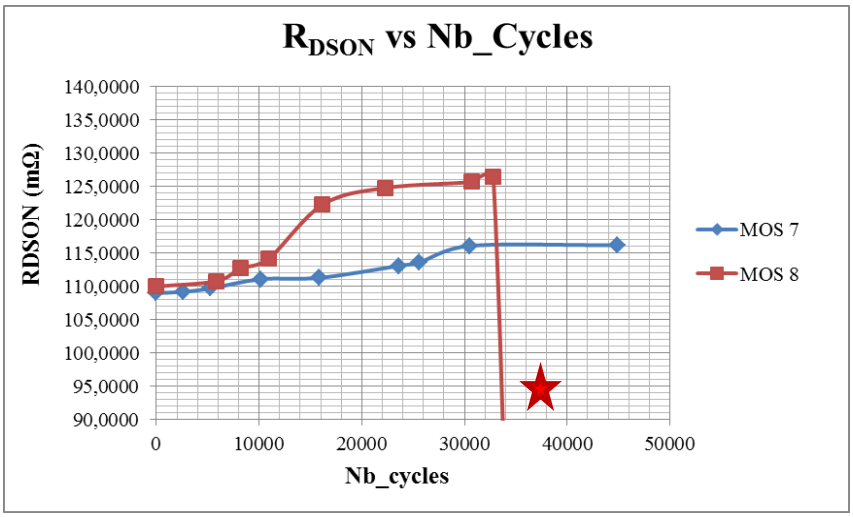


Figure 3.7 c Expérience 3 avec ΔT=100°K

Figure 3-7 Evolution du R_{DSON} en fonction du nombre cycles pour trois excursions de température

Sur toutes les expériences réalisées, le suivi du paramètre R_{DSON} a permis de confirmer que ce dernier tend à augmenter avec le cyclage en puissance.

Durant le cyclage, nous avons observé deux défaillances qui sont arrivées assez rapidement (MOS 2 et MOS 4). Ces défaillances ont été considérées comme des défauts de jeunesse étant donné qu'elles ont été observées bien plutôt que prévu. Une première mesure au multimètre a permis de révéler un court-circuit entre la grille et la source des MOSFET.

A l'issue du cyclage, deux autres défaillances franches ont été observées. Pour le MOS 5, nous avons observé une augmentation continue du R_{DSON} tout au long du cyclage, puis une nette augmentation de ce dernier à 326 000 cycles. La mesure au multimètre révèle aussi un court-circuit entre la grille et la source. Pour le MOS 8, on observe une augmentation continue du R_{DSON} avec le vieillissement mais il est apparu une baisse soudaine du R_{DSON} jusqu'à une valeur quasi nulle (R_{DSON} = 7 mΩ). Cette baisse fait suite à une défaillance franche du composant à 35 000 cycles. La mesure au multimètre révèle un court-circuit entre le drain et la source. La valeur nulle du R_{DSON} est justifiée car un court-circuit entre le drain et la source entraîne un V_{DS} nulle, or :

$$R_{DSON} = V_{DS}/I_{DS}$$

Donc si V_{DS} est nulle alors R_{DSON} est aussi nulle.

Le **tableau 3-3** montre les différences de résistance observées après les tests.

Tableau 3-3 Résultats du cyclage des MOSFET

	MOSFET	**ΔT (K)**	**Nb_cycles**	**ΔR_{DSON} (%)**
EXP.1	MOS1	50	610170	9,97
	MOS 2	50	183000	21,12
	MOS 3	50	642900	10,28
EXP.2	MOS 4	70	51500	21,26
	MOS 5	70	326100	> 50
	MOS 6	70	302000	6,47
EXP.3	MOS 7	100	35306	15 (avant la défaillance)
	MOS 8	100	44917	6,60

3.1.1.6 Analyses de défaillance

A l'issue du cyclage, des analyses de défaillance ont été réalisées pour remonter au mécanisme physique de la défaillance. Pour cela, des analyses non invasives et non destructives ont d'abord été réalisées en utilisant la microscopie acoustique qui permet de caractériser la structure interne des échantillons et de révéler des défaillances telles que les délaminations, les fissures et les lacunes.

Pour l'un des MOSFET ayant subi une défaillance de jeunesse (MOS 5), aucune défaillance thermomécanique n'a été observée au microscope acoustique mais une grande partie de sa brasure a fondu (voir **Figure 3-8**). Ce défaut laisse supposer une défaillance due à un emballement thermique qui est la conséquence d'une mauvaise dissipation thermique au sein du composant. Par ailleurs, l'évolution rapide du R_{DSON} de ce MOSFET dès le début du cyclage laissait supposer que ce dernier montrait des performances thermiques plus faibles. Cependant pour le MOS 2, le défaut de jeunesse ne s'explique pas de la même manière car l'évolution du R_{DSON} est semblable aux autres MOSFET de la même expérience et une évolution soudaine a été observée lors de la défaillance. Une surcharge électrique est supposée être à l'origine de cette défaillance.



Figure 3-8 Vue au microscope acoustique du MOS 4

L'observation de ce composant après ouverture du boîtier vient confirmer la fusion du composant. Une fusion de la puce en silicium s'observe aussi au microscope optique sur la **Figure 3-9**.

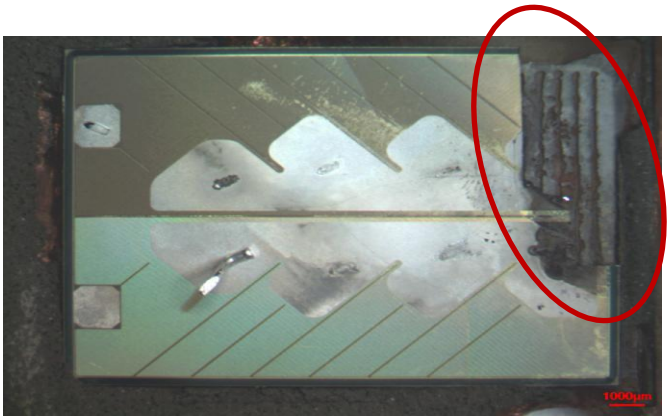
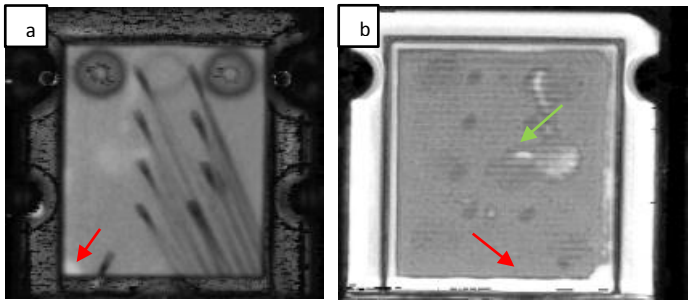


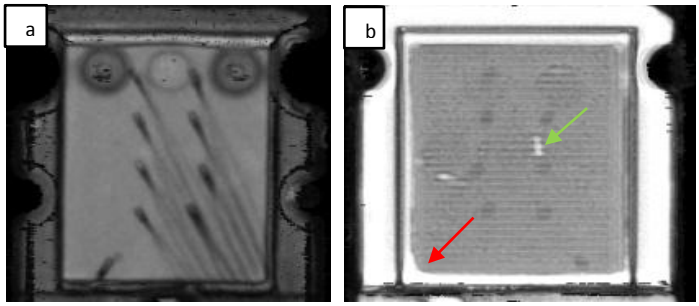
Figure 3-9 Vue au microscope optique du MOS 4

Concernant les autres MOSFET, une analyse acoustique a montré une délamination plus ou moins importante de toutes les brasures. Des lacunes ont aussi été observées sur tous ces composants. Une fissure de la résine a de plus été observée sur le MOS 8.

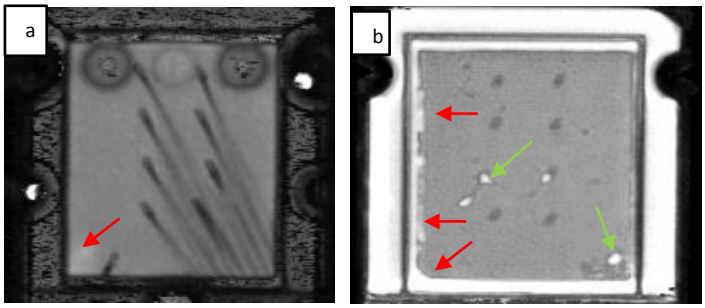
La **Figure 3-10** montre les images acoustiques réalisées sur les différents MOSFET testés.



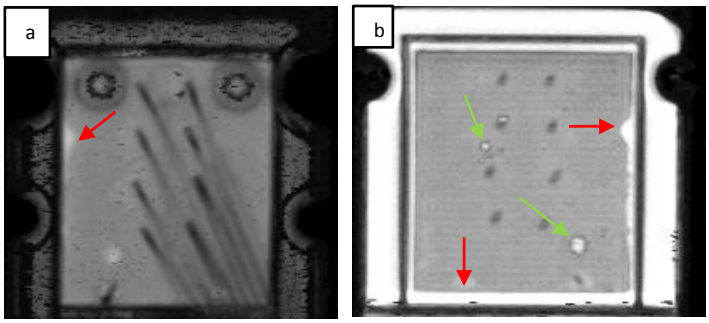
MOS 1 : Début de délamination et lacune



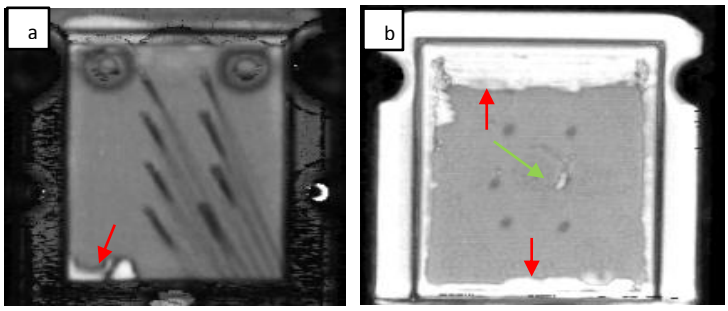
MOS 3 : Début de délamination et lacune



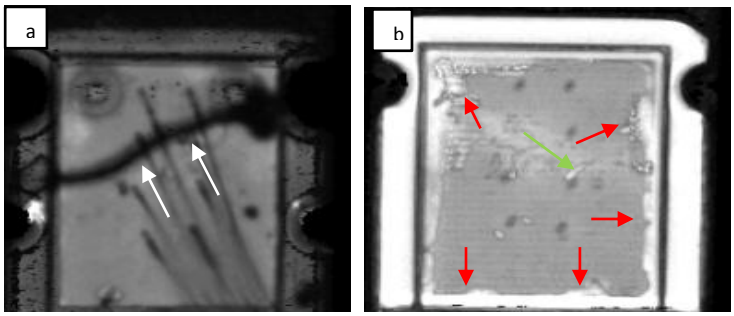
MOS 5 : délamination et lacunes



MOS 6 : délamination et lacunes



MOS 7 : large surface de délamination



MOS 8 : fissure dans la résine (a) et large surface de délamination et lacune (b)

Figure 3-10 Analyse acoustique des MOSFET fonctionnels (a: face avant, b:face arrière). Flèche rouge : Délamination, Flèche verte : Lacune, Flèche blanche : Fissure.

3.1.1.7 Courbe N/S expérimentale des MOSFET

La courbe N/S expérimentale des MOSFET IXFB60N80P est illustrée par la **Figure 3-11**. Les points rouges représentent les défauts de jeunesse observés et les points verts désignent les données suspendues c'est-à-dire celles qui n'ont pas menées jusqu'à la défaillance.

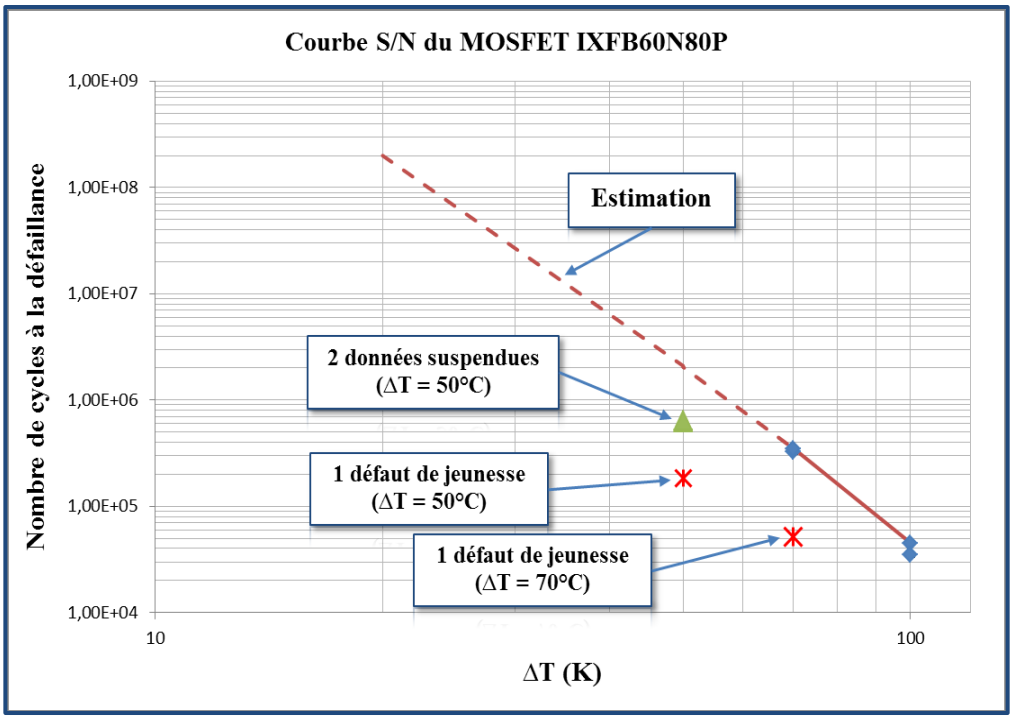


Figure 3-11 Courbe N/S expérimentale du MOSFET IXFB60N80P

3.1.1.8 Effet de la panne d'un MOSFET sur le système

Les MOSFET testés sont utilisés dans un onduleur résonant appelé « *SuperSwitch* » avec une mise en parallèle de quatre MOSFET fonctionnant comme un module. La configuration de l'onduleur utilisant ces MOSFET est illustrée par la **Figure 3-12**. Les quatre MOSFET en parallèle sont pilotés par une commande de grille commune. Ce qui implique une dépendance entre les MOSFET d'un même module.

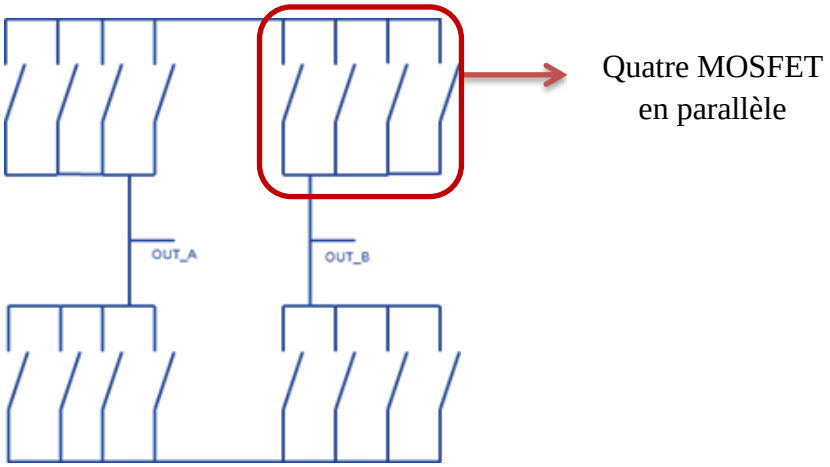


Figure 3-12 Topologie de l'onduleur résonant utilisant les MOSFET testés

Les observations à l'issue des tests ont montré que le R_{DSON} des MOSFET a tendance à augmenter avec le vieillissement. Une analyse fonctionnelle de l'onduleur montre que

l'augmentation du R_{DSON} dans un MOSFET donnée a pour conséquence une baisse du courant circulant dans ce dernier et une augmentation du courant dans les trois autres MOSFET appartenant au même module.

Une défaillance en court-circuit d'un MOSFET entraîne la perte du module et en conséquence la perte de l'onduleur. Une défaillance en circuit ouvert a pour conséquence une contrainte additionnelle sur les trois autres MOSFET mais n'entraîne pas la perte de l'onduleur, cependant ce mode de défaillance a rarement été rapporté par le retour d'expérience.

3.1.2 Les IGBT

3.1.2.1 Identification des stress les plus représentatifs

Comme les MOSFET de puissance, les modules à IGBT sont largement utilisés en application médicale mais pour des puissances plus élevées. Les IGBT étudiés sont utilisés dans un onduleur résonant. Le profil de mission étant semblable à celui des MOSFET, le stress le plus représentatif des phénomènes d'usure reste donc la fatigue thermomécanique.

3.1.2.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés

Comme pour les MOSFET, le modèle de Norris-Landzberg (voir section **3.1.1.2**) est proposé pour décrire l'effet combiné de la température ambiante et des excursions de température sur la durée de vie des IGBT.

3.1.2.3 Paramètres indicateurs de défaillance

A partir des données expérimentales collectées depuis 1994, trois principaux modes de défaillances ont été identifiés dans les modules IGBT et associés à des critères de défaillance. Ces derniers sont les suivants [*Merm07, Toun10, Hama99, Boua08, Dupo06, Rizz08, Boua10*] :

- L'augmentation de la chute de tension directe (V_{CE}) est due à la dégradation des fils de câblage au-dessus de la puce de silicium. Le critère de défaillance proposé est 5% d'augmentation de V_{CE} à courant et température de jonction fixés.
- L'augmentation de la résistance thermique (R_{th}) est due à la propagation de fissure au niveau de la brasure située entre la semelle et le substrat céramique DBC (Direct Bonded Copper). La valeur limite est 20% d'augmentation par rapport à la valeur initiale.

- L'augmentation brutale du courant de fuite (I_{GES}) est due à la dégradation de la couche d'oxyde de silicium située entre l'électrode de grille et l'émetteur.

Il a souvent été démontré que 5% d'augmentation de la chute de tension en direct conduit à la levée de la quasi-totalité des fils de câblage. D'autre part, une augmentation de 20% de la résistance thermique peut correspondre à une fissuration importante de la brasure située entre la semelle et le substrat céramique DBC [*Boua08*].

En adoptant ces valeurs limites, l'amorce de la défaillance pourrait être manquée dans des conditions de fonctionnement réelles. Donc, il est souvent nécessaire de revoir ces valeurs de critère de défaillance à la baisse afin de pouvoir effectuer les analyses de défaillance dès l'initiation de la dégradation.

3.1.2.4 Courbe N/S des IGBT

Pour des raisons de contraintes de temps et de ressources, nous n'avons pas pu mettre en place un banc de test accéléré pour les composants IGBT. Mais, nous avons recueilli l'étude réalisée par le constructeur (Infineon) pour obtenir deux types de courbes N/S représentant le nombre de cycles conduisant à la défaillance en fonction de la contrainte, ici l'amplitude de la différence de température (ΔT).

- La première courbe est issue d'un cyclage en puissance avec différents niveaux de ΔT au niveau de la jonction. La durée des cycles est relativement faible (3 secondes) permettant ainsi de stresser l'environnement proche de la puce (puce, brasure de la puce et fils de bonding) et d'accélérer le mécanisme de décollement des fils de câblage et de la brasure située entre la puce et le substrat DBC. La courbe correspondante est représentée par la **Figure 3-13** où les tracés sont paramétrés en température maximale de jonction. En réalité, la température de jonction, noté T_{vj}, est virtuelle car elle est obtenue par mesure indirecte ou par calcul.

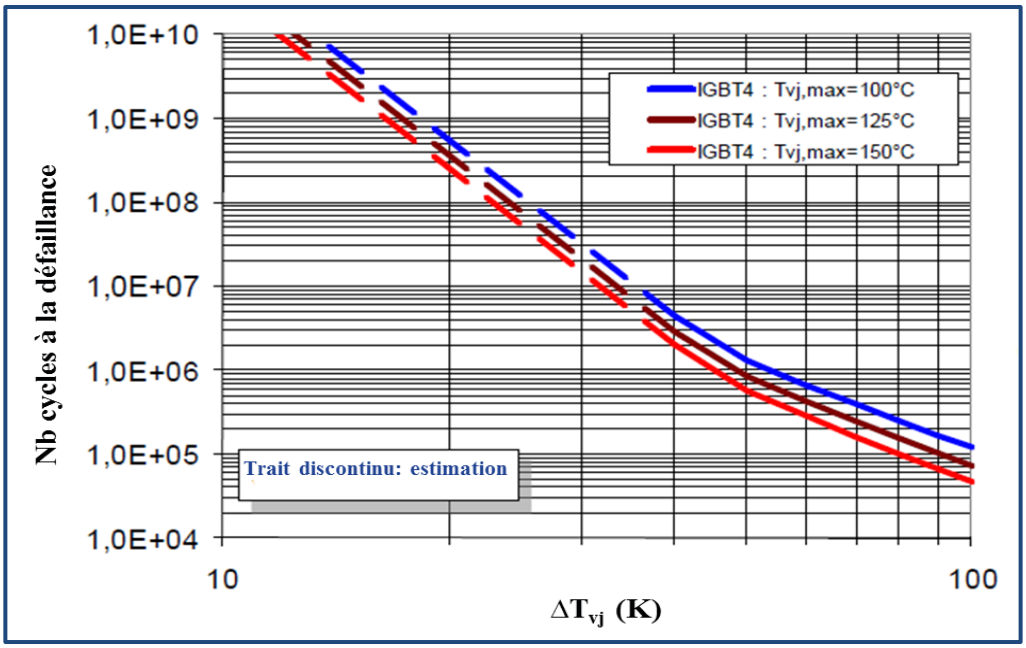


Figure 3-13 Courbe N/S (Nb cycles = f (ΔTvj)) des modules IGBT standards de chez Infineon pour trois températures maximales de jonction (100°C, 125°C et 150 °C) [*Infi02*]

- La seconde courbe provient d'un deuxième cyclage thermique pour plusieurs niveaux de différence de température au niveau de la semelle (ΔT_c) avec une durée de cycle plus longue (5 minutes). Ce test permet essentiellement d'évaluer la durée de vie de la brasure située entre le substrat DBC et la semelle (la durée des cycles étant longue, le flux de chaleur a le temps de traverser toute la structure du composant). La courbe N/S est représentée sur la **Figure 3-14** pour différentes technologie d'assemblage. Notons que l'assemblage qui nous intéresse ici est le 62mm. Ces cyclages ont été réalisés avec une température de semelle minimale de 25°C.

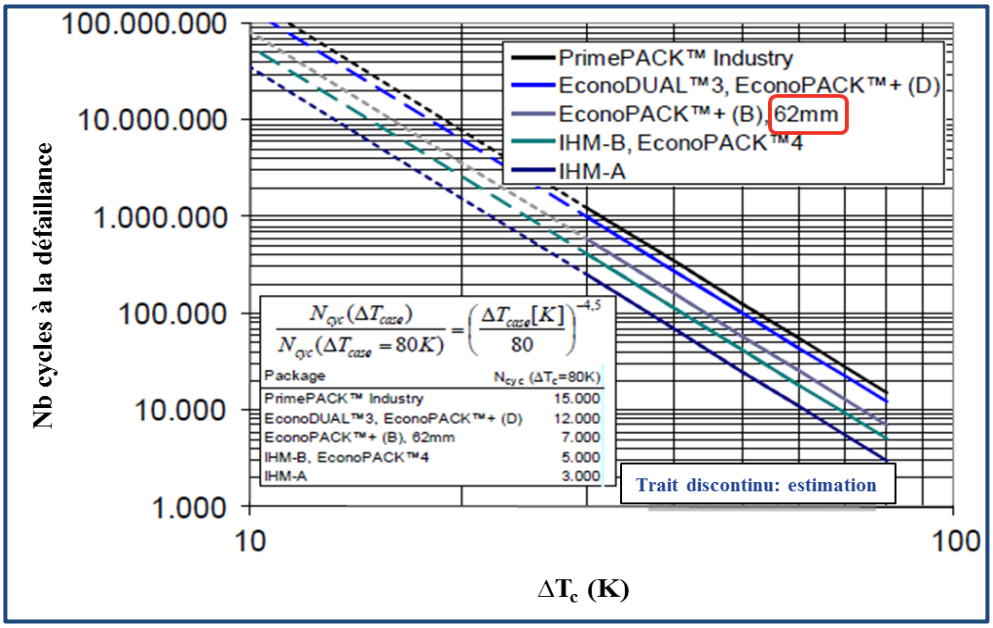


Figure 3-14 Courbe N/S (Nb cycles = f (ΔTc)) des modules IGBT de chez Infineon pour différentes technologies d'assemblage [*Infi*]

3.1.2.5 *Effet de la panne d'un IGBT sur le système*

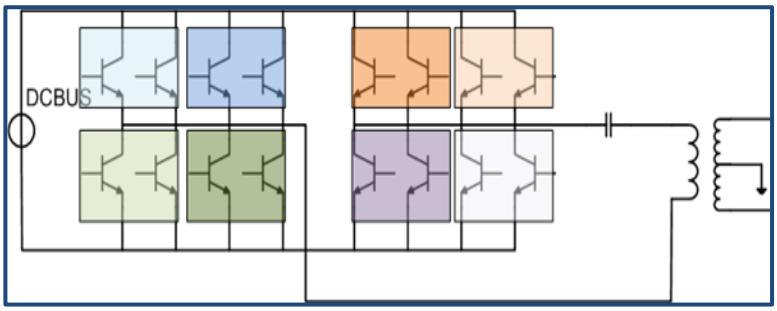


Figure 3-15 Topologie de l'onduleur résonant utilisant les IGBT

La **Figure 3-15** illustre la topologie de l'onduleur résonant où sont utilisés les modules IGBT. Dans cette configuration, les commandes de grille sont individuelles à chaque module. Les modules IGBT fonctionnent donc de manière indépendante.

L'analyse fonctionnelle montre que la dérive d'un paramètre indicateur de défaillance tel que le R_{th} n'a pas d'effet visible sur le fonctionnement du système. Seule une défaillance franche de l'IGBT a une conséquence sur le fonctionnement du système. Une défaillance en circuit ouvert d'un IGBT entraîne une surcharge de contrainte sur les IGBT survivants mais cela n'altère pas tout de suite le fonctionnement de l'onduleur. Ce dernier est toutefois, si le mode de fonctionnement est sévère (poses à forte puissance), assez rapidement défaillant au vu des contraintes supplémentaires sur les IGBT. La défaillance d'un deuxième module entraîne la perte de l'onduleur.

En cas de court-circuit d'un seul module, l'onduleur n'est plus opérationnel.

3.1.3 Les Diodes de puissance

3.1.3.1 *Identification des stress les plus représentatifs*

Les diodes de puissance sont utilisées pour le redressement de la tension alternative en sortie du transformateur haute tension. Cette tension est ensuite filtrée avant d'alimenter le tube à rayons X. Les topologies des nouveaux types de générateurs à rayons X sont constituées de plusieurs étages de transformations indépendants. Les étages délivrent les mêmes tensions continues et la somme de ces dernières constitue la tension de sortie du générateur. Chaque étage possède donc son propre circuit redresseur. Les étages de transformation sont assemblés dans un conteneur mécanique hermétique, appelé « *tank* », rempli d'huile minérale. Les nouvelles topologies en cours de développement s'accompagnent d'une réduction considérable de la taille du « *tank* ». Pour rester dans les mêmes gammes de puissance avec une

miniaturisation des composants, il est donc nécessaire de faire fonctionner ces derniers à fréquence plus élevée.

Au vu du fonctionnement intermittent du générateur à rayons X, les diodes de puissance sont soumises à des variations de température fréquentes, cela nous amène à considérer la fatigue thermomécanique comme le phénomène d'usure prépondérant.
De plus, nous devons considérer le stress électrique dû à la tension inverse car le mode de défaillance le plus commun, en l'occurrence le claquage de la jonction, est lié à ce dernier.

La contrainte liée à la vibration est induite par la rotation du Scanner. En effet, dans cette application, le « *tank* » est embarqué dans la partie rotative du scanner et ce dernier tourne à une vitesse élevée lors des phases d'émission de rayons X. Cependant, cet effet n'est pas exploré dans ces travaux de thèse car, dans un premier temps, les contraintes liées à la variation de température sont considérées comme prépondérantes.

La contrainte liée à l'humidité est inexistante pour les composants du « *tank* » car ils sont tous immergés dans de l'huile minérale et ne sont pas donc en contact avec l'air.

3.1.3.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés

Comme pour les MOSFET et les IGBT, le modèle de Norris-Landzberg est proposé pour décrire l'effet combiné de la température ambiante et des excursions de température ainsi que la fréquence des cycles de température sur la durée de vie des diodes de puissance.

3.1.3.3 Description des bancs de test et conditions de cyclage

Pour évaluer la fiabilité des diodes de puissance en application médicale, deux bancs de cyclage ont été mis en place pour permettre de tester les étages de transformation de deux générateurs en cours de conception avec des configurations et des composants différents.

3.1.3.3.1 Banc de test de la configuration N°1

La première configuration est constituée d'un étage de transformation haute tension avec son circuit de redressement. L'étage de transformation est composé de deux transformateurs haute tension. Chaque transformateur est divisé en 12 secteurs, chacun représentant un circuit de redressement en pont de Graëtz composé de quatre diodes, d'un condensateur céramique multicouches de filtrage et d'un autre condensateur céramique multicouches d'équilibrage, comme le montre le schéma de la **Figure 3-17**. Les condensateurs

utilisés dans cette configuration sont type I avec un diélectrique COG/NPO. La **Figure 3-16** montre une photo de l'étage de transformation.

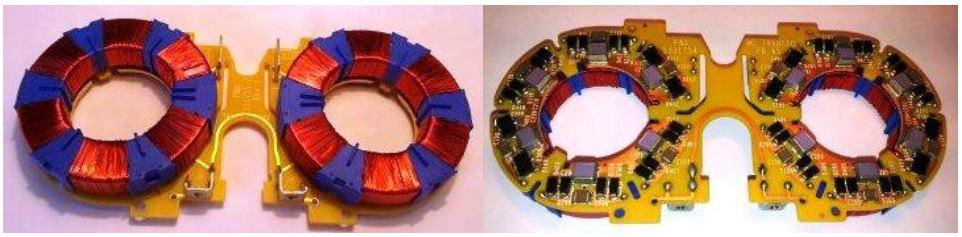


Figure 3-16 Photo d'un étage de transformation (à gauche : face arrière avec les deux transformateurs de l'étage ; à droite : face avant avec les circuits de redressement)

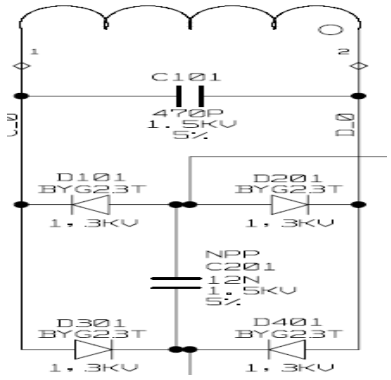


Figure 3-17 Schéma de l'étage de transformation, Configuration 1

La **Figure 3-18** montre une image du banc de test de la configuration 1.



Figure 3-18 Banc de test de la configuration 1

Les conditions de tests sont indiquées dans le **Tableau 3-4**.

Tableau 3-4 Paramètres du cyclage de la configuration 1

Tension (kV)	Courant (mA)	t_{ON} (s)	t_{OFF} (s)	T_ambiante (°C)	ΔT (°K)
6	550	60	180	70	30

3.1.3.3.2 Banc de test de la configuration N°2

La deuxième configuration est également constituée d'un transformateur haute tension et de son circuit redresseur et de filtrage. L'étage de transformation est formé de deux transformateurs. Chaque transformateur est composé de deux secteurs, chacun représentant un circuit de redressement multiplieur de tension composé de quatre diodes, de quatre condensateurs céramique multicouches de filtrage et d'un autre condensateur céramique multicouches d'équilibrage, comme l'illustre le schéma de la **Figure 3-20**. Les condensateurs de filtrage utilisés dans cette configuration sont de type II avec un diélectrique X7R alors que les condensateurs d'équilibrage sont de type I. La **Figure 3-19** montre une photo de l'étage de transformation.

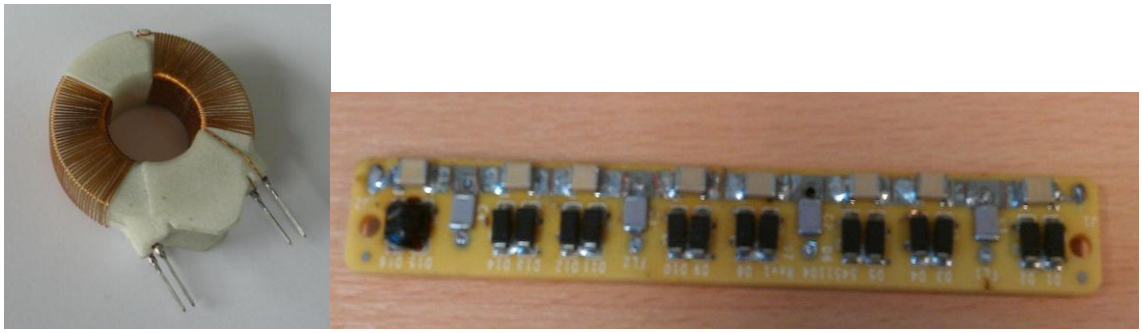


Figure 3-19 Photo d'un étage de transformation (à gauche : transformateur x 2 ; à droite : circuits de redressement)

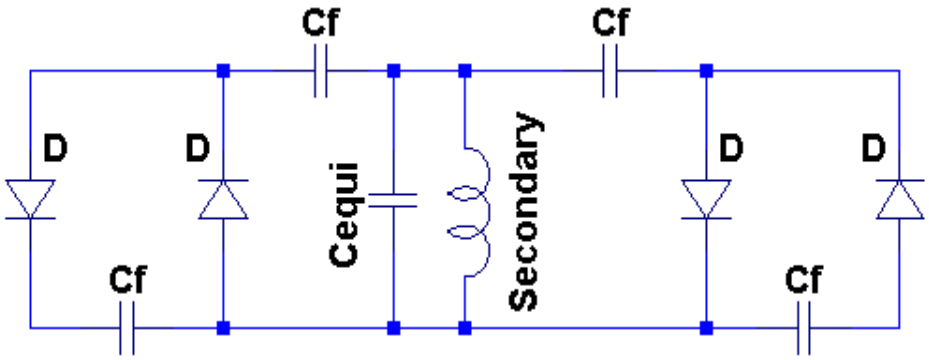


Figure 3-20 Etage de transformation, Configuration 2

La **Figure 3-21** montre une image du banc de test de la configuration 2.

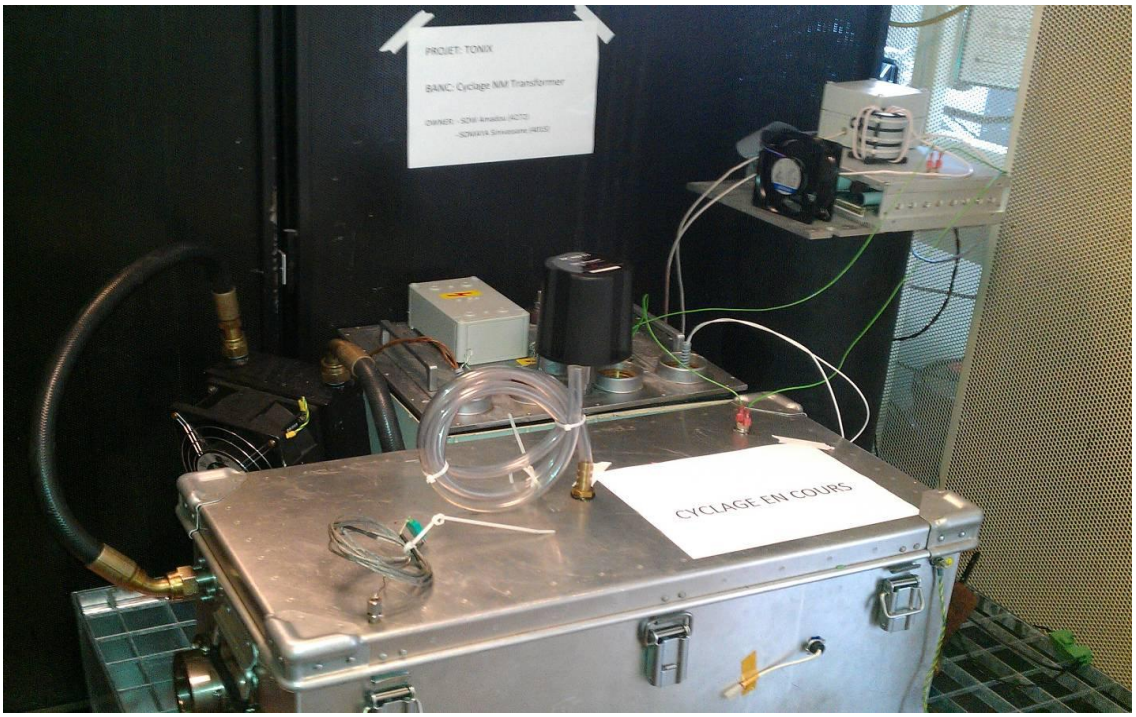


Figure 3-21 Banc de test de la configuration 2

Le **Tableau 2-1** résume les conditions de tests de la configuration 2.

Tableau 3-5 Paramètres du cyclage de la configuration 2

Tension (kV)	Courant (mA)	t_{ON} (s)	t_{OFF} (s)	T_ambiante (°C)	ΔT (°K)
6,5	245	45	135	70	70

3.1.3.4 Circuit de test des étages de transformation

Dans les deux configurations, le principe du banc de test est le même mais les équipements utilisés diffèrent car les gammes de puissance ne sont pas identiques. Un onduleur résonant avec son circuit résonant a été utilisé pour alimenter l'étage de transformation. La tension continue DC Bus fournie par une alimentation externe est utilisée pour alimenter l'onduleur ; son ajustement permet de fixer la tension de sortie de l'étage de transformation. La **Figure 3-22** montre le circuit de test qui est commun aux deux configurations.

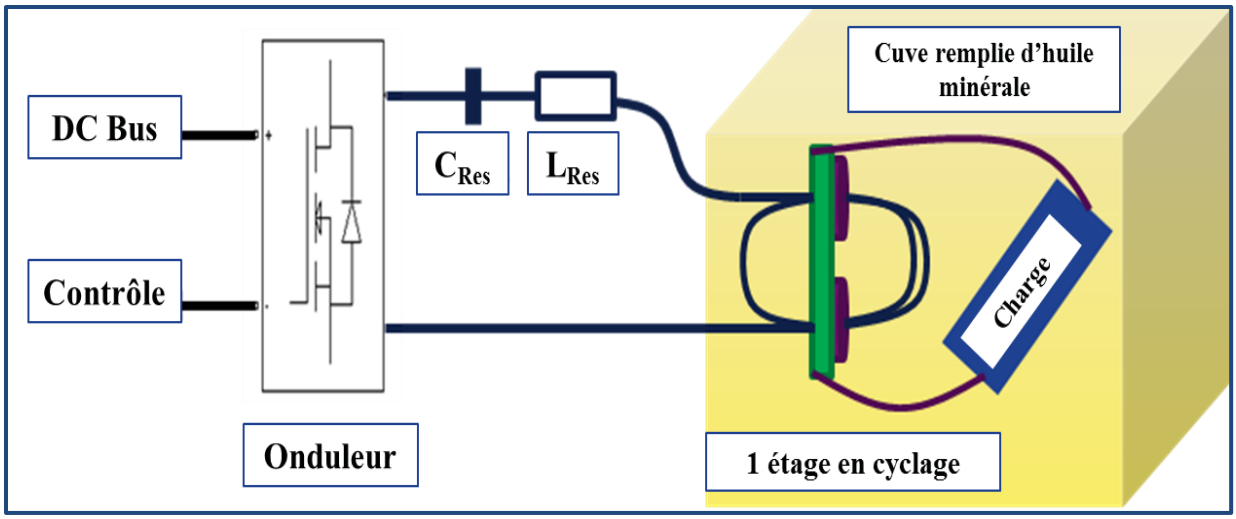


Figure 3-22 Circuit de test des étages de transformation

3.1.3.5 Paramètres indicateurs de défaillance et résultats des essais

Durant le cyclage, la température de fonctionnement des diodes de puissance et les paramètres électriques de sortie (tension de sortie, courant résonant et fréquence de fonctionnement) sont les principaux paramètres qui ont fait l'objet d'un suivi régulier. Les paramètres électriques de sortie n'ont pas subi de modification durant le cyclage. Cela est permis par la régulation du générateur qui s'occupe de donner des valeurs de consigne exactes tant que la dégradation d'un composant n'est pas effective.
Cependant, on note une faible augmentation de la température maximale de boîtier mesurée tout au long du cyclage.

Pour la configuration 1, le premier étage de transformation testé a subi une défaillance au bout de 1500 cycles de fonctionnement. Cela correspond à un défaut de jeunesse car la défaillance est arrivée beaucoup plutôt que prévu. Les analyses de défaillance nous permettront d'identifier le mécanisme de défaillance observé. Le deuxième essai a été arrêté au bout de 35000 cycles sans défaut apparent.

Pour la configuration 2, un seul étage de transformation a été testé. Le cyclage a été arrêté au bout de 60000 cycles sans aucune défaillance apparente.

3.1.3.6 Analyses de défaillance

Des analyses non destructives ont été réalisées à l'aide d'un microscope acoustique (SAM) et d'un microscope à rayons X (RX).

- Analyse de défaillance du premier étage de transformation de la configuration 1 (Défaillance à 1500)

Le setup expérimental des microscopes est le suivant :

- RX : système Fein Focus Fox, tension du faisceau 90 à 100 kV, courant du faisceau < 1mA,
- SAM : système PVA TePla 300, sonde 35 MHz, focal 10 mm.

Les deux secteurs analysés sont encerclés en rouge sur la **Figure 3-23**.

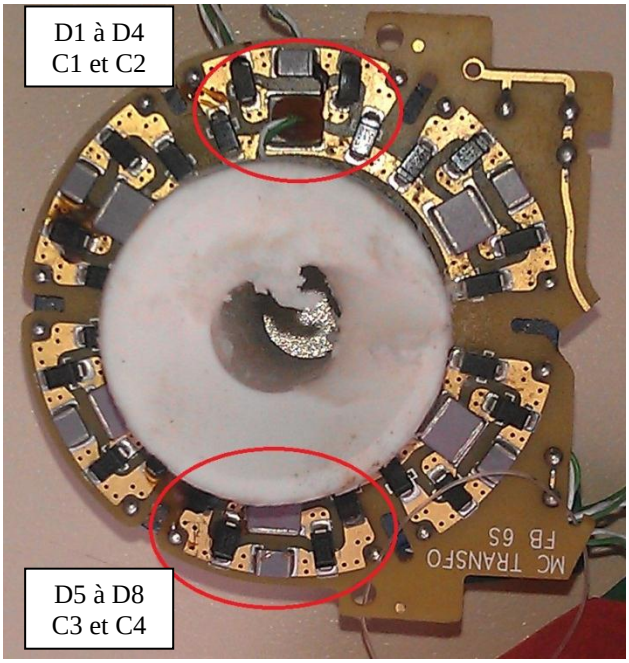


Figure 3-23 Photo de l'étage de transformation défaillant

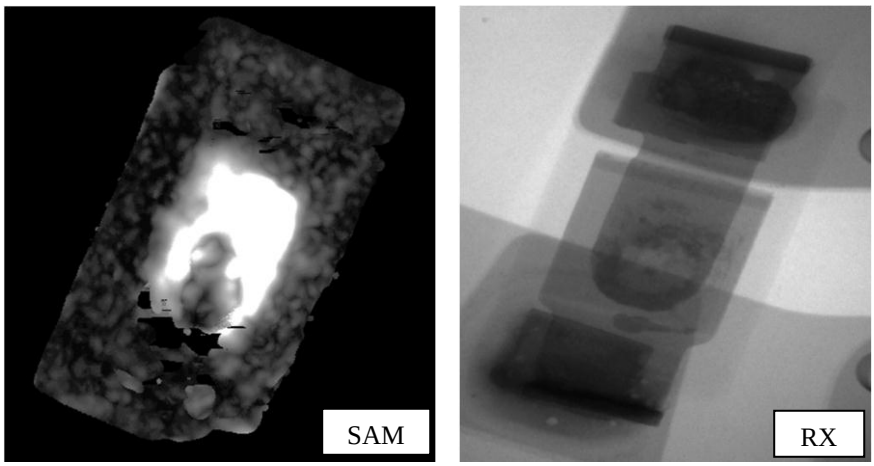


Figure 3-24 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D1

Sur la **Figure 3-24** l'image SAM comporte une très forte réflexion centrale, il y a une délamination. Cette zone et la matière environnante sont très perturbées. En RX, nous pouvons

observer des amas de matière en dehors du corps central de la diode. Les joints brasés semblent avoir refondu.

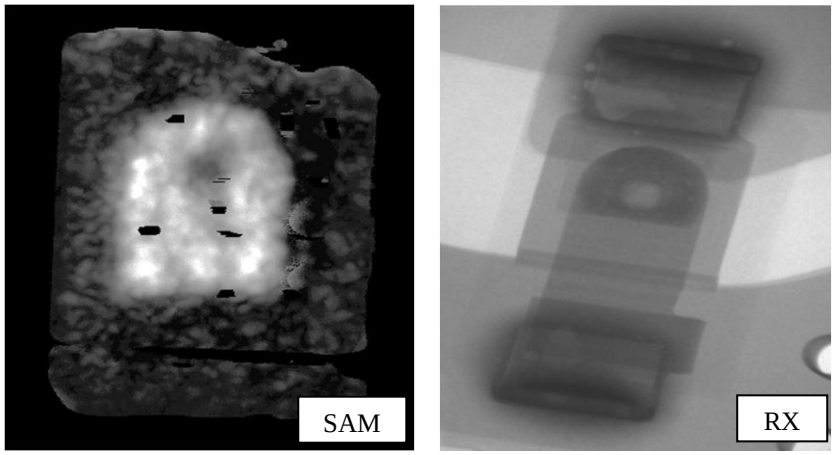


Figure 3-25 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D2

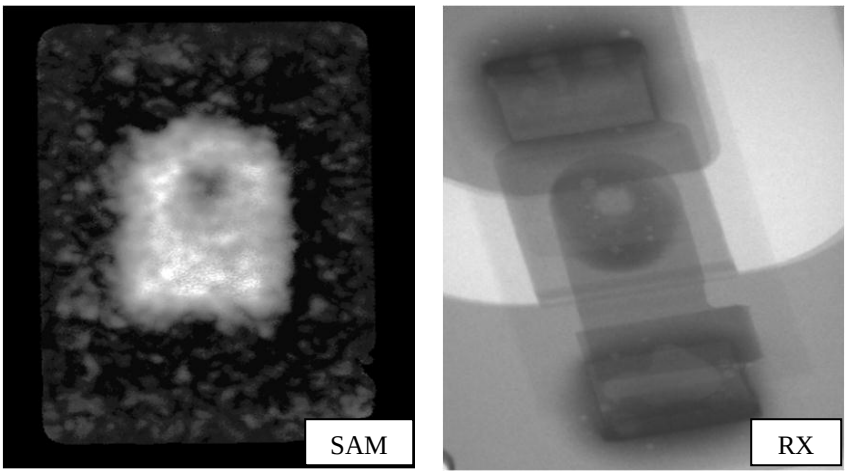


Figure 3-26 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D3

Sur la **Figure 3-26** et **Figure 3-25** les images SAM montrent que l'interface du lead frame de la diode est plutôt homogène. Cependant la granularité de la résine d'enrobage perturbe le signal. En RX nous n'observons pas de défauts visibles dans la diode, la structure semble saine. Il y a cependant des cavités dans les joints brasés.

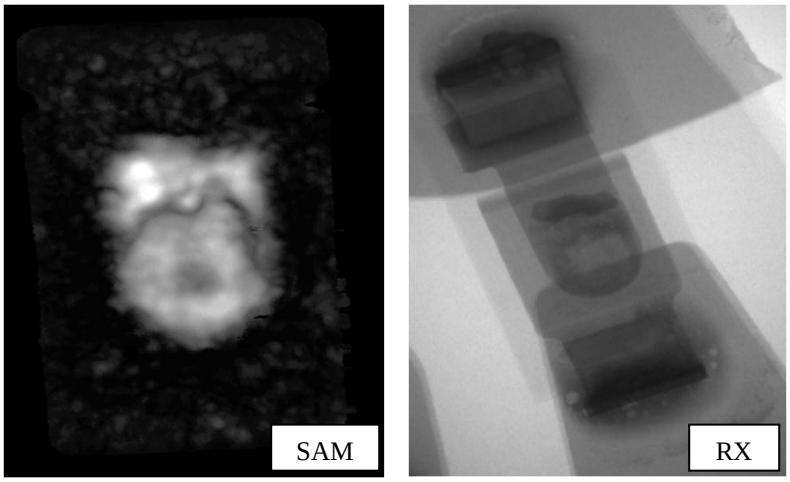


Figure 3-27 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D4

Sur la **Figure 3-27** l'image SAM montre une structure interne dégradée : l'écho du lead frame est hétérogène avec des zones comportant des échos forts qui semblent correspondre à des cavités et des délaminations.

De même, un arc sombre sépare la surface de l'écho du lead frame en deux parties, à cet endroit l'écho acoustique est partiellement absorbé. En RX, une zone sombre proche de la diode est visible, les joints brasés semblent avoir refondu.

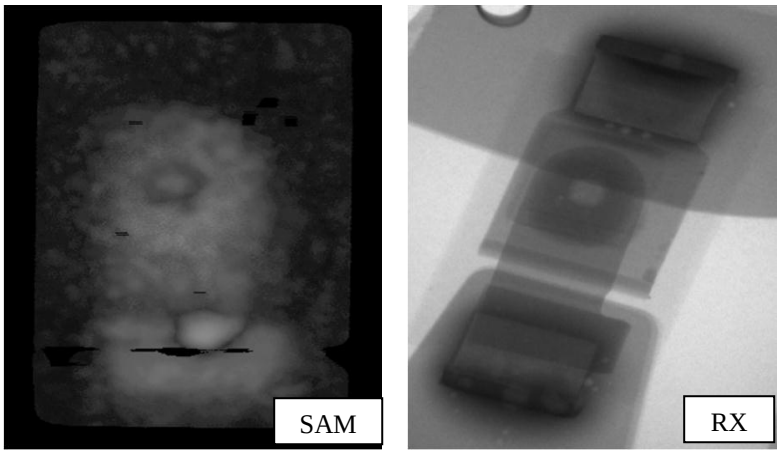


Figure 3-28 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D5

Dans la **Figure 3-28** l'image SAM montre que l'interface du lead frame de la diode est plutôt homogène. Cependant la granularité de la résine d'enrobage perturbe le signal. Une cavité est présente au niveau du pad inférieur de report ; nous ne pouvons dire si c'est une défaillance. En RX nous n'observons pas de défauts visibles dans la diode, la structure semble saine. Il y a cependant de grandes cavités dans les joints brasés.

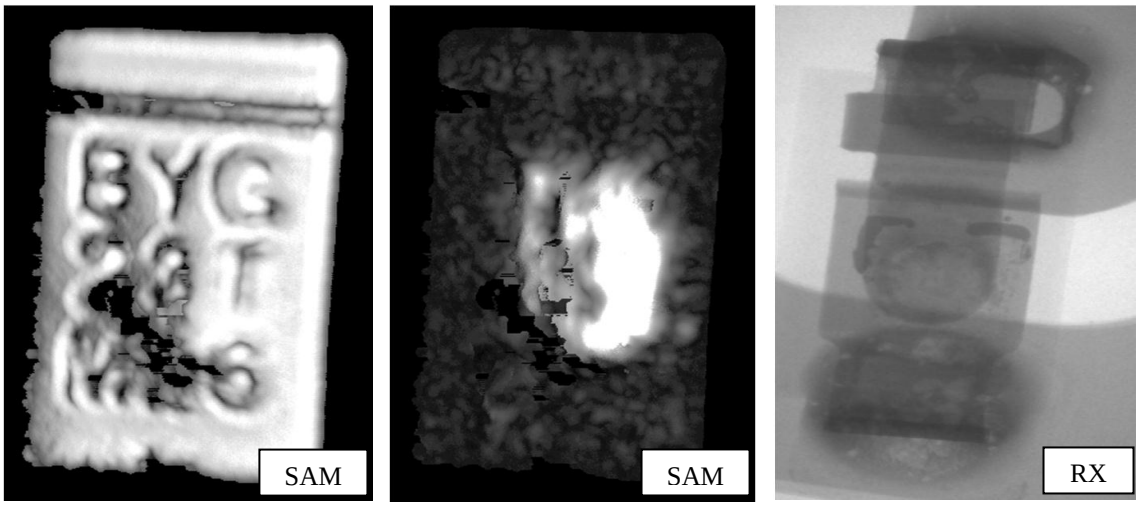


Figure 3-29 Images SAM (à gauche et au milieu) et RX (à droite) de D6

Dans la **Figure 3-29** les images SAM montrent une structure interne dégradée : l'écho du lead frame est hétérogène avec des zones comportant des échos forts qui ressemblent à des cavités et des délaminations. De même, la surface du packaging est endommagée (elle est percée et dilatée). En RX, des amas de matière se situent autour de la diode, les joints brasés sont perturbés. Aussi, la position de la diode est décalée par rapport à l'axe des pads.

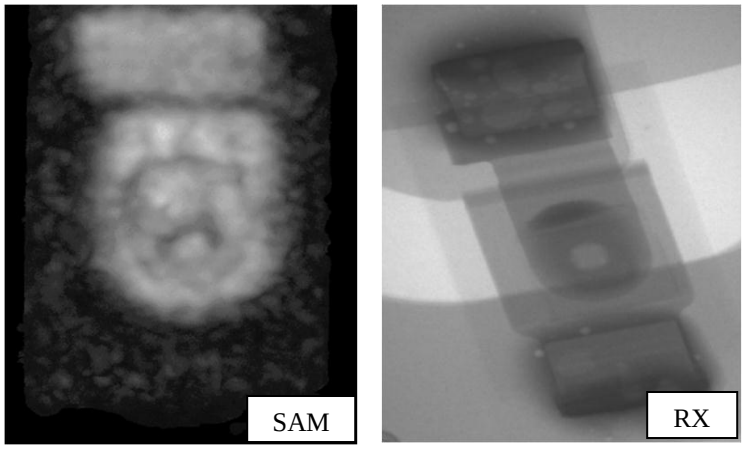


Figure 3-30 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D7

Dans la **Figure 3-30** l'image SAM montre une zone hétérogène au niveau de l'interface diode-lead frame, une amorce de fissure est visible, une matière peu cohésive pourrait être aussi à l'origine de ces échos hétérogènes. En RX, au même endroit, un amas sombre est présent. De grandes cavités sont aussi présentes dans le joint brasé supérieur.

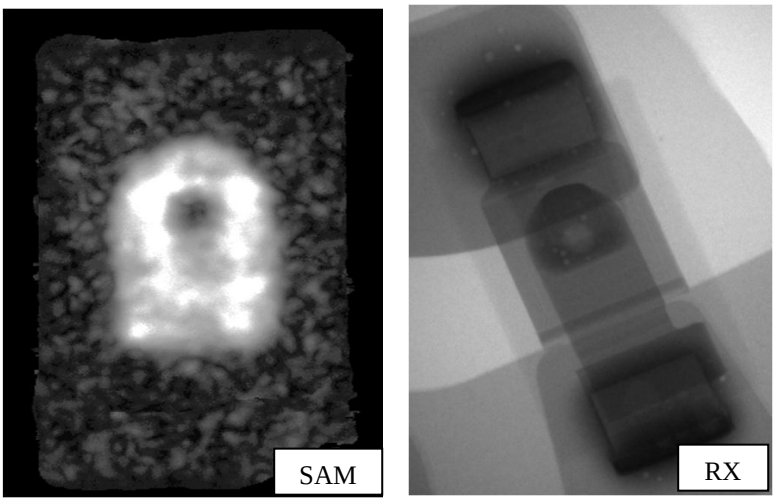


Figure 3-31 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D8

Dans la **Figure 3-31** l'image SAM montre un écho de lead frame homogène, la structure environnante est intacte. En RX la structure de la diode semble aussi intacte. On observe aussi des lacunes au niveau de la brasure.

- Analyses de défaillance du deuxième étage de transformation de la configuration 1 (Arrêt des tests à 35000 cycles)

Les analyses de cet étage de transformation ont été effectuées uniquement à l'aide d'un microscope acoustique. Le setup expérimental du microscope est le suivant :

- système PVA TePla 300, sonde 35 MHz, focal 10 mm.

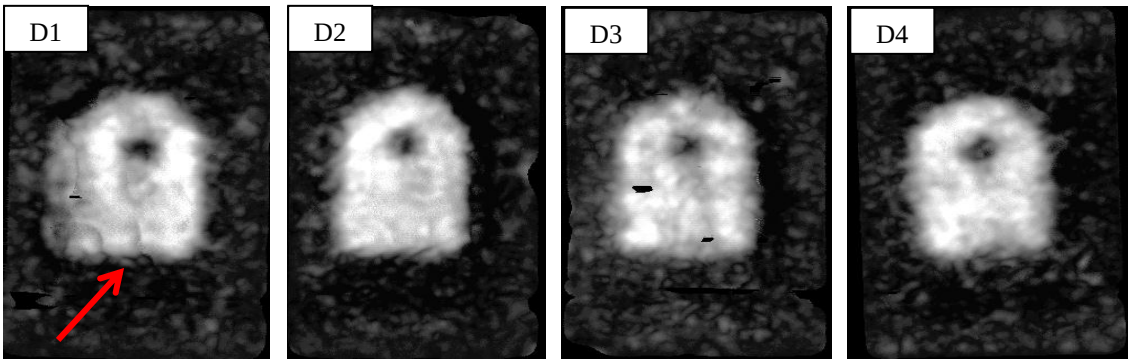


Figure 3-32 Images acoustiques des diodes de puissance (diode D1 à D4) de l'étage de transformation de la configuration 1(arrêt des tests à 35000 cycles)

La **Figure 3-32** montre les analyses acoustiques réalisées sur les diodes D1 à D4 du deuxième étage de transformation testé. La diode D1 présente des amorces de délamination sur la partie inférieure de l'attache de la puce (flèches rouges). Les images des diodes D2, D3 et D4 montrent que l'interface du lead frame de la diode est plutôt homogène.

- Analyses de défaillance de l'étage de transformation de la configuration 2 (Arrêt des tests à 60000 cycles)

Pour cette configuration aussi, quatre diodes ont été analysées grâce au microscope acoustique (système PVA TePla 300, sonde 35 MHz, focal 10 mm).

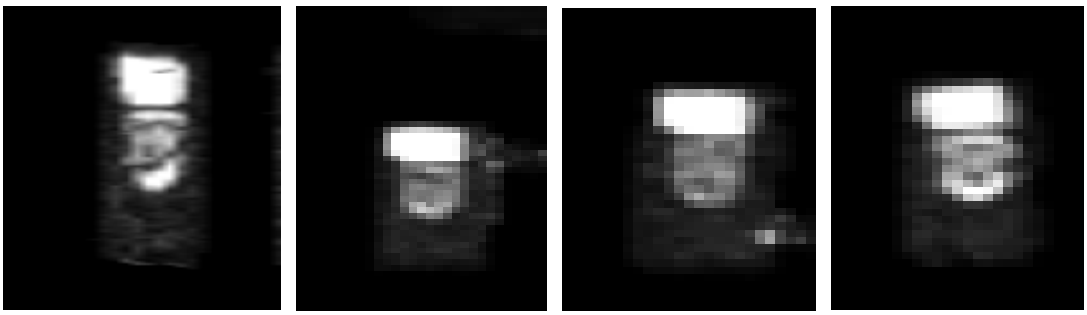


Figure 3-33 Images acoustiques des diodes de puissance (diode D18 à D20) de l'étage de transformation de la configuration 2 (arrêt des tests à 60000 cycles)

La **Figure 3-33** montre les images acoustiques de quatre diodes de l'étage de transformation de la configuration 2. Les images sont hétérogènes et on observe des amorces de délamination sur les attaches des puces.

3.1.3.7 Effet de la panne d'une diode HT sur le système

La dérive d'un paramètre tel que la résistance thermique R_{th} a pour effet une augmentation des pertes par commutation et donc de la température de fonctionnement des diodes. Cependant, cela n'est pas détecté par le système et n'a pas d'effet sur le fonctionnement du générateur.

Le mode de défaillance des diodes de redressement le plus observé est le court-circuit. Le retour d'expérience ne rapporte pas de défaillance en circuit ouvert. L'effet de la défaillance d'une seule diode n'est pas directement détecté et n'a pas d'effet significatif sur le fonctionnement du générateur. Dans ce cas, seule une alternance de redressement du secteur est perdue. La conséquence est une augmentation faible de la tension résiduelle à forte charge (courant du tube élevé) et une haute tension légèrement plus faible. Cet effet n'est pas visible à faible charge (faible courant du tube).

La défaillance de deux diodes situées sur le même secteur entraîne la perte de l'étage de transformation. La régulation du système détecte cette anomalie et s'occupe de faire fonctionner les autres étages en régime plus élevé (plus de courant) afin de délivrer les bons paramètres de consigne (kV, mA).

3.1.4 Les condensateurs céramique multicouches

3.1.4.1 Identification des stress les plus représentatifs

Les circuits de transformation haute tension utilisent généralement deux types de condensateurs céramiques : ceux pour le filtrage du signal redressé et ceux pour l'équilibrage des différents secteurs de redressement. La contrainte diélectrique liée à la tension DC et celle liée aux excursions de température, dues à la nature très intermittente du fonctionnement des condensateurs en application médicale, apparaissent comme les plus représentatifs des phénomènes d'usure. Les excursions de température sont dues en partie à l'ondulation (*ripple*) de la tension continue aux bornes des condensateurs de filtrage ; cette ondulation de tension se traduisant par des pertes diélectriques.

3.1.4.2 Modèle mathématique associé aux stress identifiés

Etant donné qu'en usage réel la marge de tension vue par les composants par rapport à leur tension nominale est suffisante pour prévenir tout stress diélectrique, nous n'utiliserons pas de modèle d'accélération liée à la tension continue, d'autant plus que le banc de test ne permet pas d'avoir un facteur d'accélération suffisant pour provoquer une défaillance rapide. Seule l'accélération relative à la température sera donc considérée. Le modèle de Norris-Landzberg est alors utilisé pour modéliser l'effet des cycles de température et de la température ambiante sur la durée de vie des condensateurs céramiques.

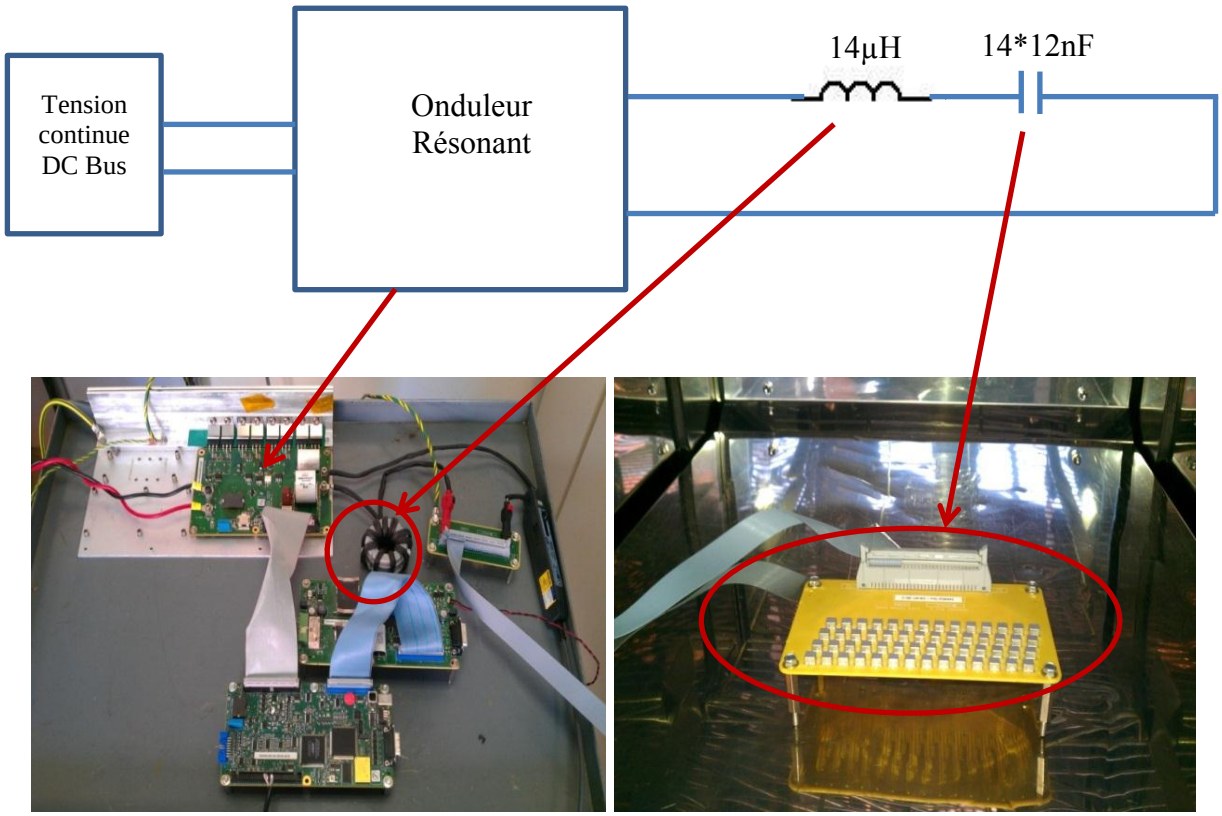
3.1.4.3 Les condensateurs céramique multicouches de type I

3.1.4.3.1 Banc de test N°1

Un premier banc de cyclage qui explore l'effet du stress lié à l'ondulation de tension et aux excursions de température a été mis en place. Ce banc de cyclage a nécessité la fabrication d'un PCB avec le même nombre de couches que dans une configuration réelle. Les condensateurs sont brasés sur le PCB avec le même processus et sont mis en parallèle pour pouvoir utiliser une alimentation unique. Les condensateurs testés sont de type I, de taille 2225 et ont une valeur de 12nF. Dans le but de reproduire les contraintes électriques et thermiques vues par les condensateurs céramiques lors de leur utilisation réelle, nous avons utilisé un convertisseur résonant qui a servi d'alimentation de tension alternative et une enceinte climatique pour apporter le stress thermique. Pour cela, les condensateurs sous test représentent

la capacité résonante du convertisseur. Cette capacité d'une valeur de 168nF est constituée de 14 condensateurs de 12 nF en parallèle.

L'alimentation DC externe est réglée pour avoir la tension alternative désirée aux bornes des condensateurs. Un générateur basse fréquence permet ensuite de générer un signal TTL à une fréquence de 200 kHz pour la commande du convertisseur à travers une carte de contrôle. La **Figure 3-34** montre le circuit de test ainsi les images du banc de test.



Circuit de test (contraintes électriques)

- 14*12nF → capacité résonante de 168nF
- PCB de MLCC dans l'enceinte climatique

Figure 3-34 Banc de cyclage actif des condensateurs céramiques de type I

Ce banc de cyclage permet de reproduire les contraintes d'utilisation des condensateurs céramique multicouches au sein du générateur à rayons X avec un certain facteur d'accélération. Une température de référence de 45°C est utilisée car cette valeur correspond à la température ambiante maximale à l'intérieur du « *tank* » lors d'une utilisation normale. Un cyclage thermique avec une excursion de température de 50°C est imposée aux condensateurs testés. Une contrainte électrique correspondante à une tension alternative 90V à 200 kHz est aussi utilisée pour reproduire les effets de la tension résiduelle sur les condensateurs céramiques de filtrage. La **Figure 3-35** montre le cycle de température imposé au circuit de test ainsi que la photo de l'enceinte climatique utilisée.

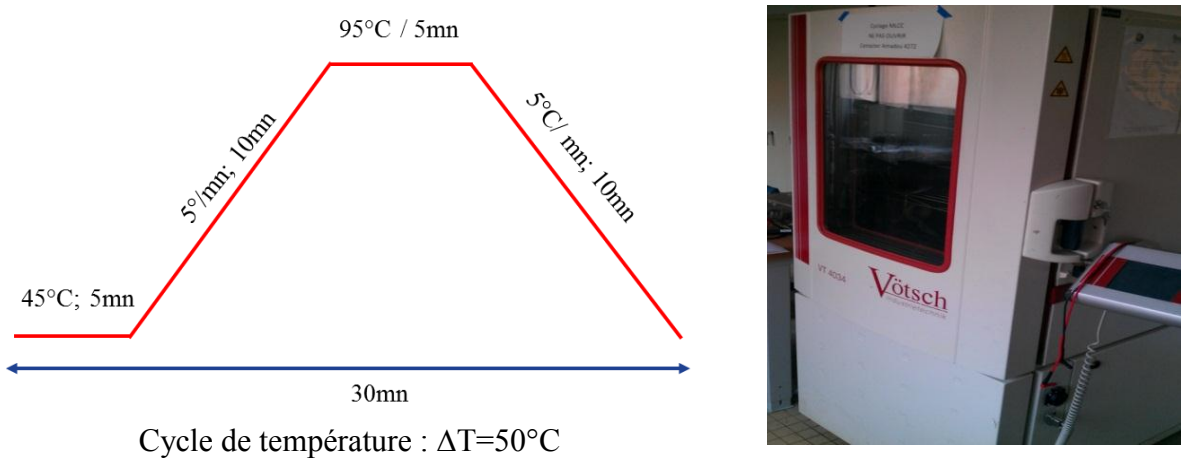


Figure 3-35 Conditions de cyclage thermique (profil imposé et enceinte climatique)

L'objectif de ce cyclage des condensateurs céramique multicouches est de démontrer que ces derniers peuvent subir les contraintes liées aux excursions de température et à la tension résiduelle sans une dérive critique de la capacité et la résistance série.

Le circuit équivalent choisi du condensateur céramique est constitué de la capacité (Cs) et de la résistance équivalente série (Rs) (voir **Figure 3-36**). Ce modèle simplifié est suffisant pour évaluer le vieillissement des MLCC. La résistance série équivalente représente la résistance métallique des connexions et des électrodes ainsi que les pertes diélectriques. L'évolution de ces deux paramètres a été suivie durant le test au moyen d'une mesure d'impédance.



Figure 3-36 Modèle électrique équivalent simplifié du condensateur céramique multicouches

Le système de mesure est un analyseur d'impédance de chez HP (HP 4192A). Les mesures sont effectuées en utilisant une configuration quatre fils. Cette configuration permet de s'affranchir de l'impédance des fils et des résistances de contact car les mesures de courant et de tension sont indépendantes. La fréquence de mesure varie de 1 kHz à 10MHz. Les valeurs de capacité et de résistance équivalente série sont mesurées simultanément en fonction de la fréquence.

La **Figure 3-37** montre les capacités après 3000 heures de vieillissement.

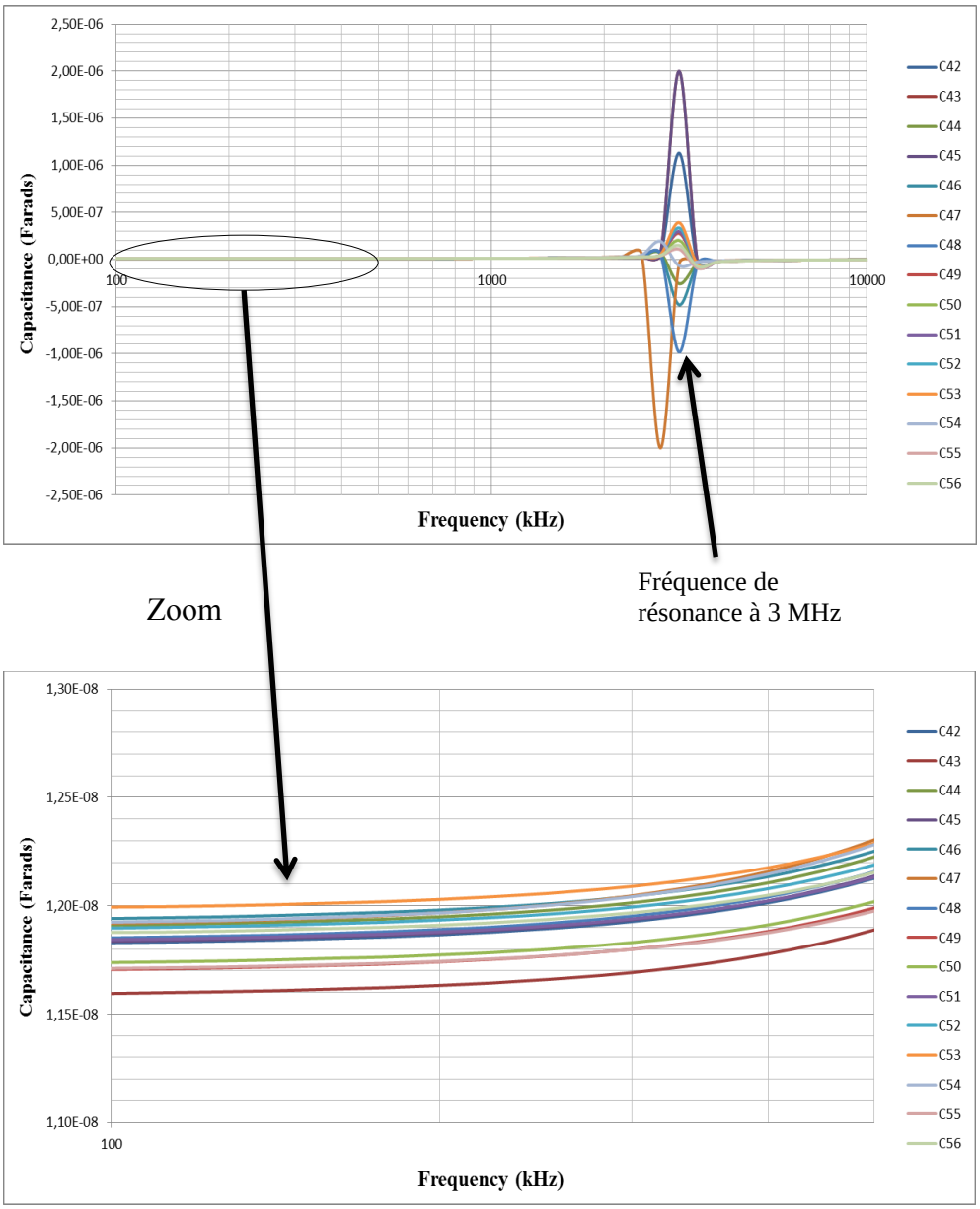


Figure 3-37 Capacité en fonction de la fréquence après 3000 heures de cyclage

Nous observons que les valeurs de capacité après le cyclage n'ont pratiquement pas évolué et sont toujours comprises entre 11,6 et 12 nF. Les mesures des capacités initiales ne sont pas montrées ici car elles sont très proches des mesures effectuées à l'issue du cyclage.

La **Figure 3-38** montre une comparaison des capacités avant et après les tests à une fréquence de 200 kHz qui représente la fréquence de fonctionnement du système. Cette comparaison vient confirmer que la valeur de la capacité à 200 kHz n'a pas subi de dérive après 3000 heures de test. On peut ainsi conclure que la capacité des condensateurs céramique multicouches de type I n'est pas affectée par l'ondulation de tension ni par l'excursion de température dans les conditions d'utilisation médicale.

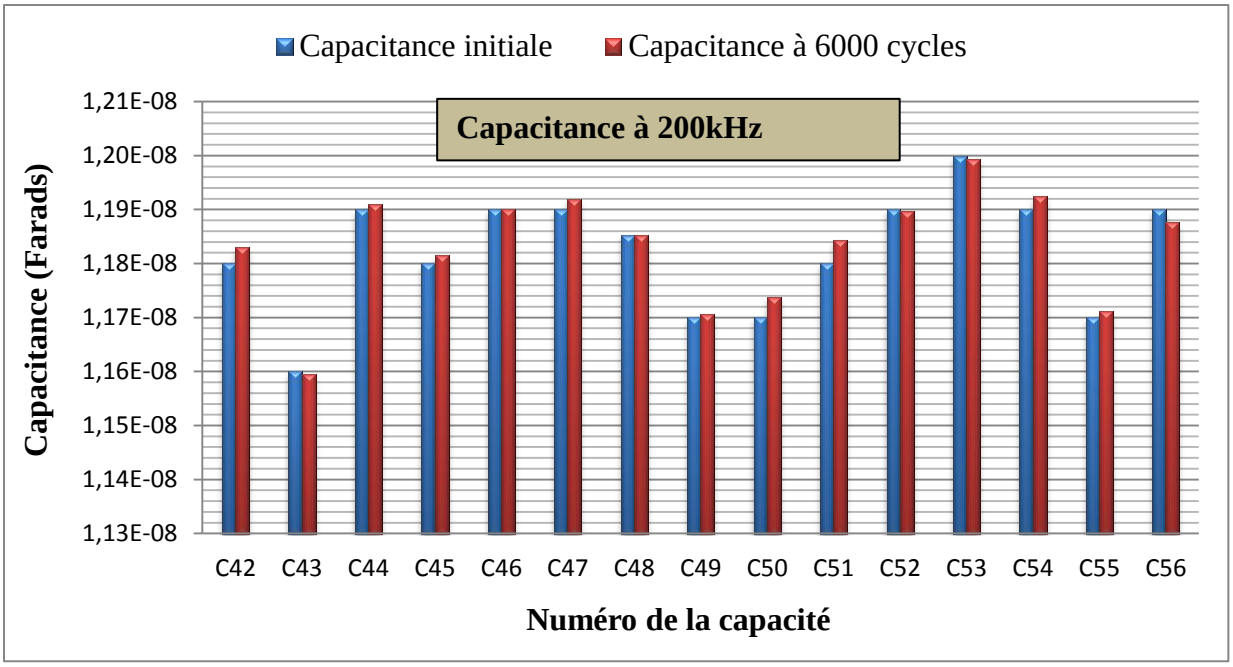


Figure 3-38 Comparaison des capacitances pour les MLCC de type I avant et après les tests à 200 kHz

La **Figure 3-39** montre les mesures de résistances série avant et après 3000 heures vieillissement.

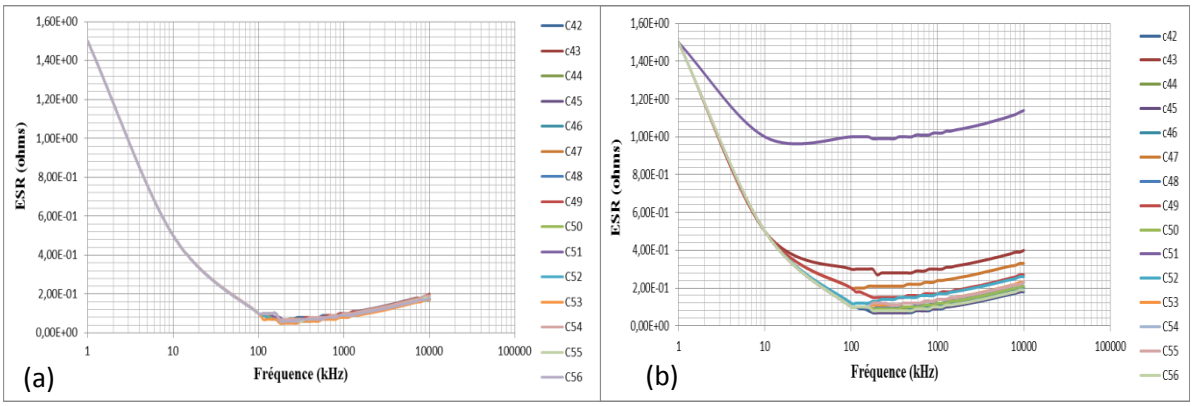


Figure 3-39 Résistance série équivalente en fonction de la fréquence avant (a) et après 3000 heures de cyclage (b)

Les mesures effectuées à l'arrêt des tests montrent une augmentation non uniforme de la valeur des résistances série au cours du cyclage. On observe cependant une augmentation élevée de R51 comparée aux autres résistances série. La **Figure 3-40** montre une comparaison des résistances série avant et après les tests à 200 kHz. L'augmentation de la résistance série a pour conséquence une hausse de la température de fonctionnement due à des pertes plus élevées. Cependant, l'augmentation observée n'altère pas le fonctionnement du système car d'une part, les limites de température du condensateur sont loin d'être atteintes et d'autre part, le système est très robuste dans l'huile minérale qui permet une meilleure évacuation de la

température. On peut donc affirmer que les contraintes d'utilisation normale n'ont pas un effet significatif sur la durée de vie des MLCC de type I.

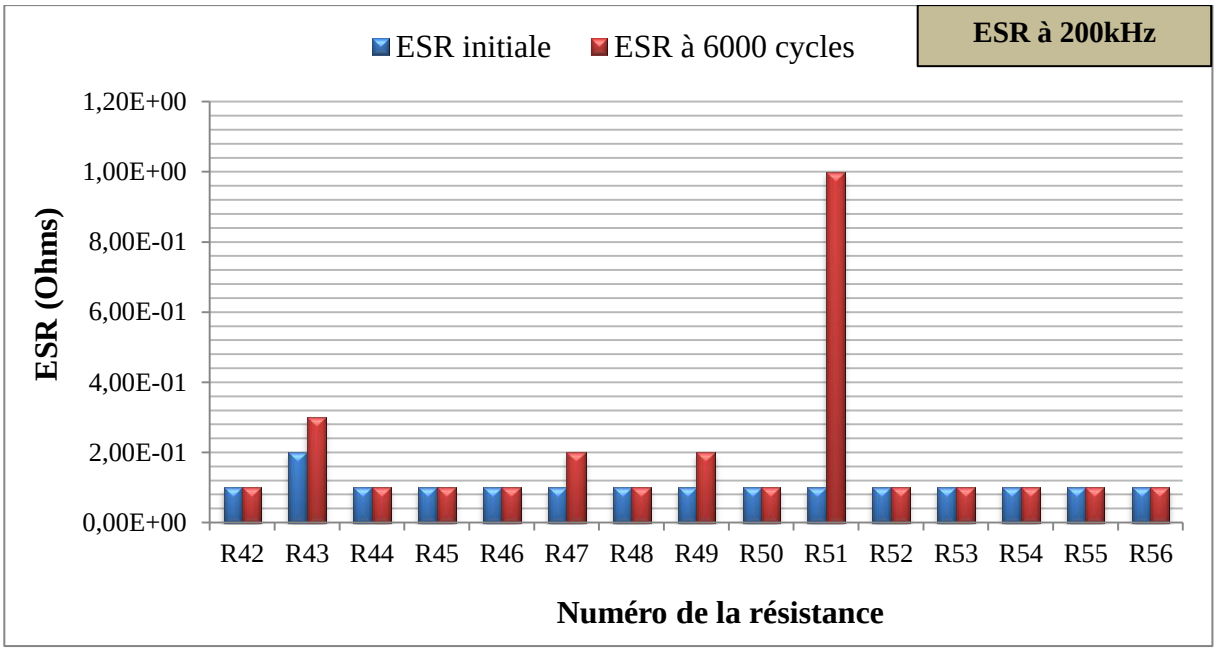


Figure 3-40 Comparaison des résistances séries pour les MLCC de type I avant et après les tests à 200 kHz

Cette étude a ainsi permis de conclure que les sources de défaillance des MLCC de type I ne sont pas l'excursion de température et la tension résiduelle.

Les autres axes de stress tels que la vibration et les stress accidentels que l'on observe (surcharges électriques ou spits) méritent d'être explorés pour évaluer leur effet sur les MLCC.

3.1.4.3.2 Banc de test N°2

Le banc de cyclage de l'étage de transformation de la configuration 1 nous a aussi permis de tester les condensateurs céramique multicouches de type I dans une configuration réelle. La description du banc de test et des conditions de cyclage est faite dans la section **3.1.3.3.1.**

Les mesures à l'impédancemètre de la capacité et de la résistance série à 200 kHz sont représentées respectivement par la **Figure 3-41** et la **Figure 3-42.**

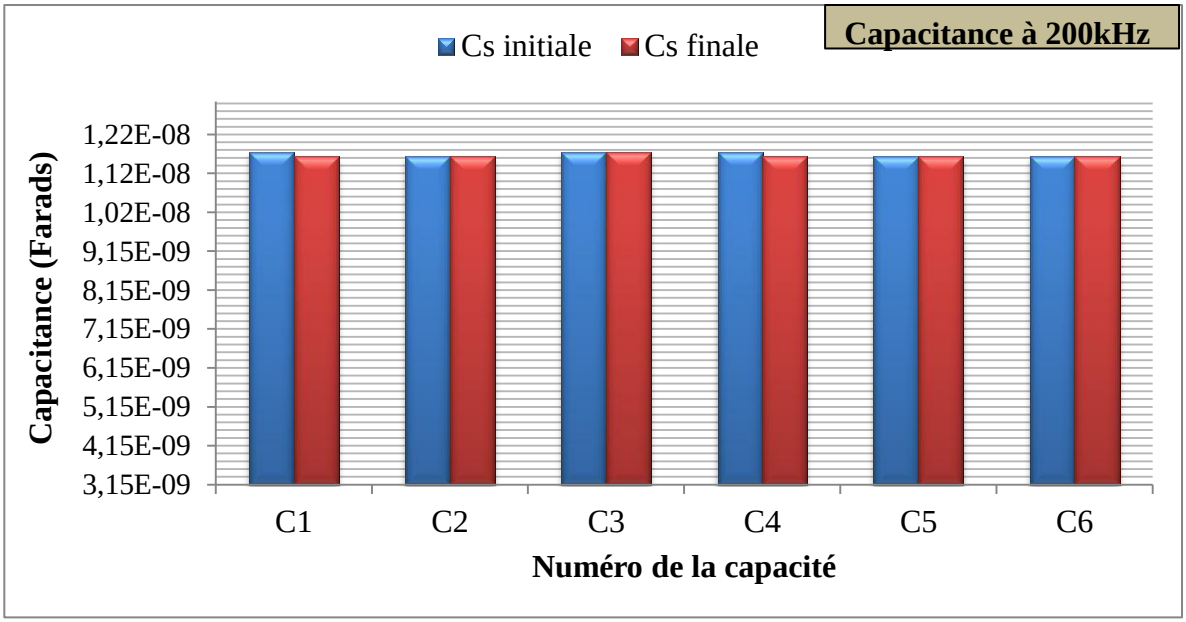


Figure 3-41 Comparaison des capacitances pour les MLCC 12 nF de la configuration 1 à 200 kHz

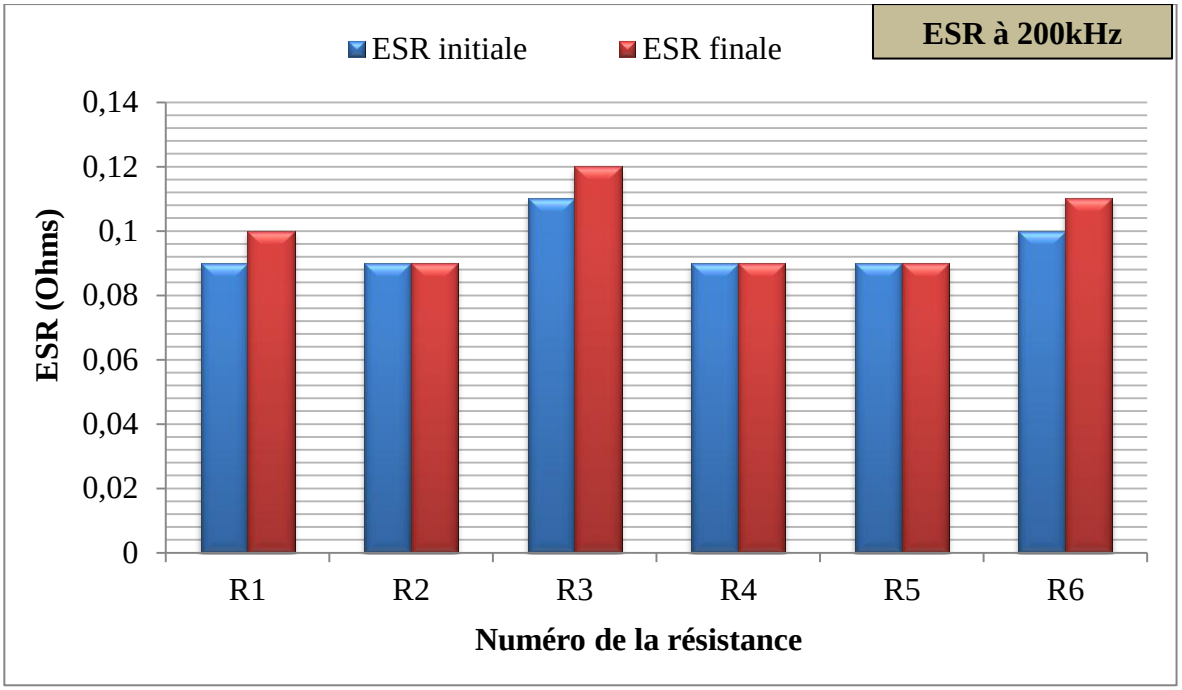


Figure 3-42 Comparaison des résistances série pour les MLCC 12 nF de la configuration 1 à 200 kHz

A l'arrêt du cyclage, Les mesures à 200 kHz ne montrent aucune évolution de la capacitance. Une faible augmentation de la résistance série est observée. Le cyclage des MLCC de type I dans une configuration réelle vient donc confirmer que ces derniers ne sont pas affectés par les conditions d'utilisation normale du générateur à rayons X.

3.1.4.4 Les condensateurs céramique multicouches de type II (diélectrique X7R)

Le banc de cyclage de l'étage de transformation de la configuration 2 nous a aussi permis de tester les condensateurs céramique multicouches de type II dans une configuration réelle. Les condensateurs testés ont une valeur initiale de 22 nF. La description du banc de test et des conditions de cyclage est faite dans la section **3.1.3.3.2**.

3.1.4.4.1 Paramètres indicateurs de défaillance

La **Figure 3-43** montre une comparaison des capacités avant et après les tests à 200 kHz.

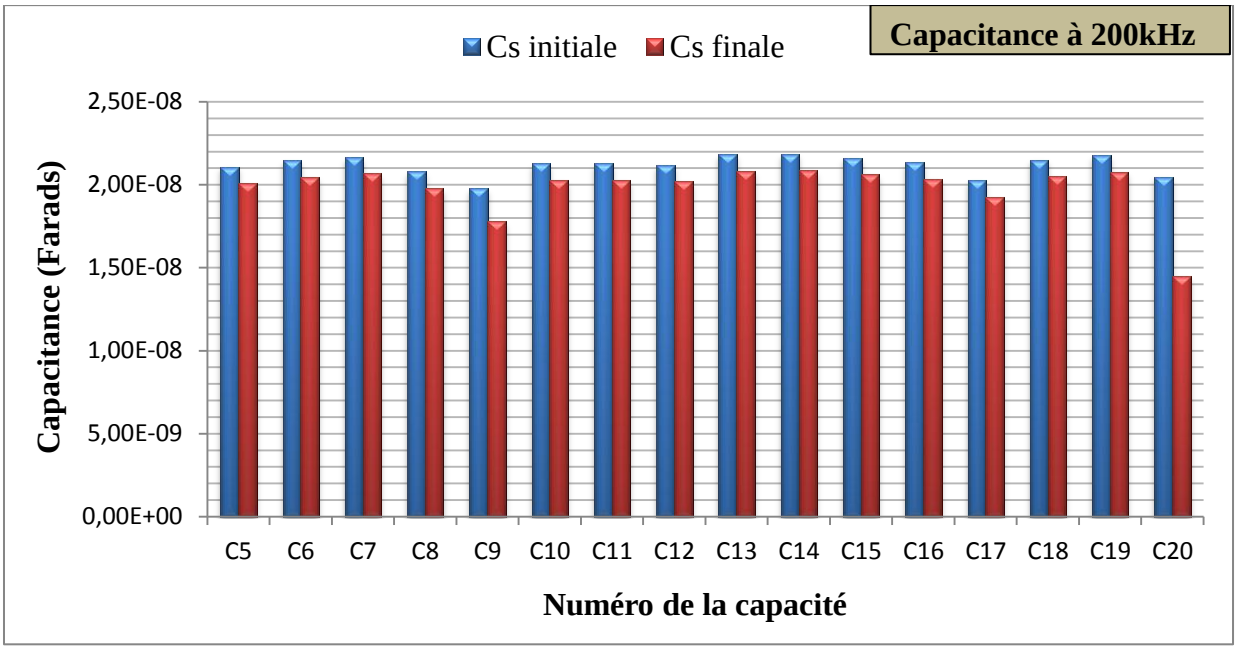


Figure 3-43 Comparaison des capacitances de type II avant et après les tests à 200 kHz

On constate une baisse générale des capacités. C9 et C20 enregistrent une baisse importante qui dépasse le seuil de tolérance de ces MLCC (+/- 10%).

La **Figure 3-44** montre une comparaison des résistances série avant et après les tests à 200 kHz.

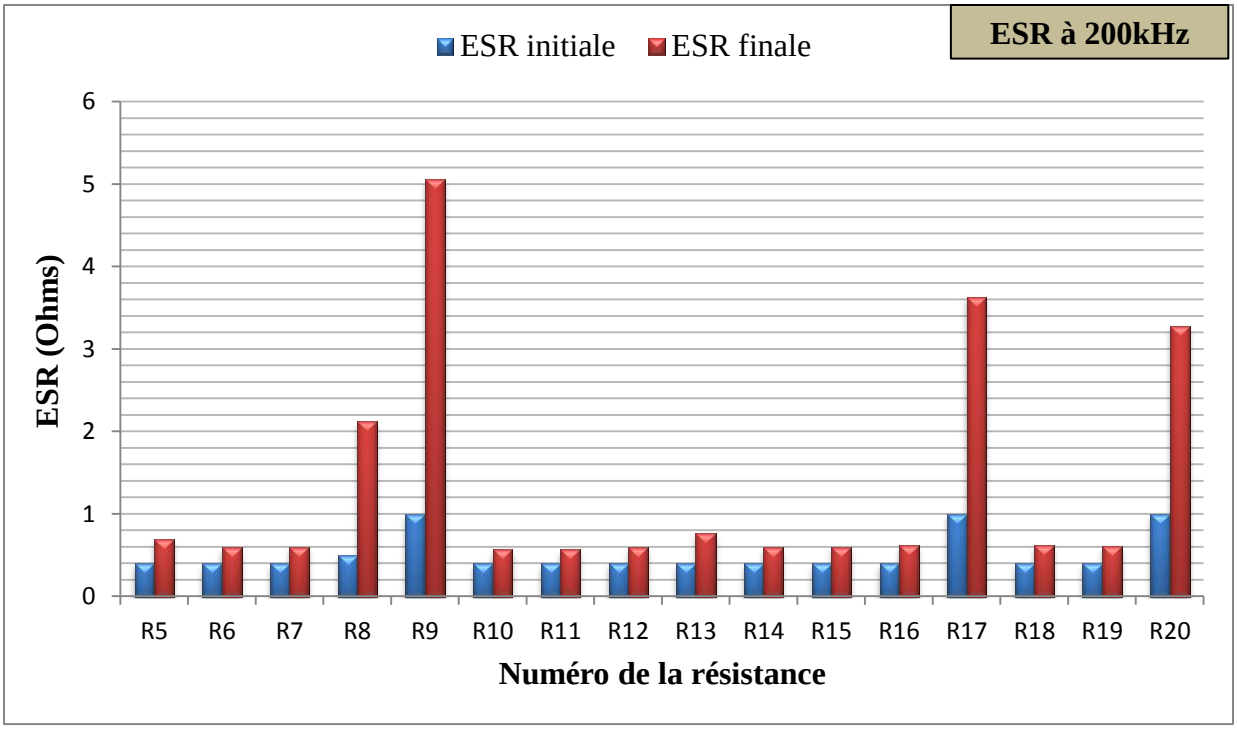


Figure 3-44 Comparaison des résistances pour les MLCC de type II avant et après les tests à 200 kHz

On constate une augmentation générale des résistances série. R8, R9, R17 et R20 montrent une augmentation assez élevée. A terme, cette hausse mènerait assez rapidement à une défaillance du condensateur.

On peut conclure que l'effet des conditions d'utilisation est non négligeable pour les MLCC de type II.

3.1.4.5 Effet de la panne d'un condensateur céramique multicouches de type I

Les condensateurs céramiques utilisés dans la configuration 1 sont de classe I. La nature de ces condensateurs et les résultats des tests effectués dans la section **3.1.4.3** permet d'affirmer que dans les conditions d'utilisation, la dérive de la capacité n'est pas significative et que celle résistance série reste très faible au cours du temps et n'a donc pas d'effet sur le fonctionnement du générateur.

Cependant, une analyse fonctionnelle a permis d'affirmer que la défaillance d'un condensateur de filtrage entraîne la perte d'un étage de transformation et induit une contrainte électrique supplémentaire sur les étages survivants.

3.1.4.6 Effet de la panne d'un condensateur céramique multicouches de type II

Les condensateurs céramiques utilisés dans la configuration 2 sont de classe II. Les résultats de la section **3.1.4.4.1** montrent, dans certains cas, une dérive non négligeable des paramètres des condensateurs testés. La baisse de la capacité a pour effet une augmentation de la tension d'ondulation. L'augmentation de la résistance série entraîne une augmentation de la température de fonctionnement des condensateurs et peut provoquer une destruction du condensateur à terme. Or, la défaillance d'un condensateur entraîne la perte de l'étage de transformation et induit une contrainte électrique supplémentaire sur les étages survivants.

3.2 Construction des courbes N/S à partir du guide FIDES

N'ayant pas pu obtenir toutes les courbes N/S à partir de plans d'expérience durant le temps imparti pour la thèse, une solution alternative a été d'utiliser les données du guide FIDES couplées aux profils de mission des composants critiques. Dans cette partie, nous présenterons d'abord le guide FIDES avant de décrire la méthode d'obtention des courbes N/S par ce même guide.

3.2.1 Le guide FIDES [*Fide09, Glad05*]

3.2.1.1 Présentation

Le projet FIDES porte sur le développement d'une nouvelle méthodologie qui a pour but la prévision et la construction de la fiabilité des équipements électroniques.
Sous la tutelle de la DGA (Direction Générale de l'Armement), le guide a été réalisé par le groupe FIDES qui est constitué de : *AIRBUS France, Eurocopter, Nexter Electronics, MBDA France, Thales Systèmes Aéroportés SA, Thales Avionics, Thales Corporate Services SAS, Thales Underwater Systems.*
FIDES propose une méthodologie, reconnue et utilisable par tous, qui couvre l'ensemble des besoins industriels en matière de fiabilité prévisionnelle des composants et sous-ensembles.

Le guide FIDES couvre les contributeurs de fiabilité suivants :

- ***les attributs technologiques*** qui sont les descriptifs de la technologie de fabrication des composants ; la technologie étant plus ou moins sensible à l'apparition d'un mécanisme de défaillance.

- ***les stress nominaux*** en l'occurrence *les contributeurs d'environnement climatique* (température, nombre de cycles thermiques, humidité, etc.), *les contributeurs d'environnement mécanique* (chocs, vibrations…) et *les contributeurs d'environnement électrique* (tension et courant d'utilisation, fréquence…),
- ***les stress accidentels*** tels que les décharges électrostatiques (ESD), les chocs électriques (EOS), les surcharges thermiques, les chocs, etc.
- ***Le processus*** qui traduit les effets sur la fiabilité de l'ensemble des étapes du cycle de vie d'un composant (processus fabricant, fournisseurs, spécification d'emploi, conception, production équipement, intégration système, utilisation).

3.2.1.2 Les données d'entrée

Les données d'entrée nécessaires à la prévision de la fiabilité par le guide FIDES sont récapitulées comme suit :

- Les données sur l'environnement et les conditions d'emploi du produit qui sont :
  - la température de fonctionnement,
  - l'amplitude et la fréquence des cycles thermiques,
  - le niveau vibratoire,
  - l'humidité relative,
  - le niveau de pollution ambiante,
  - l'exposition aux surcharges accidentelles (type d'application).

Ces données sont à décliner pour chacune des phases de vie du produit. Il est important d'accorder du temps à cette phase de définition du profil de vie qui est déterminante pour l'évaluation de la fiabilité.

- Les données sur la définition du produit qui sont :
  - les nomenclatures,
  - les caractéristiques techniques ou technologiques des composants issues des fiches de données des constructeurs.

- Les données liées à l'application devant être évaluées pour chaque phase du cycle de vie, qui sont :
  - les niveaux de contrainte ou de charge des composants (puissances dissipées, stress en tension,…),

- les aggravations (ou améliorations) locales de température ou d'un autre paramètre d'environnement.

- Les données sur le cycle de vie du produit

Ces données doivent être collectées à l'aide d'un audit du processus. Cet audit couvre les phases de spécification, conception, fabrication carte, intégration équipement, intégration système, exploitation et maintenance du produit ainsi que les activités transverses.

- Les données sur les fournisseurs des composants utilisés dans le produit

Ces données sont fournies par le fabricant du composant. Or, elles ne sont pas encore disponibles à ce stade du projet, par conséquent des valeurs par défaut seront prises.

3.2.1.3 Le modèle général

Le modèle général de fiabilité FIDES est décrit par l'équation **3-3** :

$$\lambda = (\Sigma_Contributions_physiques) * (\Pi_Contributions_processus) \qquad \textbf{3-3}$$

Où :

- λ est le taux de défaillance du composant considéré,
- $\Sigma_Contributions_physiques$ représente un terme de construction principalement additive, qui représente les contributions physiques et technologiques à la fiabilité,
- $\Pi_Contributions_processus$ représente un terme multiplicatif qui représente l'impact du processus de développement, de production et d'exploitation sur la fiabilité.

En pratique, cette équation prend la forme de l'équation **3-4** :

$$\lambda = \lambda_{Physique} * \Pi_{PM} * \Pi_{Process} \qquad \textbf{3-4}$$

Où :

- $\lambda_{Physique}$ représente la contribution physique,
- Π_{PM} (PM pour *Part Manufacturing*) traduit la qualité et la maîtrise technique de fabrication du composant,
- $\Pi_{Process}$ traduit la qualité et la maîtrise technique du processus de développement, de fabrication et d'utilisation du produit contenant le composant.

Les facteurs Π_{PM} et $\Pi_{Process}$ n'ayant pas été évalués, les valeurs proposées par le guide FIDES ont été choisies :

Π_{PM} = 1,7 pour les composants actifs et 1,6 pour les autres composants,

$\Pi_{Process}$ = 4.

3.2.1.4 Profil de vie et unité de temps

FIDES prévoit des taux de défaillance horaires basés sur la prise en compte d'un profil d'emploi annuel. Ceux-ci ne sont pas exprimés par heure de fonctionnement mais par heure calendaire et pour cette raison, les taux de défaillance ne peuvent pas être comparés directement à des résultats issus d'approches différentes (MIL HDBK ou autres).
Les taux de défaillances prévus sont exprimés en FIT (en anglais : Failure in Time) qui représente le nombre de défaillances pour 10^9 heures de fonctionnement.

3.2.1.5 Calcul de la contribution physique $\lambda_{Physique}$

La modélisation de la contribution physique se décompose en différentes sous-contributions comme l'indique l'équation **3-5** :

$$\lambda_{physique} = \left[\sum_{contributions_physiques} (\lambda_o \cdot \prod_{accélération}) \right] \cdot \prod_{induit} \qquad \textbf{3-5}$$

Où

- le terme entre crochets représente la contribution des contraintes nominales (il englobe le taux de défaillance de base attribué à chacun des composants, la contribution liée aux caractéristiques de la technologie utilisée, ainsi que les facteurs d'accélération permettant d'affecter à l'équipement les contraintes physiques subies par ce dernier lors de son utilisation opérationnelle),
- Π_{induit} représente la contribution des facteurs induits, aussi appelés surcharges accidentelles (*overstress*), ils sont inhérents à un domaine d'application. Ce facteur n'est pas pris en compte dans ce travail car on s'intéresse au vieillissement des composants et non aux stress accidentels,
- λ_0 représente le taux de défaillance de base qui est représentatif des caractéristiques de la technologie,
- $\Pi_{accélération}$ représente les facteurs d'accélération qui expriment la sensibilité aux conditions d'utilisation,

Le facteur d'accélération est décliné pour chaque contrainte physique (température, cyclage thermique, humidité, mécanique, électrique, chimique).

Les facteurs d'accélération traités dans le cadre du FIDES sont les suivantes :

3.2.1.5.1 Contrainte thermique et thermoélectrique

La loi d'Arrhenius est une loi empirique utilisée pour modéliser l'accélération de certains mécanismes de défaillance liés à l'effet de la température.
Le facteur d'accélération est donné par la relation **3-6** :

$$AF_{th} = e^{\frac{E_a}{K_b}\left(\frac{1}{T_1}-\frac{1}{T_0}\right)} \qquad \textbf{3-6}$$

Avec :
AF_{th} : facteur d'accélération,
E_a : énergie d'activation,
K_B : constante de Boltzmann = 8,617.10-5 eV/K,
T_1 : température d'utilisation,
T_0 : température de référence (la température de référence est fixée à 20°C dans le cadre du FIDES).

Pour prendre en compte les mécanismes de défaillance activés par le fonctionnement électrique des composants, la dissipation thermique des composants est prise en compte dans le calcul de la température d'application. On rajoute aussi dans le modèle le rapport de la tension d'utilisation sur la tension nominale.

Le facteur d'accélération est alors donné par l'équation **3-7** :

$$AF_{th_élec} = \left(\frac{1}{S_{référence}} \cdot \frac{V_{appliquée}}{V_{nominale}}\right)^{p} e^{11604 \times E_a \times \left(\frac{1}{273+T_0}-\frac{1}{T_1+273}\right)} \qquad \textbf{3-7}$$

Avec :

- T_1 : la température d'utilisation,
- T_0 : la température de référence (20°C),
- $V_{appliquée}$: tension d'utilisation,
- $V_{nominale}$: tension nominale,
- $S_{référence}$: niveau de référence pour la contrainte électrique (stress),

- p : puissance accélératrice pour la contrainte électrique,
- la constante 11604 équivaut à $1/K_B$ (K_B étant la constante de Boltzmann = 8,617.10-5 eV/K).

La valeur de l'énergie d'activation E_a est fonction de la technologie considérée.

3.2.1.5.2 Cyclage thermique (contrainte thermomécanique)

Les contraintes thermomécaniques sont associées au cyclage en température du composant en considérant les variations de température liées à son fonctionnement et celles du milieu environnant.

La loi d'accélération de Norris-Landzberg permet de modéliser l'accélération apportée par les variations thermiques sur le mécanisme de fatigue. Le modèle de Norris-Landzberg a été modifié dans le cadre du guide FIDES, en particulier pour convertir la prédiction habituelle du modèle (un nombre de cycles) en facteur d'accélération applicable à un taux de défaillance.

Le facteur d'accélération est donné par l'expression **3-8** :

$$AF_{th_méca} = \left(\frac{24}{N_0}\cdot\frac{N_{cy_annuel}}{t_{annuel}}\right)\times\left(\frac{\min(\theta_{cy},2}{\min(\theta_0,2}\right)^{p}\times\left(\frac{\Delta T_{cyclage}}{\Delta T_0}\right)^{m}\times e^{1414\times\left[\frac{1}{273+T_0+\Delta T_0}-\frac{1}{(T_{\max_cyclage}+273)}\right]} \qquad \textbf{3-8}$$

Avec :

- $N_{cy\text{-}annuel}$: Nombre de cycles annuel,
- N_0 : Nombre de cycles de référence,
- t_{annuel} : durée annuelle de la phase,
- θ_{cy} : durée du cycle en heures,
- θ_0 : durée du cycle de référence,
- $\Delta T_{cyclage}$: amplitude thermique du cycle,
- ΔT_0 : amplitude thermique de référence du cycle,
- la constante 1414 correspond à une énergie d'activation de 0,122eV; $1414=0{,}122/K_B$, K_B étant constante de Boltzmann = 8,617.10-5 eV/K,
- $T_{max\text{-}cyclage}$: La température maximale atteinte pendant le cycle,
- T_0 : température de référence,
- m : coefficient de fatigue, par exemple m=1,9 pour la fatigue des brasures SnPb,
- p = 1/3, puissance accélératrice du facteur de durée.

Les conditions de référence fixées dans le guide FIDES sont les suivantes :

- une amplitude de cycle ΔT_0 de 20°C,

- une fréquence de cycle N_0 de 2 cycles par jour,
- une durée de cycle θ_0 de 12 heures.

3.2.1.5.3 Amplitude des vibrations

La loi de Basquin permet de modéliser l'influence du niveau de vibration sur la défaillance des composants. Il permet de prendre en compte le fait que plus le niveau de vibration en utilisation est élevé, plus il y a un risque de panne sur les composants et les cartes électroniques.

Le facteur d'accélération est donné par l'expression **3-9** :

$$AF_{vib} = \left(\frac{G_{RMS}}{G_{RMS\,0}} \right)^{p} \qquad \textbf{3-9}$$

Avec :

- G_{RMS} : niveau de vibration efficace (Root Mean Square) dans l'environnement considéré,
- G_{RMS0} : niveau de vibration de référence (ce niveau est fixé à 0,5 G_{RMS} dans le cadre du FIDES),
- p : puissance accélératrice pour la contrainte mécanique.

Le coefficient de la loi d'accélération tiré du modèle de Basquin, pour le modèle FIDES est égal à p=1,5.

3.2.1.5.4 Humidité relative

L'humidité relative (exprimée en %) est définie comme étant le rapport entre la pression de vapeur d'eau contenue dans l'air et la pression de vapeur saturante (qui dépend de la température de la masse d'air).
Le modèle de Peck permet de modéliser l'accélération apportée par l'effet combiné du taux d'humidité et de la température sur les mécanismes de défaillance.

Le facteur d'accélération est donné par l'expression **3-10** :

$$AF_{RH} = \left(\frac{RH_{ambiante}}{RH_0} \right)^{p} \times e^{11604 \times Ea \times \left[\frac{1}{273+T_0} - \frac{1}{T_{ambiante}+273} \right]} \qquad \textbf{3-10}$$

Avec :

- $RH_{ambiante}$: taux d'humidité de l'environnement considéré,

- RH_0 : taux d'humidité de référence (ce taux est fixé à 70% dans le cadre du FIDES),
- *T ambiante* : température de l'environnement considéré,
- T_0 : température de référence (20°C),
- E_a : énergie d'activation,
- p : puissance accélératrice pour cette contrainte.

3.2.2 Courbes N/S à partir du guide FIDES

Pour construire les courbes N/S (nombre de cycles à la défaillance en fonction du ΔT) à partir du guide FIDES, les données d'entrée nécessaires aux calculs des taux de défaillance sont d'abord renseignées. Ces données d'entrée sont typiquement les taux de défaillance de base, l'énergie d'activation, la constante de Boltzmann et les conditions environnementales considérées comme fixes (température ambiante, stress mécaniques et humidité). Un vecteur de ΔT est ensuite généré afin de constituer l'axe des abscisses. Le calcul du taux de défaillance de base relatif aux cycles thermiques est ensuite effectué pour chaque valeur de ΔT.

Un taux défaillance pour chaque ΔT est enfin calculé conformément au modèle général du guide FIDES. Avec le taux de défaillance, on en traduit un nombre de cycles à la défaillance pour chaque ΔT qui est fonction des conditions environnementales. Le calcul du nombre de cycles à la défaillance passe d'abord par celui du MTBF avec l'expression **3-11**:

$$MTBF = (1.e^{9}) * (\frac{1}{\lambda}) \qquad \textbf{3-11}$$

La valeur du MTBF est ensuite divisée par la durée moyenne des cycles pour obtenir le nombre de cycles à la défaillance en fonction du ΔT.

La **Figure 3-45** montre la courbe N/S des MOSFET en fonction de trois valeurs de température ambiante (40°C, 60°C et 70°C).

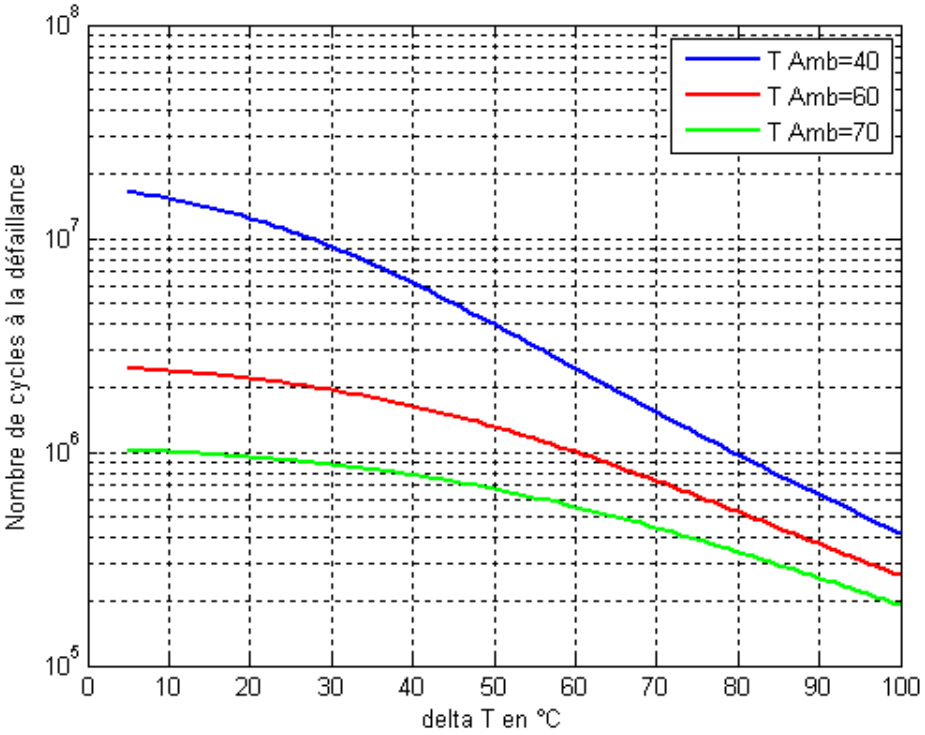


Figure 3-45 Courbe N/S des MOSFET

La **Figure 3-46** montre la courbe N/S des IGBT en fonction de trois valeurs de température ambiante.

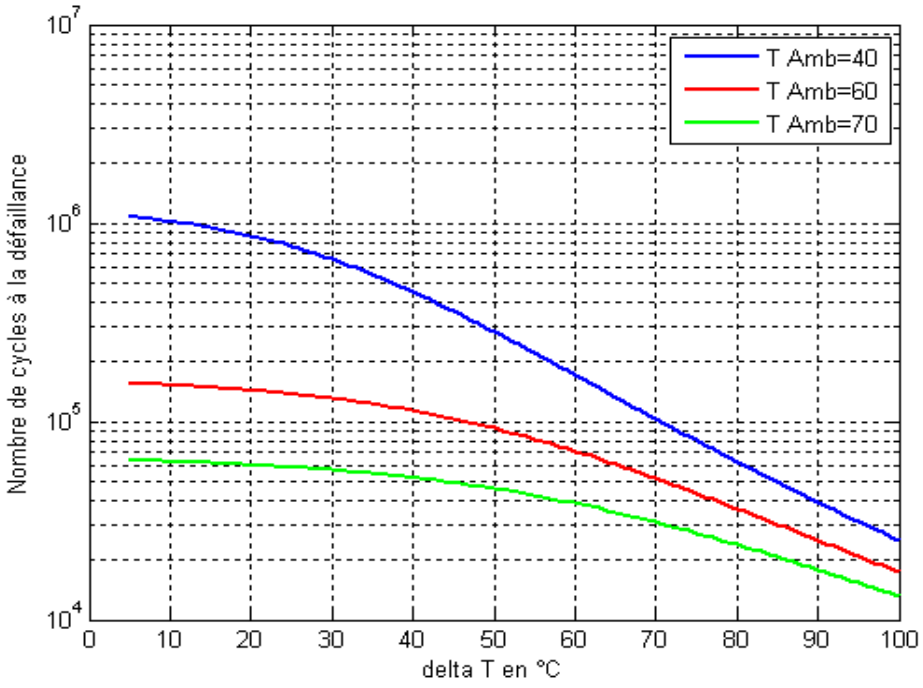


Figure 3-46 Courbe N/S des IGBT

La **Figure 3-47** montre la courbe N/S des diodes de puissance en fonction de trois valeurs de température ambiante.

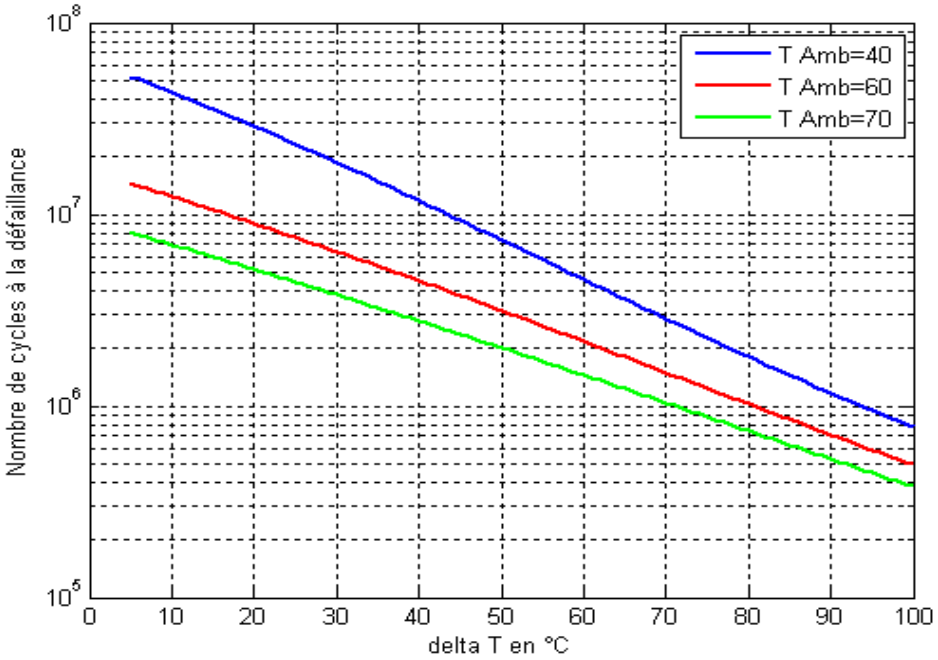


Figure 3-47 Courbe N/S des Diodes HT

La **Figure 3-48** montre la courbe N/S des condensateurs céramique multicouches de type I en fonction de trois valeurs de température ambiante.

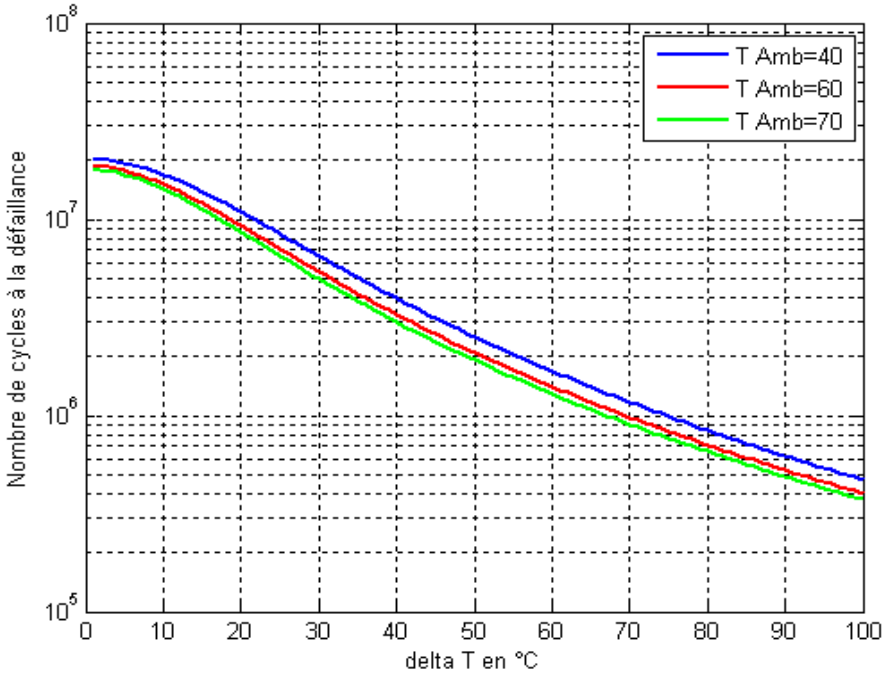


Figure 3-48 Courbe N/S des condensateurs céramiques de type I

La **Figure 3-49** montre la courbe N/S des condensateurs céramique multicouches de type II en fonction de trois valeurs de température ambiante.

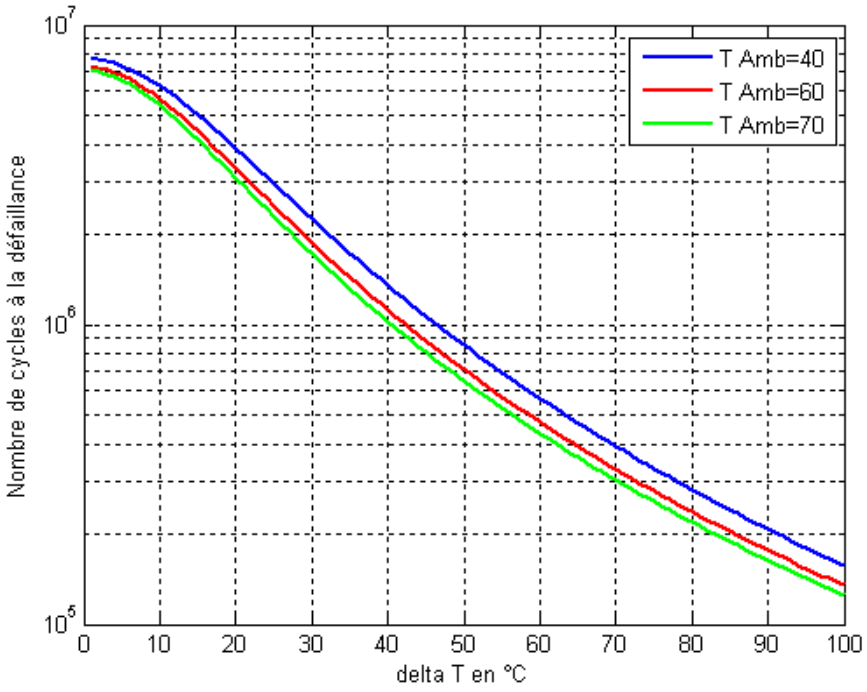


Figure 3-49 Courbe N/S des condensateurs céramiques de type II

3.3 Conclusion du chapitre 3

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une étude de la fiabilité des composants critiques du générateur par le biais de tests accélérés basés sur les profils de mission en application médicale. Ces tests ont permis de mesurer la fiabilité et la robustesse de ces composants dans les conditions médicales. L'analyse des résultats montre des défaillances précoces (défaillances notamment observées sur les MOSFET et les diodes de redressement) qui sont survenues beaucoup plutôt que prévu alors que les composants survivants ont pu atteindre un niveau de fiabilité satisfaisant dans les mêmes conditions. Ce qui nous amène à recommander une meilleure sélection des composants ou une analyse de la robustesse des composants dès la phase de conception. Des analyses de défaillance menées à l'issue de tests accélérés ont permis d'identifier les mécanismes de défaillance associés.

Une courbe N/S (reliant le nombre de cycles à la défaillance au niveau de ΔT) des MOSFET testés a été construite à la suite d'un plan d'expérience réalisé à trois niveaux de ΔT. Pour les modules IGBT, les courbes N/S réalisées par le constructeur (Infineon) ont été étudiées et reprises dans ces travaux. Pour les MLCC et les diodes de redressement, les

conditions de cyclage et le temps imparti pour la thèse n'ont pas permis de construire une courbe N/S expérimentale. Ainsi, l'utilisation des paramètres du guide FIDES a été une solution alternative pour la construction des courbes N/S de tous les composants critiques du générateur.

Les courbes N/S obtenues ici seront utilisées comme données d'entrée dans le chapitre 4 pour la prévision de la durée de vie des composants critiques en nombre de cycles thermiques à la défaillance en fonction des profils de mission cliniques identifiés.

Chapitre 4 Modèle prévisionnel de fiabilité du générateur à rayons X

4.1 Introduction

Les modèles de prévision de fiabilité permettent de prévoir la fiabilité a priori d'un système électronique. Les systèmes médicaux sont en perpétuelle complexification. Lors de la conception de nouveaux systèmes, il est donc essentiel de prévoir la fiabilité à partir de données issues des recueils de fiabilité ou des essais accélérés.

Notre approche repose sur la prévision de la fiabilité allant du composant au système. En pratique, les profils de mission du générateur sont d'abord étudiés et classifiés avant d'être déclinés au niveau de chaque fonction du générateur. Les profils de température correspondants aux profils de mission identifiés sont ensuite obtenus par mesures avec des sondes de température ou par modélisation thermique des sous-systèmes du générateur.
Pour chaque composant critique, les courbes de durée vie traduisant le nombre de cycles à la défaillance en fonction de la différence de température sont ensuite construites à l'issue d'essais de vieillissement ou à partir du recueil de fiabilité FIDES.
Un modèle de prévision de fiabilité basé sur l'hypothèse du dommage cumulé utilisant la règle de Miner est proposée pour estimer la fiabilité des composants critiques suivant leur profil de stress thermique réel. Cette méthodologie passe par le comptage des excursions de température en utilisant la méthode de comptage « *rainflow* » connaissant les profils de stress thermique des composants critiques.
Une association de fiabilité série permet ensuite de prédire la durée de vie de chaque sous système à travers ses composants critiques.

La **Figure 4-1** donne une vue d'ensemble du modèle prévisionnel de fiabilité proposé dans ces travaux de thèse.

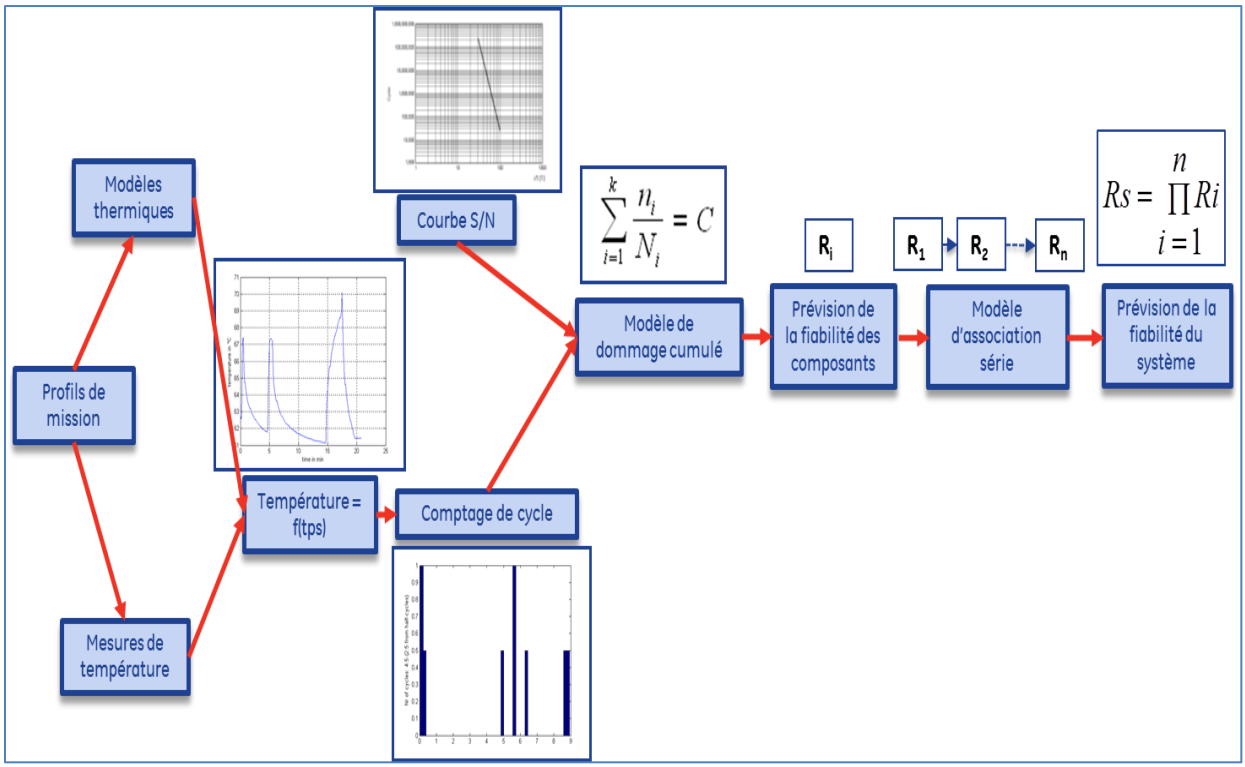


Figure 4-1 Modèle de fiabilité prévisionnelle du générateur à rayons X

4.2 Etude des profils de mission

Le générateur qui a fait l'objet de l'étude de cette thèse étant conçu pour être intégré dans un système de tomographie, les profils de mission que l'on abordera ici se limiteront à cette application. Dans ce cadre, six profils de mission typiques ont été identifiés selon le type d'examen médical : des artères coronaires (CCTA), vasculaire, neurologique, routine du corps, des traumatismes et interventionnel.

La compréhension détaillée de ces profils est nécessaire à la prévision de la fiabilité, mais elle est aussi un point d'entrée essentiel aux concepteurs du générateur ainsi qu'à toutes les activités de vérification de la conception du générateur.

La difficulté de cette partie réside dans le fait que le scanner est utilisé différemment selon le type d'examen mais aussi selon l'opérateur. Dans ces circonstances, il est nécessaire de faire une enquête au niveau des sites où sont utilisés les scanners afin d'obtenir les informations requises pour la construction des profils de mission.

Dans cette section, nous présenterons les profils de mission d'un générateur utilisé dans un scanner puis les déclinerons au niveau de chaque fonction du générateur, montrant ainsi les moments précis où ces fonctions sont sollicitées lors d'un examen clinique.

Ces profils sont détaillés ci-après :

- le profil « kV/mA » représente la fonction haute tension (en kilovolts) et le courant du tube (en milliampères),
- le profil « V_rotor » représente la vitesse du rotor (en nombre de tours par seconde),
- le profil « Filament Drive » représente le courant de chauffage du filament (en A),
- et le profil « V_grantry » représente l'accélération de la partie rotative du scanner appelée aussi « gantry » (en nombre de tours par s^2).

4.2.1 Profil de mission du générateur pour un examen des artères coronaires

La **Figure 4-2** montre le profil de mission d'un examen médical de type CCTA (en anglais CCTA : Coronary Computed Tomography Angiography) qui est une méthode non invasive permettant de faire des images des artères coronaires.

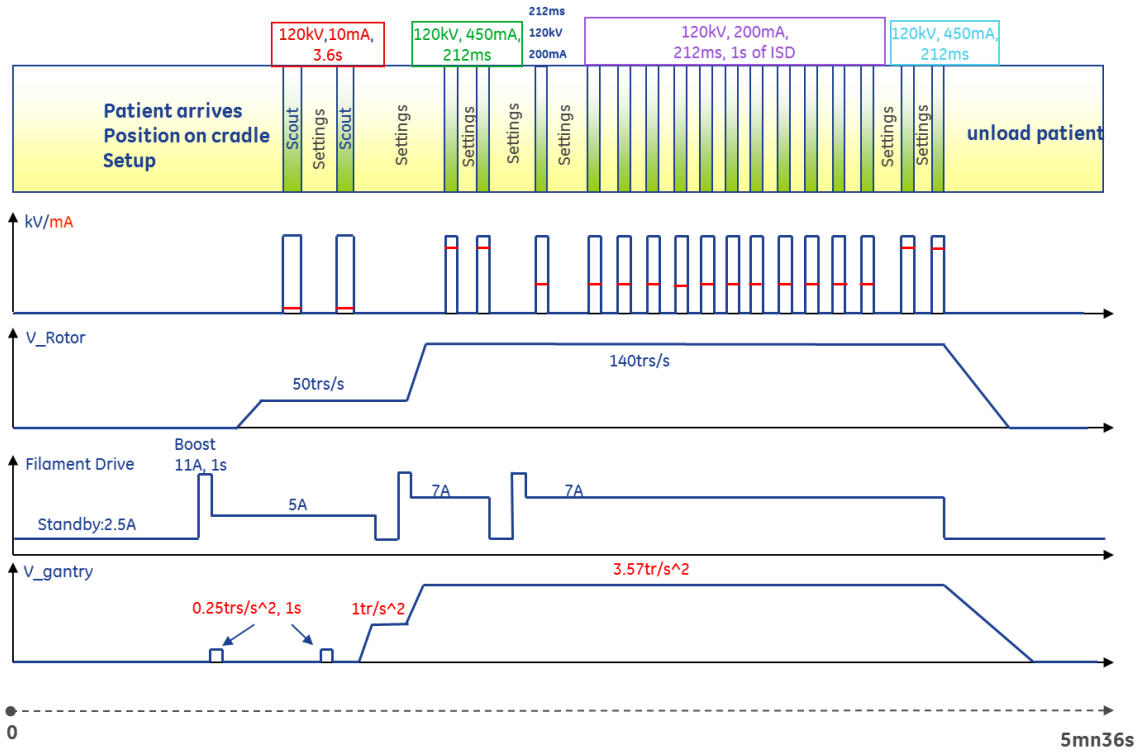


Figure 4-2 Profil de mission d'un examen CCTA

4.2.2 Profil de mission du générateur pour un examen vasculaire

La **Figure 4-3** montre le profil de mission d'un examen de type vasculaire (ou angioscanner) qui permet de diagnostiquer les lésions vasculaires en fournissant une cartographie des vaisseaux sanguins.

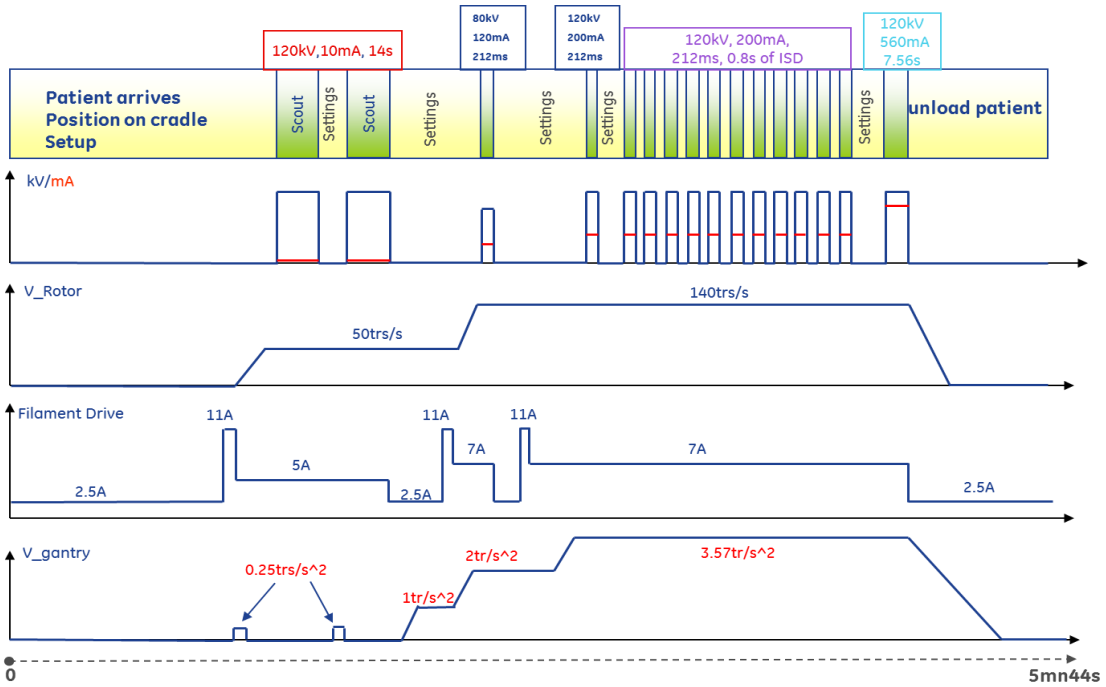


Figure 4-3 Profil de mission d'un examen vasculaire

4.2.3 Profil de mission du générateur pour un examen neurologique

La **Figure 4-4** montre le profil de mission d'un examen neurologique qui permet d'explorer le cerveau en vue d'un diagnostic médical.

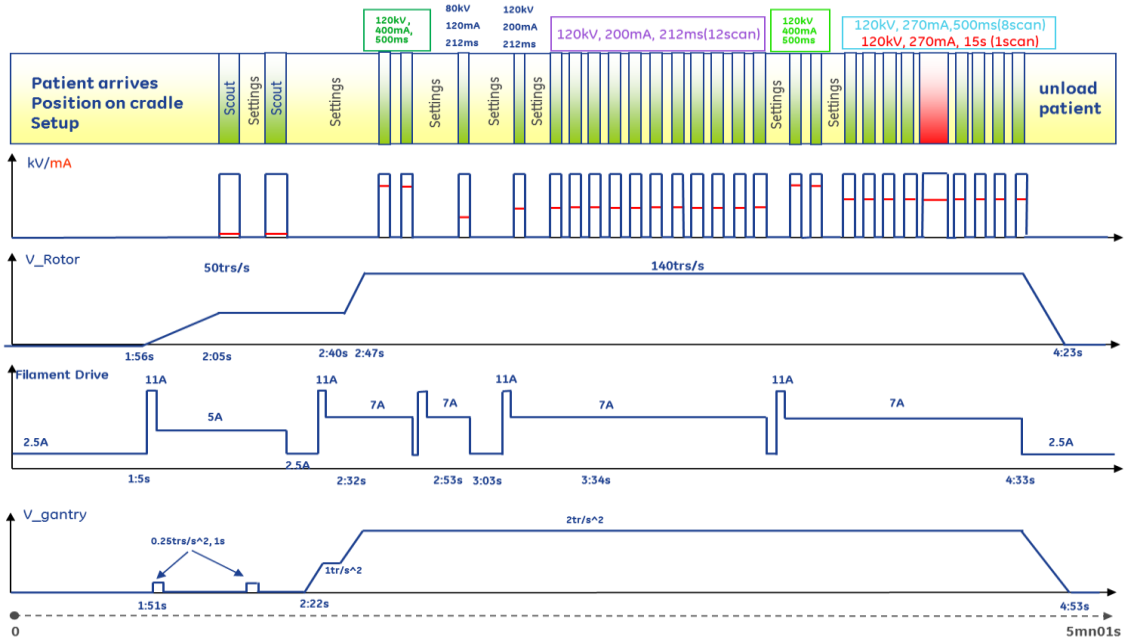


Figure 4-4 Profil de mission d'un examen neurologique

4.2.4 Profil de mission pour un examen de routine du corps

La **Figure 4-5** montre le profil de mission de type scanner de routine du corps utilisé pour le diagnostic de différentes pathologies du corps.

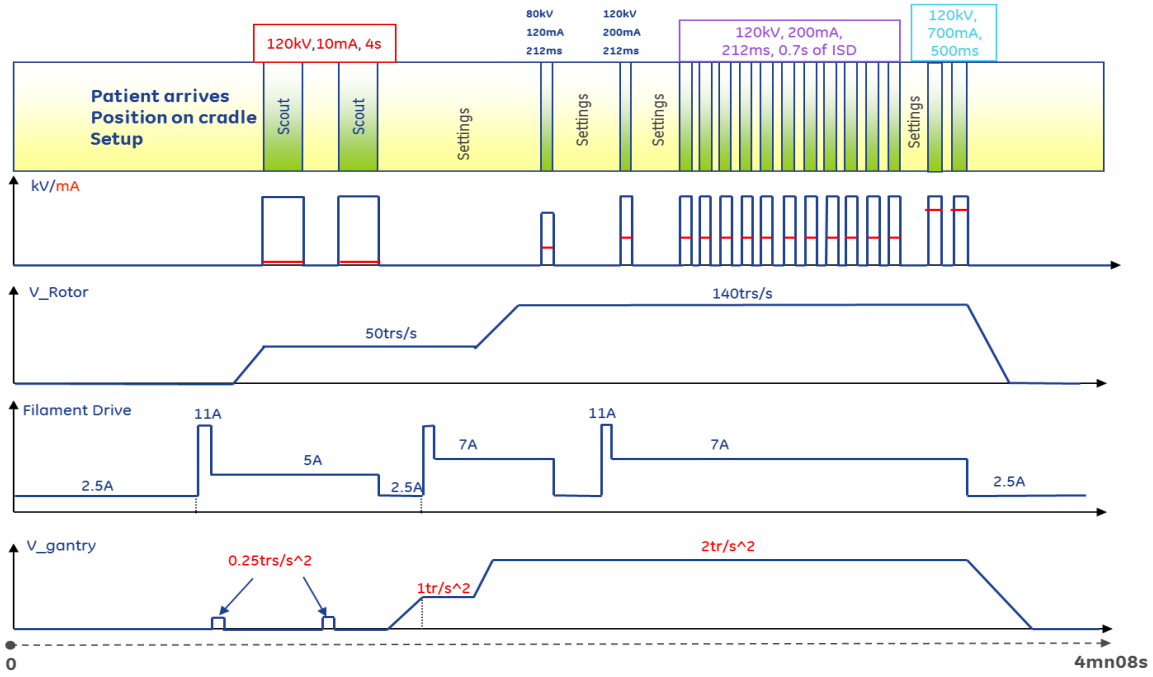


Figure 4-5 Profil de mission d'un examen de routine du corps

4.2.5 Profil de mission pour un examen de traumatisme

La **Figure 4-6** montre le profil de mission d'un examen de diagnostic des traumatismes.

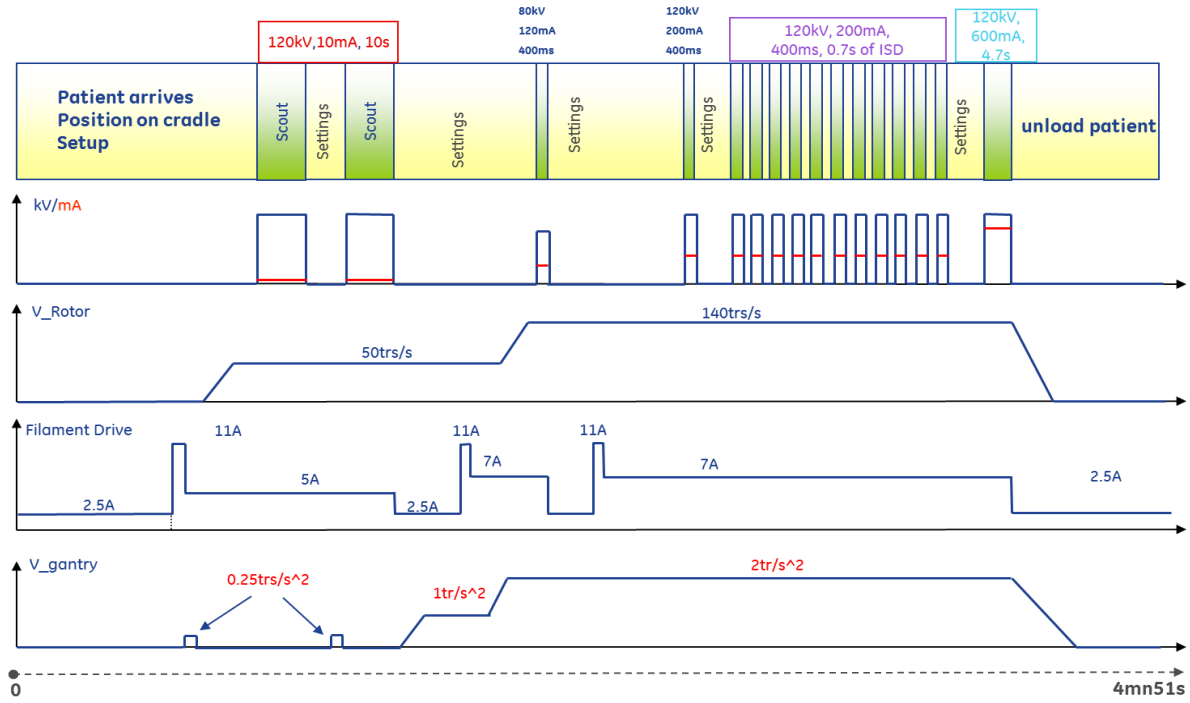


Figure 4-6 Profil de mission d'un examen de traumatisme

4.2.6 Profil de mission pour un examen interventionnel

La **Figure 4-7** montre le profil de mission de type interventionnel.

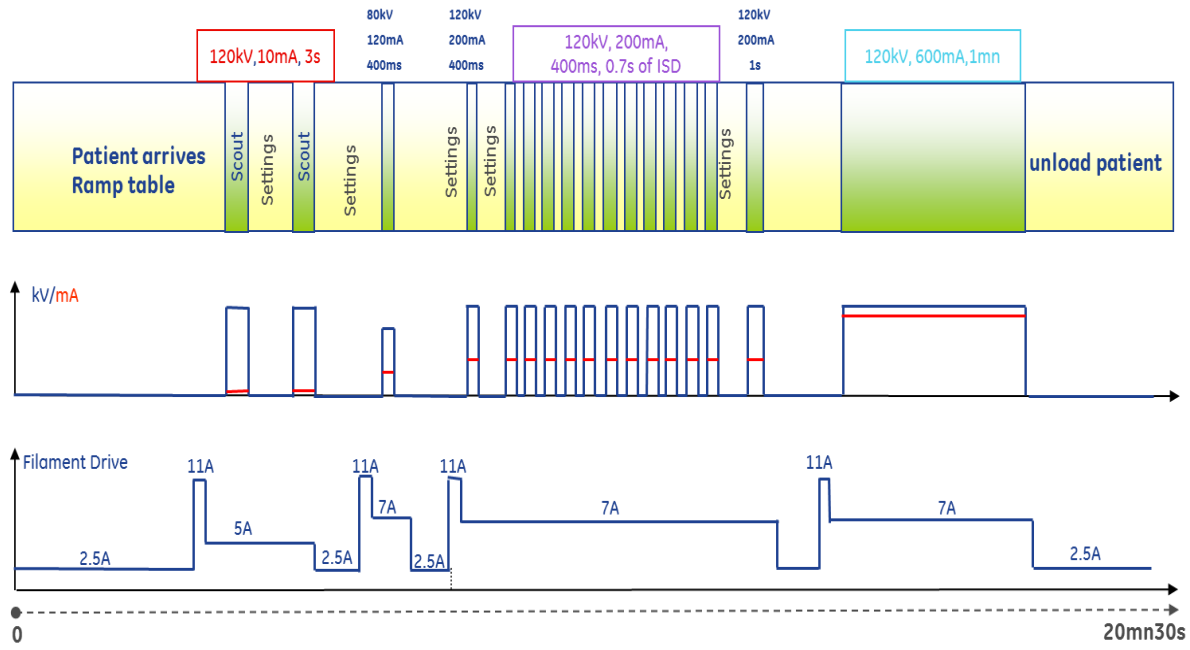


Figure 4-7 Profil de mission d'un examen interventionnel

Remarques sur les profils de mission :

- Sur tous les profils de mission, on observe une utilisation très intermittente du générateur durant les examens cliniques. On distingue beaucoup de poses de très courtes durées avec de fortes puissances et des instants de pause entre chacune d'elles où le générateur est en veille. Cela correspond à des temps d'échauffement et de refroidissement des composants du générateur. Le générateur est donc confronté à des contraintes thermomécaniques importantes lors des examens cliniques.
- Les examens diffèrent surtout par le séquençage des poses, la durée entre les poses et le nombre de poses.
- On observe des poses qui sont récurrentes à tous les types d'examen. Ce sont typiquement les poses de reconnaissance « scout » (120 kV, 10 mA) et les poses de scanner proprement dit « scan » (120 kV, 200 mA).
- L'examen interventionnel présente une pose particulièrement stressante avec une tension de 120 kV et un courant de tube de 200 mA pour une durée d'une minute.
- L'accélération du scanner est plus élevée en CCTA et en vasculaire, ce qui implique des contraintes mécaniques plus importantes pour ces examens.
- Il y a un nombre élevé de poses à intervalle de temps très réduit en examen neurologique. Les contraintes thermomécaniques des composants vont donc être plus nombreuses lors de cet examen.

Ce sont autant de paramètres qui vont plus ou moins impacter la fiabilité du générateur selon qu'on passe plus de temps dans un examen plutôt que dans un autre. Au vu de ces profils de mission, les contraintes thermomécaniques apparaissent prépondérantes face aux vibrations et à l'humidité.

Le taux d'utilisation est également un facteur très important dans notre modèle de prévision de la fiabilité du générateur. Aussi, on définit un nombre moyen de cinquante patients par jour et six jours d'utilisation du scanner par semaine.

Notre enquête sur les sites où sont installés les scanners nous a aussi permis de définir la répartition temporelle de chaque type d'examen comme suit :

20% de CCTA, 20% de vasculaire, 20% de neurologie, 20% de routine du corps, 10% de traumatismes et 10% d'interventionnel.

4.3 Modèles thermiques

Dans cette partie, les techniques d'obtention des profils de température sont traitées. En effet, la connaissance des profils de température exacts issus des profils de mission étudiés dans la section précédente est la donnée d'entrée essentielle au modèle de prévision de la fiabilité du générateur à rayons X. Des mesures physiques de température des composants critiques lors de leur fonctionnement réel au sein du générateur, avec les différents profils de mission étudiés, ont d'abord été effectuées avant de construire les modèles thermiques qui seront validés à l'aide de ces mesures. Les modèles thermiques reçoivent en entrée les données de puissance traduisant les poses (kilovolts, milliampères) durant les examens et ont pour sortie les températures de boîtier et de jonction des composants en fonction du temps.

4.3.1 Mesures de température des composants critiques

Pour obtenir des mesures de température représentatives des profils de missions étudiés, les bancs de cyclage réalisés pour chaque fonction du générateur sont dotés de sondes de température dédiées aux composants critiques. On a ainsi pu obtenir les profils de température des composants critiques lors de leur fonctionnement réel.

Des thermocouples de type K ont été posés sur les composants critiques n'étant pas reliés à des potentiels très élevés. En l'occurrence, les profils thermiques des IGBT et des MOSFET utilisés dans les onduleurs résonants ont été obtenus par des mesures issues des thermocouples.

Pour les composants du transformateur haute tension (« *tank* ») tels que les diodes de redressement et les condensateurs de filtrage, des sondes optiques ont été utilisées (voir **Figure 4-8**) afin d'assurer un isolement car ces composants sont situés à des potentiels très élevés (de l'ordre de plusieurs kilovolts).

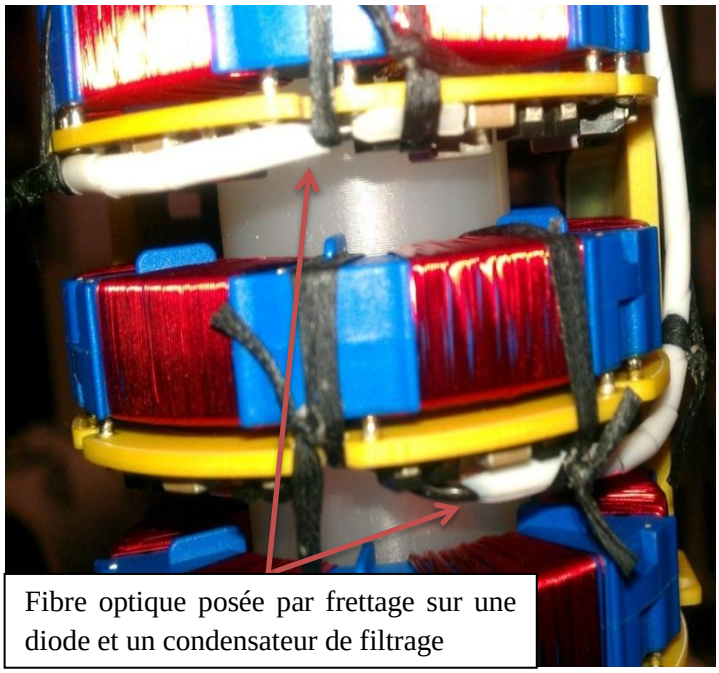


Figure 4-8 Emplacement de fibres optiques sur les composants de la partie haute tension

4.3.2 Modèles thermiques du générateur à rayons X

Pour modéliser le comportement thermique des composants critiques au sein du générateur, un modèle thermique a été réalisé pour l'onduleur résonant (« i*nverter »)* et un autre pour le transformateur haute tension et son circuit de redressement et de filtrage (« *tank* »). Nous exposerons, dans cette section, les deux modèles thermiques et discuteront de leur validité et de leur précision.

4.3.2.1 Les modèles thermiques équivalents

Les modèles thermiques équivalents ou approximés ont pour objectif de prévoir de manière simple l'élévation de température dans les modules semi-conducteurs de puissance lorsqu'une puissance électrique traverse ces derniers. Ils se basent sur l'analogie électrique-thermique telle que montrée dans le **Tableau 4-1**. Pour ce faire, on modélise le système par un assemblage de capacités thermiques et de résistances thermiques appelé réseau CR. La limite de ces modèles est qu'ils ne reflètent que le comportement thermique entre des points prédéfinis (jonction, boîtier, semelle par exemple), et ne permettent donc pas de modéliser le comportement thermique des autres volumes du composant. Plusieurs études permettant

d'extraire les paramètres des modèles thermiques existent dans la littérature [*Habra07*, *Drof05*, *Anis02*, *Yun00*, *Lein98*, *Szek98*].

Tableau 4-1 Analogie entre les grandeurs électriques et thermiques

Grandeurs thermiques		Unité	Grandeurs électriques		Unité
ΔT	Echauffement	[K]	V	Tension	[V]
P	Chaleur	[W]	I	Courant	[A]
Q	Quantité de chaleur	[J]=[W.s]	Q	Charge	[C]=[A.s]
λ_{th}	Conductivité thermique	[W/(K.m)]	σ	Conductivité électrique	[1/(Ω.m)]
Rth	Résistance thermique	[K/W]	R	Résistance électrique	[Ω]=[V/A]
Cth	Capacité thermique	[W.s/K]	C	Capacité électrique	[F]=[A.s/V]

4.3.2.2 Modèle thermique de l'onduleur résonant

L'étage de puissance de l'onduleur résonant étudié est composé de 8 modules IGBT FF300R12SK4 (1200V/300A) de chez Infineon montés sur un dissipateur à ailettes et d'un circuit résonant LC. Les modules utilisés sont composés de deux puces IGBT et de leur diode de roue libre. Les composants critiques de l'onduleur résonant étant les modules IGBT, un modèle thermique de ces derniers montés sur leur dissipateur a été développé. La **Figure 4-9** montre une image de l'onduleur résonant avec les 8 modules IGBT montés sur leur dissipateur.

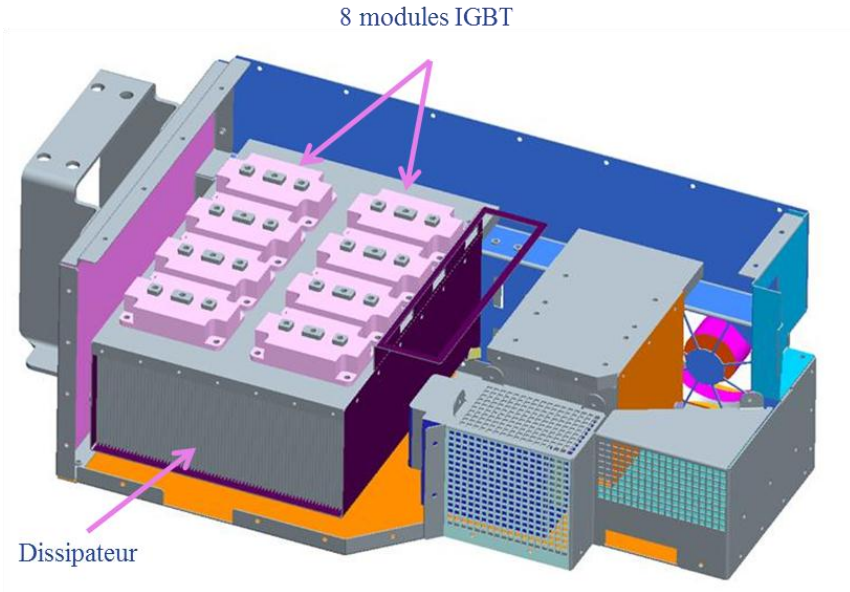


Figure 4-9 Image de l'onduleur résonant

Initialement, un modèle thermique par éléments finis de l'onduleur a été développé avec le logiciel Qfin (voir **Figure 4-10**). Ce logiciel, proposé par la société Qfinsoft, permet de simuler les transferts thermiques dans les composants électroniques.

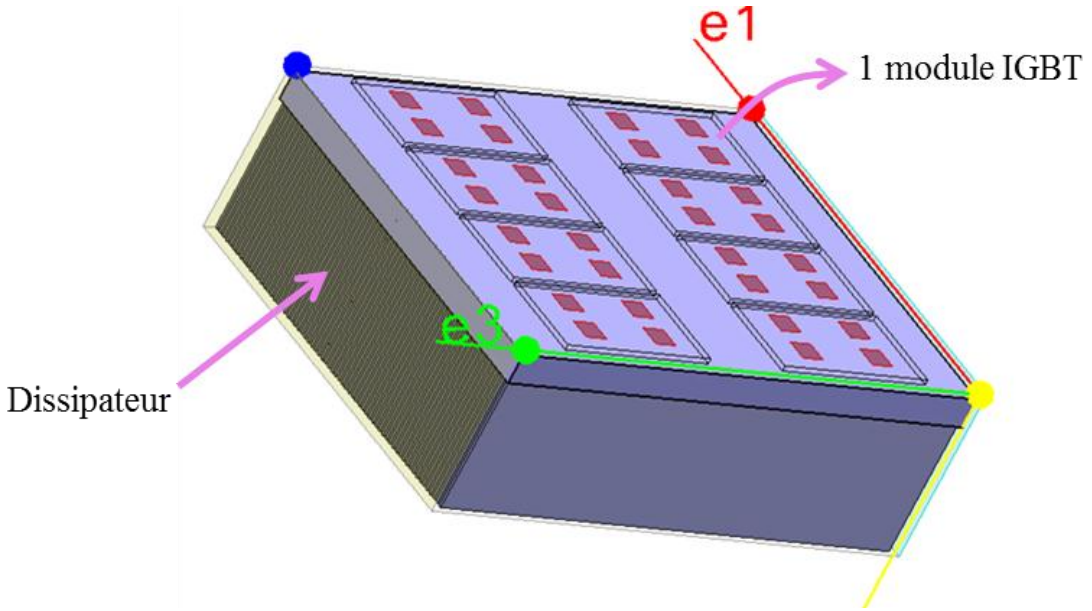


Figure 4-10 Modèle par éléments finis Qfin de l'onduleur résonant

Ce modèle thermique a permis dans un premier temps d'optimiser la géométrie du dissipateur afin d'améliorer la dissipation thermique des modules IGBT. Des mesures de la réponse thermique au niveau de la semelle des modules IGBT ont permis de valider le modèle thermique Qfin. Un exemple de validation de la réponse thermique avec une puissance de 340 W au niveau d'un module IGBT est montré par la **Figure 4-11**.

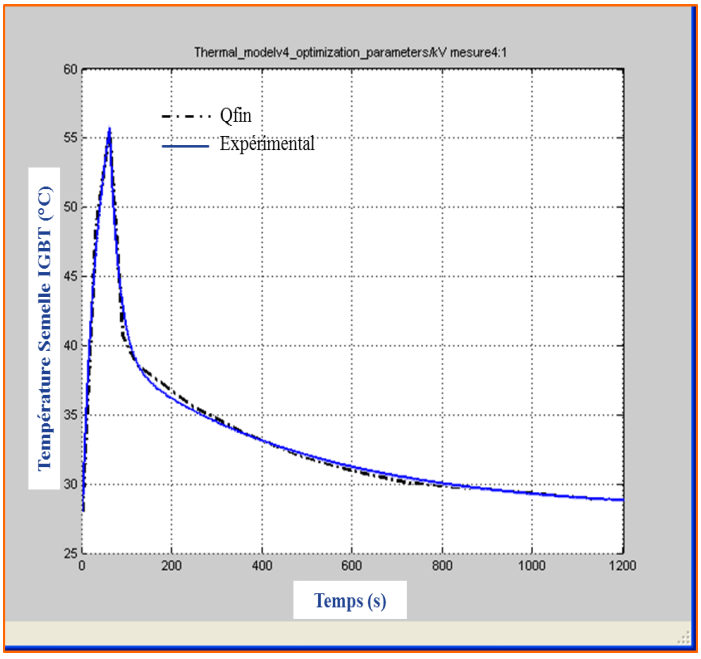


Figure 4-11 Validation du modèle par éléments finis Qfin

Cependant, les durées de calcul du modèle éléments finis sont très élevées (plusieurs jours) au vu du nombre et de la complexité des profils de mission. Un modèle thermique équivalent CR a donc été construit afin d'avoir un gain de temps considérable ; les résultats de calcul étant quasi instantanés. Le modèle thermique par éléments finis, plus précis et plus représentatif du comportement thermique de l'onduleur, servira alors à valider le modèle équivalent CR sur des impulsions de puissance.

Le modèle thermique équivalent du module IGBT monté sur son dissipateur a été construit sur la base d'un réseau CR de type réseau de *Cauer* (modèle thermique segmenté). Le modèle de *Cauer* reflète bien la configuration physique des semi-conducteurs : une suite de capacités thermiques avec des résistances thermiques intermédiaires [*Habr07*].

La **Figure 4-12** illustre le modèle thermique compact simplifié du module IGBT monté sur son dissipateur.

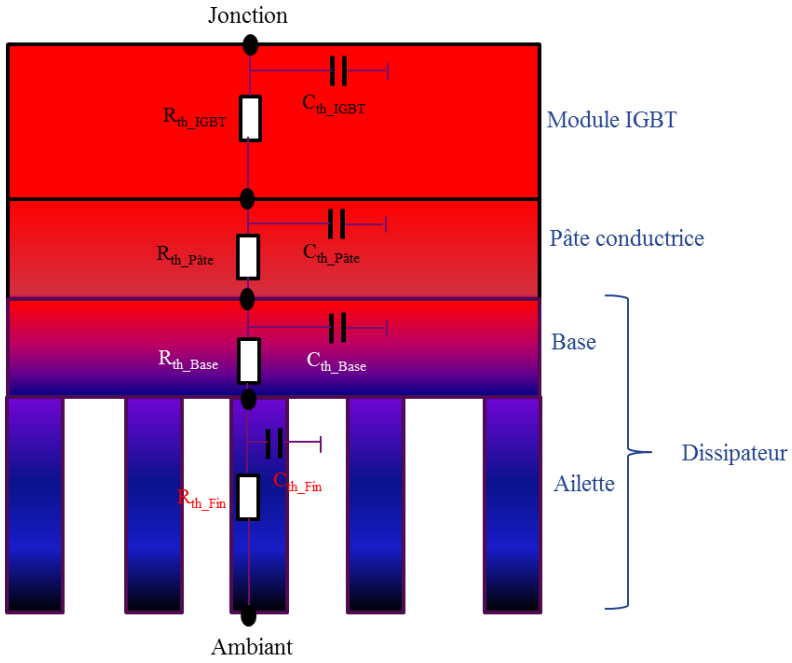


Figure 4-12 Modèle thermique compact du module IGBT monté sur son dissipateur

Nous allons présenter dans les paragraphes qui suivent la modélisation thermique du module IGBT, de la pâte conductrice et du dissipateur avant de donner le modèle thermique équivalent du module IGBT monté sur son dissipateur.

4.3.2.2.1 Modélisation thermique du module IGBT FF300R12SK4

Le modèle thermique du module FF300R12SK4 est représenté par la **Figure 4-13**. Ce modèle représente une optimisation de la réponse thermique du module IGBT grâce à une

programmation dans l'environnement Matlab Simulink. Un réseau de *Cauer* de degré 2 (circuit à deux CR) suffit à approximer cette réponse thermique.

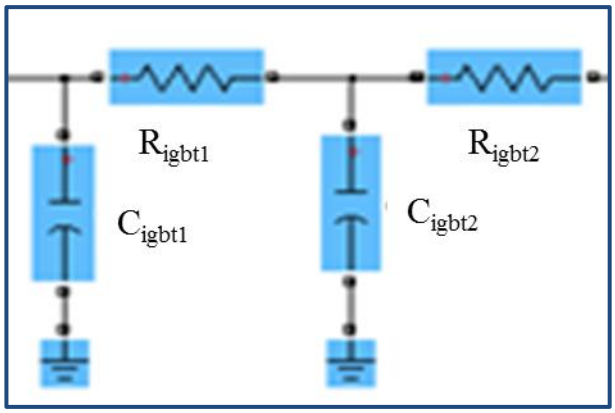


Figure 4-13 Modèle thermique CR du module IGBT FF300R12SK4

- Modélisation thermique de la pâte conductrice

Etant donné que la masse de la pâte conductrice présente entre les modules IGBT et le dissipateur est très faible, la capacité thermique de la pâte conductrice est négligée dans un premier temps car elle est très faible. La valeur exacte sera obtenue lors de l'optimisation du modèle. La valeur de la résistance thermique est approximée par calcul théorique avec l'expression **4-1** :

$$R_{th} = \frac{e}{\lambda . S} \qquad 4\text{-}1$$

Avec les données suivantes :

- Surface de la semelle du module IGBT: S = 0,0065 m²,
- Conductivité thermique de la pâte conductrice : 2,5 $W.m^{-1}.K^{-1}$,
- Epaisseur de la pâte conductrice : 0,03 mm. Cette valeur est garantie par la composition de la pâte (composé de microbille de verre) et la méthode d'étalement (tamis) utilisée. Elle a aussi été retrouvée expérimentalement, à partir du poids de la pâte mesuré après assemblage des modules IGBT sur son dissipateur.

- Modélisation thermique du dissipateur

La géométrie étudiée est un dissipateur en aluminium extrudé comme l'illustre la **Figure 4-14**. Le dissipateur est refroidi par air forcé.

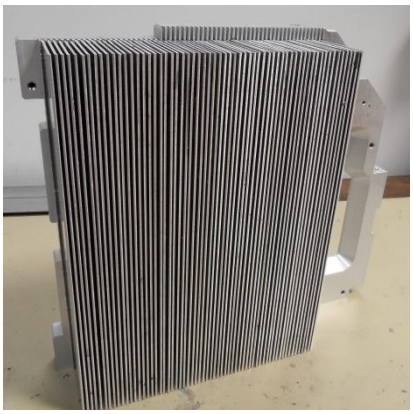


Figure 4-14 Photo du dissipateur des modules IGBT

Etant donnée la géométrie du dissipateur, une étude particulière a été menée pour construire un modèle thermique décrivant la conduction de la chaleur entre la semelle du dissipateur et l'air dans un canal (espace entre deux ailettes). Cette étude est basée sur la méthode proposée par Drofenik et al. [*Drof05*].

4.3.2.2.2 Optimisation du modèle thermique équivalent de l'onduleur résonant

Le modèle thermique équivalent qui décrit la conduction de la chaleur entre la jonction d'un module IGBT et l'air ambiant en passant par le dissipateur est représenté par la **Figure 4-15**.

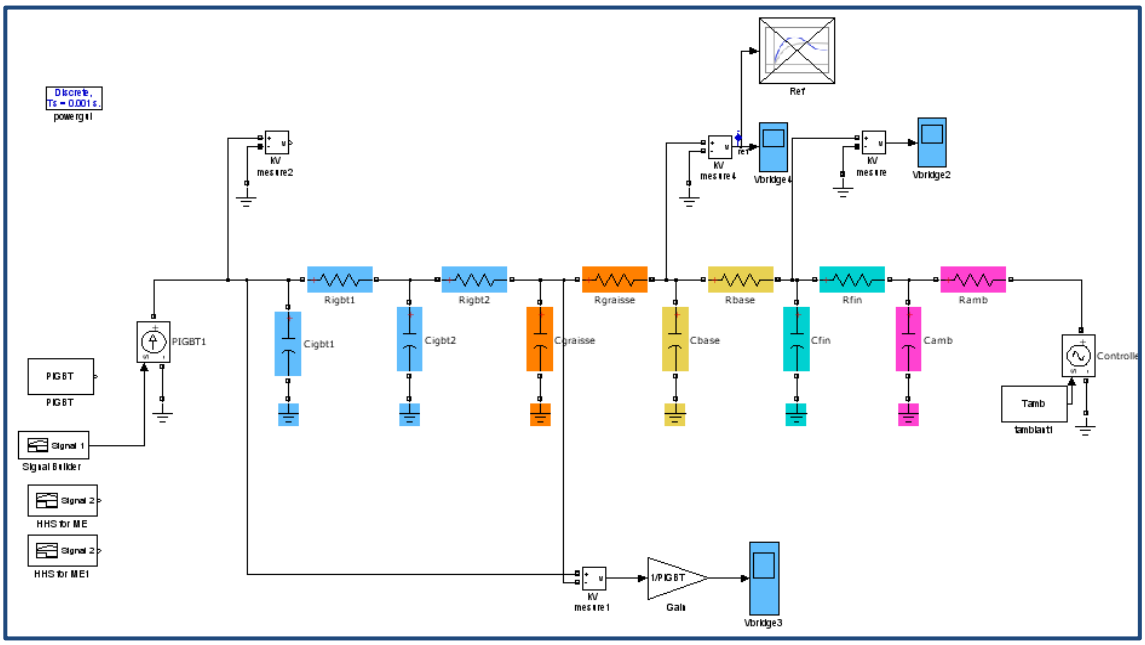


Figure 4-15 Représentation du modèle thermique équivalent CR de l'onduleur résonant dans l'environnement Matlab Simulink

Les paramètres (R_{th} et C_{th}) du modèle thermique équivalent CR sont ensuite optimisés à l'aide du modèle par éléments finis Qfin. Les valeurs des paramètres du modèle après optimisation sont données par la **Figure 4-16**.

Name	Value	Min	Max
Camb	1.8159	1.8159	1.8159
Cbase	2.7099e+03	2.709...	2.709...
Cfin	1.2471e+04	1.247...	1.247...
Cgraisse	0.5319	0.5319	0.5319
Cigbt1	0.2866	0.2866	0.2866
Cigbt2	1.2124	1.2124	1.2124
PDIODE	0	0	0
PIGBT	85	85	85
Ramb	0.0217	0.0217	0.0217
Rbase	0.0100	0.0100	0.0100
Rfin	0.0067	0.0067	0.0067
Rgraisse	0.0028	0.0028	0.0028
Rigbt1	0.0016	0.0016	0.0016
Rigbt2	0.0024	0.0024	0.0024
Rthhs_base	0.1000	0.1000	0.1000
Tamb	28	28	28
Theat	30	30	30
Ts	1.0000e-03	1.000...	1.000...
Tstop	1200	1200	1200
tempQfin	<11x2 double>	0	1140

Figure 4-16 Paramètres du modèle équivalent CR après optimisation

4.3.2.2.3 Validation du modèle thermique équivalent de l'onduleur résonant

Le modèle thermique a ensuite été validé à différents niveaux de puissance et les résultats obtenus sont assez satisfaisants. La **Figure 4-17** et la **Figure 4-18** montre la validité du modèle thermique équivalent CR en réponse à, respectivement, une puissance de 400 W et de 280 W au niveau d'un module IGBT pour une durée de 100 millisecondes. Les températures de semelle des modules IGBT sont représentées dans ces figures.

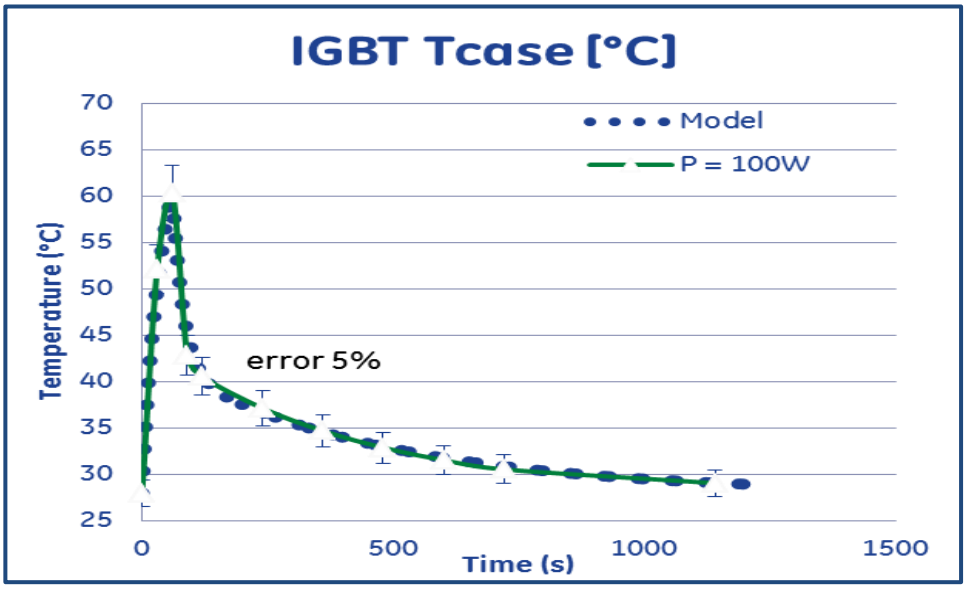


Figure 4-17 Validation du modèle à 100W

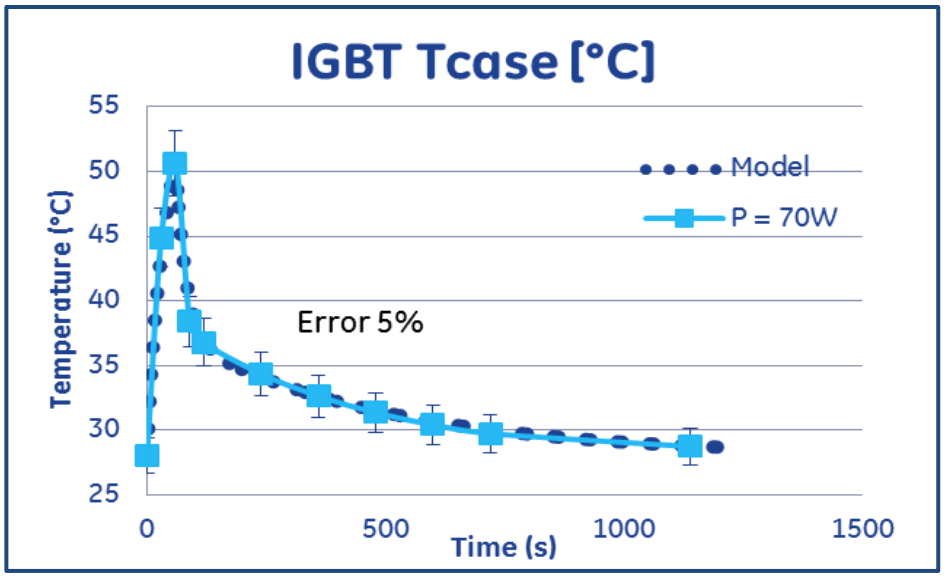


Figure 4-18 Validation du modèle à 70W

Nous pouvons bien observer que l'erreur entre les réponses thermiques du modèle thermique équivalent CR et celles du modèle par éléments finis est inférieure à 5%, ce qui nous amène à accepter la précision du modèle.

4.3.2.3 Modèle thermique du « tank »

Le « *tank* » contient tous les composants portés à la haute tension de plusieurs kilovolts. Il est principalement constitué de plusieurs étages de transformation fournissant chacun la même tension. Chaque étage possède son propre circuit de redressement et de filtrage. Ces étages sont mis en série pour obtenir la haute tension de sortie qui sera imposée au tube à rayons X. Les composants critiques du « *tank* » ont été identifiés comme étant les diodes de puissance et les condensateurs céramique multicouches de filtrage et d'équilibrage. Le « *tank* » inclut aussi d'autres cartes destinées à d'autres fonctions du générateur (fonction « chauffage du filament » et « fonction déflection »). Il est entièrement rempli d'huile minérale qui joue le rôle d'isolant électrique et de conducteur thermique. Le refroidissement des composants immergés dans l'huile s'effectue par convection et par conduction thermique [*Perr05*].

La **Figure 4-19** montre une vue éclatée du « *tank* » avec les différentes sources de pertes. Le modèle thermique du « *tank* » *(*voir **Figure 4-52** en **Annexe 1***)*, construit sous l'environnement Matlab Simulink, est composé de plusieurs parties : le primaire du transformateur, les différents étages de transformation avec leur circuit de redressement et de filtrage, la carte électronique destinée aux fonctions « chauffage du filament » et « déflection des électrodes », les résistances d'amortissement (elles permettent d'absorber les surcharges

électriques, ou spits, observées dans les tubes à rayons X), le dissipateur constitué par la cuve métallique, mais aussi les éléments situés à l'extérieur du « *tank* » qui ont une influence sur le comportement thermique de ce dernier. Notons que ce modèle contient des boucles qui permettent de réinjecter les pertes thermiques des différents éléments en entrée du modèle. Ces boucles permettent de prendre en compte l'effet de ces pertes sur l'élévation globale de la température des éléments considérés. Dans cette section, nous nous concentrerons sur la partie étage de transformation où sont situés les composants critiques étudiés.

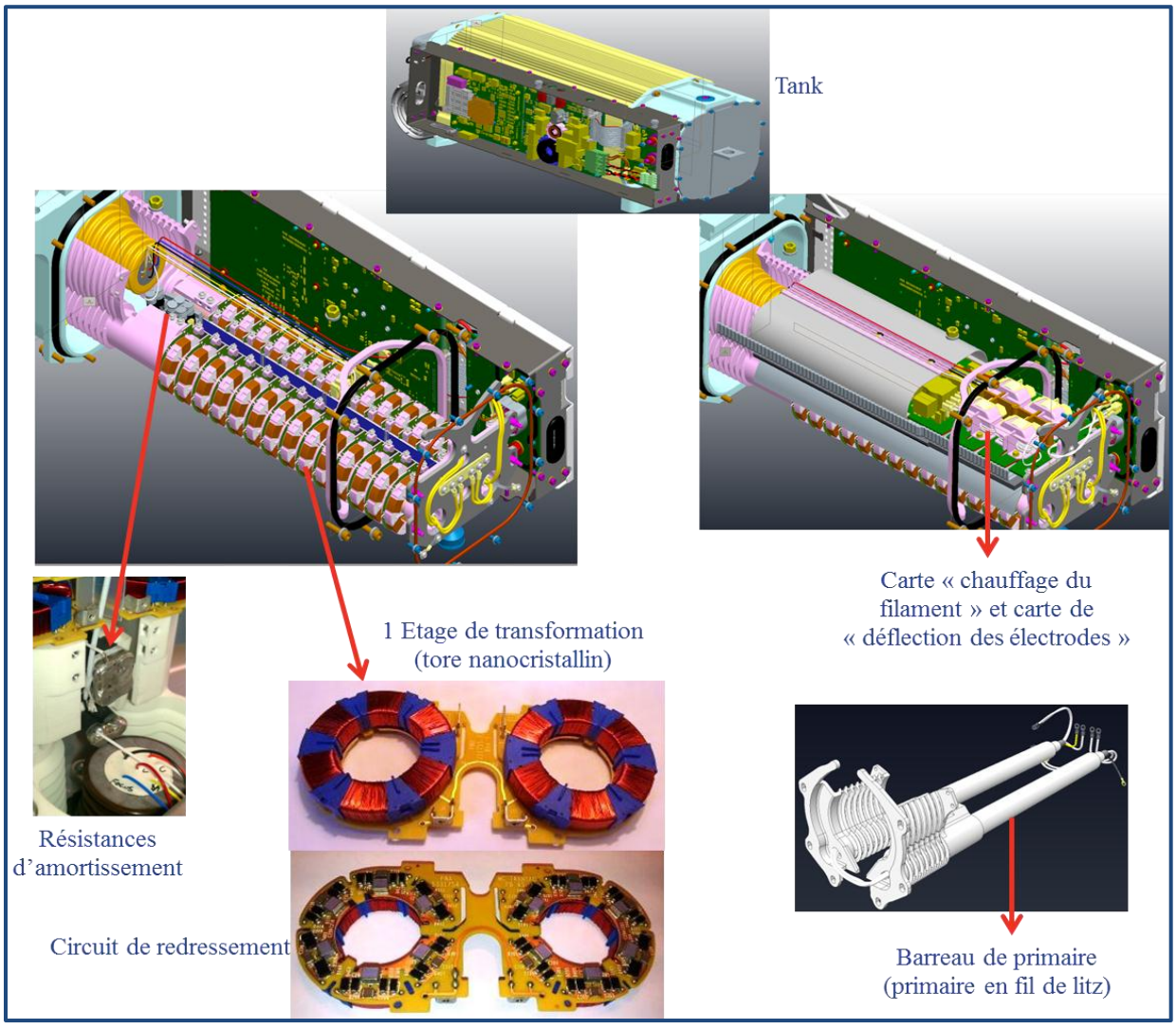


Figure 4-19 Vue éclatée du « *tank* » avec les différentes sources de perte

4.3.2.3.1 Modèle thermique de l'assemblage transformateur

Dans cette partie, nous allons exposer les calculs de perte des différentes parties de l'assemblage transformateur qui ont servi à concevoir le modèle thermique du « *tank* ».

- Le tore du transformateur

Le tore utilisé est constitué d'un matériau nanocristallin dont les pertes ne dépendent pas de la température dans la plage de fréquence de l'application médicale (50 - 200 kHz) [*Shen08*]. Une campagne de mesure des pertes du tore nanocristallin a permis de déterminer les valeurs des paramètres de la loi de perte dépendante de l'induction magnétique et de la fréquence. La **Figure 4-20** montre les pertes du tore nanocristallin en fonction de l'induction magnétique à 60 kHz et à 200 kHz. Les mesures sont effectuées à température ambiante (25°C).

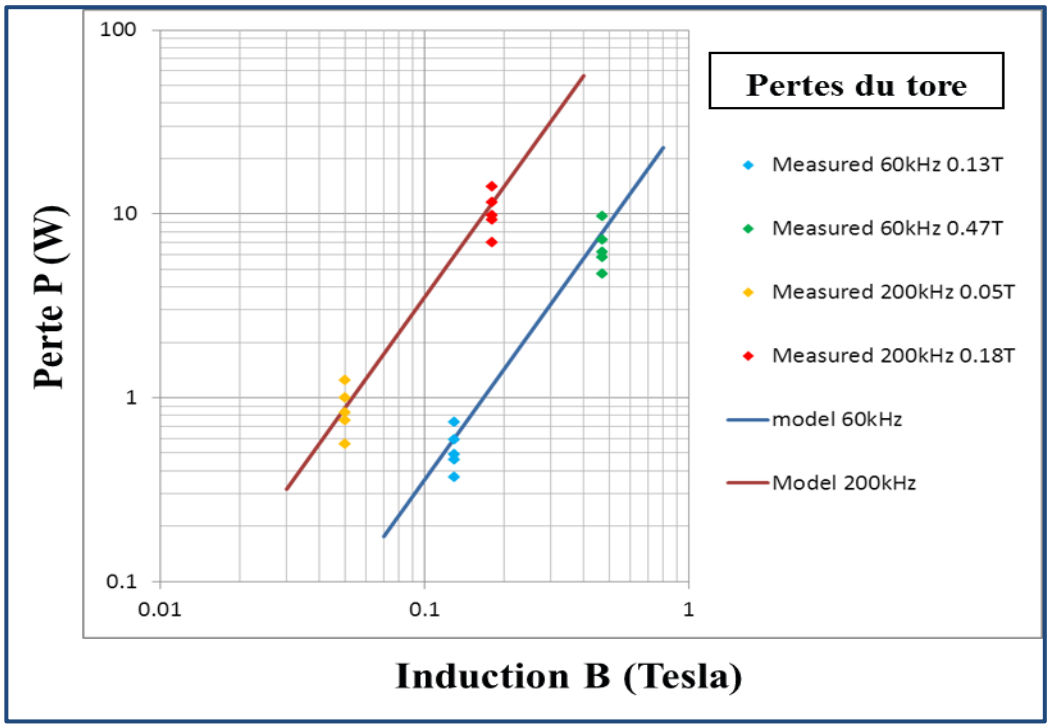


Figure 4-20 Mesures des pertes du tore nanocristallin

La loi de perte (équation de Steinmetz) est déduite de ces mesures de perte du tore nanocristallin. Elle est donnée par l'expression **4-2** :

$$P\,(W) = 0{,}015 * B(tesla)^{2} * F(kHz)^{1.9} \qquad 4\text{-}2$$

L'exposant de l'induction B représente la pente de la courbe, l'exposant de la fréquence et la constante 0,015 sont obtenus par corrélation avec les points de mesure.

La capacité thermique du tore nanocristallin est calculée grâce à la formule **4-3**.

$$C_{th} = m.\rho.C_P \qquad 4\text{-}3$$

Avec :

m : la masse de l'élément considéré, en kg,

ρ : la masse volumique du matériau, en kg/m^3,

C_P : la chaleur massique du matériaux, en J/(kg.K).

La résistance thermique du tore a été, dans un premier temps, estimée avant d'être optimisée après recalage du modèle vis-à-vis des mesures physiques de température.

- Le bobinage secondaire

Les pertes au niveau du bobinage secondaire sont fonction de la tension secondaire et de la résistance du fil de cuivre du bobinage secondaire (**4-4**).

$$P\ (W) = V^2 / R_{AC} \qquad 4\text{-}4$$

Cette résistance est dépendante de la fréquence de fonctionnement et de la température. La **Figure 4-21** qui montre l'évolution de cette résistance à différents niveaux de température a permis de retrouver les valeurs des paramètres de la loi qui régit cette résistance.

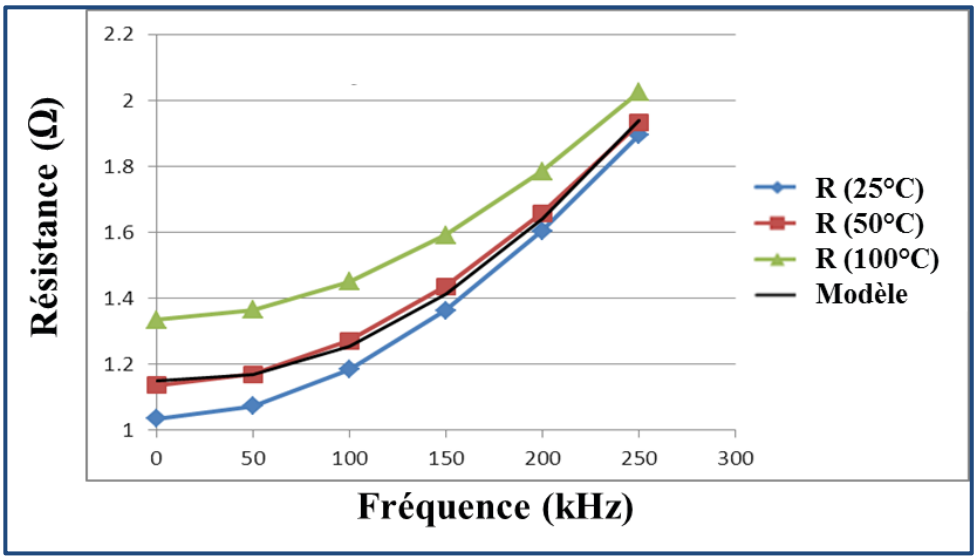


Figure 4-21 Résistance secondaire en fonction de la fréquence d'utilisation

Ce modèle simplifié de la résistance provient de la théorie sur les effets de peau et de proximité sur les bobinages toroïdaux (**4-5**) [*Dixo88, Dimi07*].

$$R_{AC} = R_{DC_20°C} * (0{,}95 + 4.10^{-3}*T_{Cu} + 1{,}4.10^{-5}*F^2 - 7.10^{6}*F*T_{Cu}) \qquad 4\text{-}5$$

Avec :

R_{AC}: la résistance alternative, $R_{DC_20°C}$: la résistance continue à 20°C, F: la fréquence et T_{Cu} : la température du cuivre.

- Le circuit de redressement

Une première analyse a été effectuée pour estimer les pertes dans les diodes lors d'un fonctionnement réel. La **Figure 4-22** montre un exemple de formes d'onde des diodes de redressement.

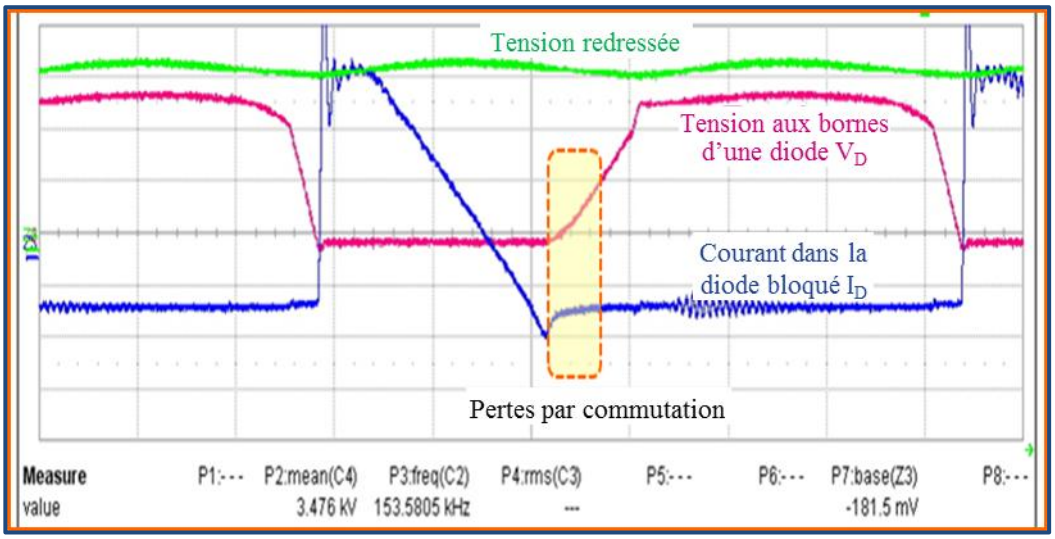


Figure 4-22 Formes d'onde d'une diode de redressement

Cette analyse a permis d'estimer les pertes par conduction (expression **4-6**) et par commutation (expression **4-9**).

$$P_{cond} = V_D * I_D + R_D * I_{RMS}^2 \qquad \textbf{4-6}$$

Avec R_D la résistance différentielle (ou dynamique) de la diode, I_{RMS} le courant efficace.

$$P_{com} = V_D * Q_{rr} * f \qquad \textbf{4-7}$$

Avec Q_{rr} la quantité de charges recouvrées et f la fréquence.

Un modèle thermique local de la jonction de la diode à l'huile environnante a d'abord été proposé (voir **Figure 4-23**). Les paramètres de ce modèle ont été initialement obtenus par estimation ou par les données fournies par le constructeur. Ces paramètres seront ensuite optimisés lors du recalage du modèle avec les mesures physiques de température.

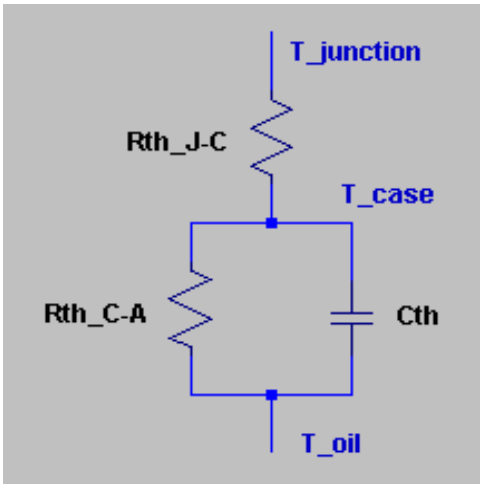


Figure 4-23 Modèle thermique local de la diode de redressement en situation

4.3.2.3.2 Recalage du modèle thermique du « *tank* »

Le recalage du modèle a consisté à choisir quelques points caractéristiques de la courbe de température mesurée et à optimiser les paramètres du modèle thermique afin d'être proche de ces points. Les courbes de température mesurées et celles fournies par le modèle thermique après recalage sont présentées respectivement par la **Figure 4-24** et **Figure 4-25**. Ces courbes représentent une succession de la même pose à 140kV, 200mA pour une durée de 30 secondes avec un intervalle de 810 secondes entre les poses.

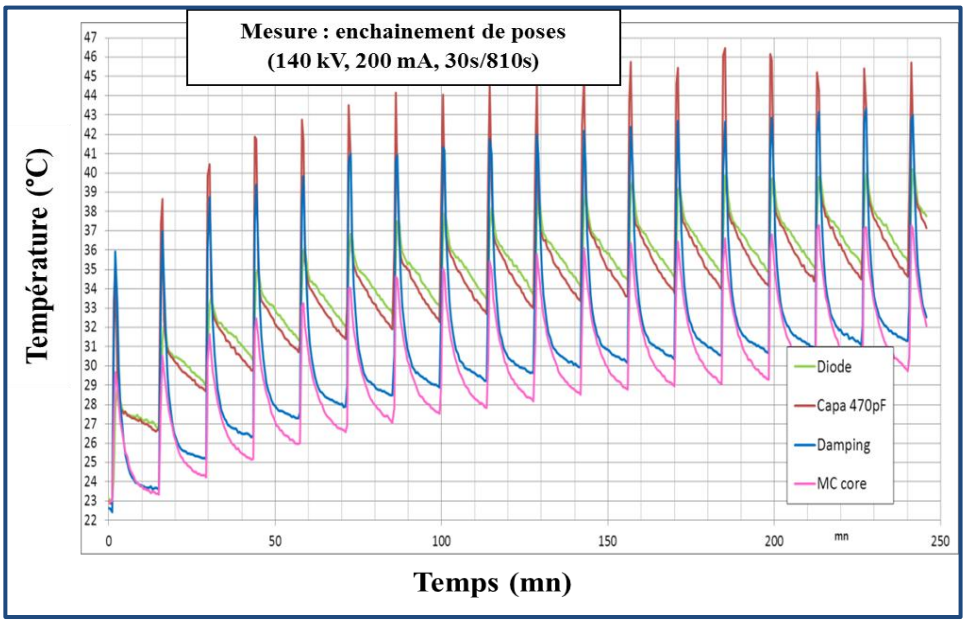


Figure 4-24 Courbes de températures mesurées par fibre optique

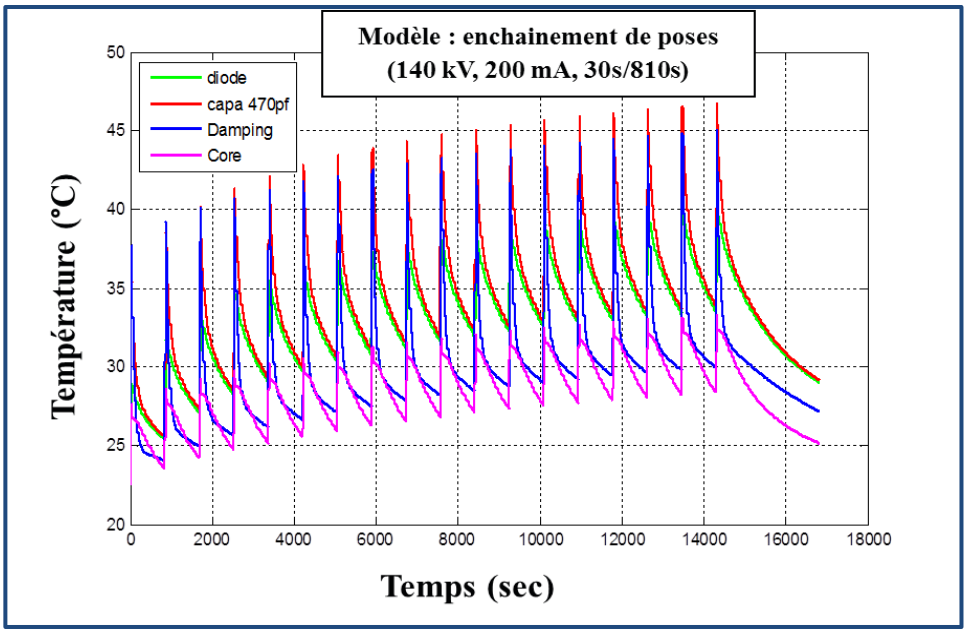


Figure 4-25 Courbes de températures fournies par le modèle thermique après recalage

4.4 Méthode de comptage du stress thermique : le « rainflow counting »

Les méthodes de comptages ont été initialement développées dans l'industrie aéronautique pour l'étude des dommages par fatigue des structures mécaniques. Il existe plusieurs méthodes de comptage de stress telles que le comptage des extrémums, le comptage des étendues, le comptage des dépassements de niveau et le comptage « *rainflow* » (« *rainflow counting* »). Ces méthodes sont amplement développées dans la référence [*Lala99*].

La méthodologie proposée dans cette thèse a pour données d'entrée les excursions et les valeurs moyennes de température des composants du système lors de leur fonctionnement. Cette démarche nécessite en conséquence une méthodologie de comptage de cycles qui puisse décomposer les relevés thermiques en cycles de température définis par leur amplitude et leur valeur moyenne.

Le « *rainflow counting* » est l'une des méthodes de comptage les plus utilisées dans l'ingénierie pour déterminer le nombre et les amplitudes des cycles de contrainte. La méthode de comptage « *rainflow* » a initialement été proposée par Matsuiski et Endo [*Mats68*] pour compter les cycles ou demi-cycles des signaux de contraintes au cours du temps sur la base du comportement contrainte-déformation de la matière (voir **Figure 4-28**).

La méthode de comptage « *rainflow* » est considérée comme la meilleure procédure pour reconnaître les évènements endommageants dans une séquence de contrainte [*Anth97*]. Elle est

aussi considérée comme celle qui conduit à des prévisions de durée de vie les plus représentatives de la réalité [*Dowl72*]. Des études utilisant le « *rainflow counting* » ont ainsi déjà été menées pour l'analyse de la défaillance des modules de puissance utilisés dans des applications temps réel [*Musa08*].

4.4.1 Principe

La méthode de comptage « *rainflow* » provient du principe de l'écoulement de l'eau, d'où son nom. Pour appliquer cette méthode, le graphe représentant la séquence de contraintes en fonction du temps est tourné de 90° de telle sorte à obtenir l'axe du temps verticalement vers le bas et l'historique des contraintes comme un toit en pagode (voir **Figure 4-26**). Imaginons un écoulement de pluie commençant à chaque point extremum successivement. Les règles du comptage « *rainflow* », illustrées sur la **Figure 4-26,** sont définies de telle sorte que cet écoulement est stoppé lorsque :

Figure 4-26 a : il franchit un plan qui part d'un minimum plus petit que celui de départ (5<1).

Figure 4-26 b : il franchit un plan qui part d'un maximum plus grand que celui de départ (5>1).

Figure 4-26 c : il rencontre un trajet d'eau provenant d'un plan supérieur.

Ces règles sont illustrées dans la **Figure 4-26**.

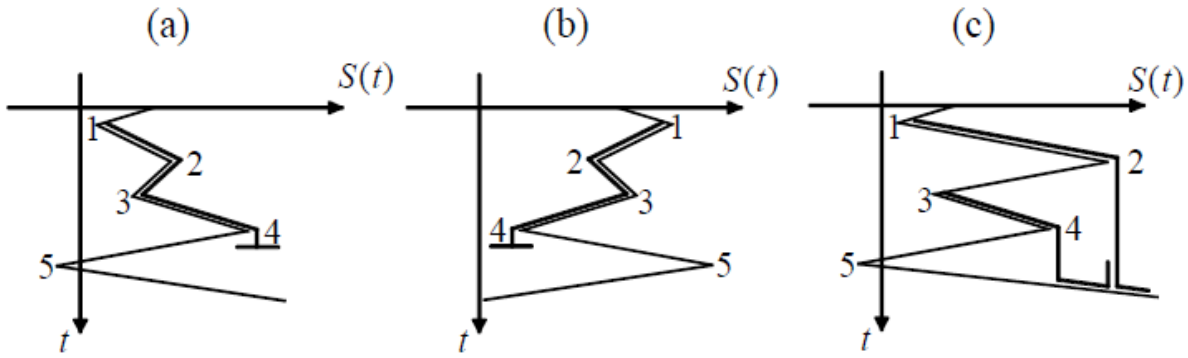


Figure 4-26 Illustration des règles du comptage « *rainflow* » [Gued05]

Chaque écoulement identifié correspond à un demi-cycle. Chaque écoulement possède un demi-cycle complémentaire pour former un cycle de contrainte, sauf parfois au début et à la fin de la séquence de contrainte.

La **Figure 4-27** montre un exemple de comptage « *rainflow* » sur une séquence de contrainte.

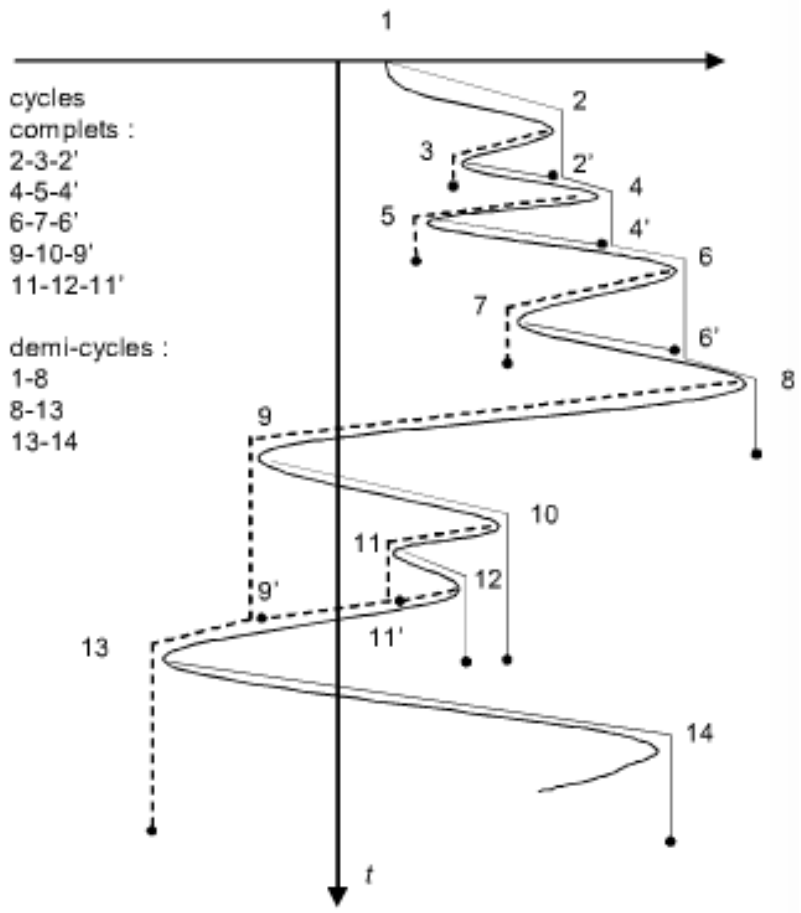


Figure 4-27 Exemple d'application des règles de la méthode de comptage « *rainflow* » [*Card06*]

4.4.2 Algorithme utilisé

L'algorithme que nous utilisons dans ces travaux de thèse a été proposé par Amzallag et al. [*Amza94*]. Il a été standardisé suite à une consultation de différents industriels (automobile, aéronautique, énergie et acier) afin d'obtenir un consensus sur son utilisation en analyse de la fatigue [*Afnor93*].

Les principales étapes de cet algorithme sont les suivantes :

1- Traitement préliminaire de la séquence de contrainte : cette étape consiste à échantillonner et à extraire les extremums pour ensuite quantifier leurs valeurs et les répartir en classes.

2- Extractions des cycles : cette phase utilise la méthode des quatre points illustrée dans la **Figure 4-28** où s représente la contrainte, ε la déformation et t le temps.

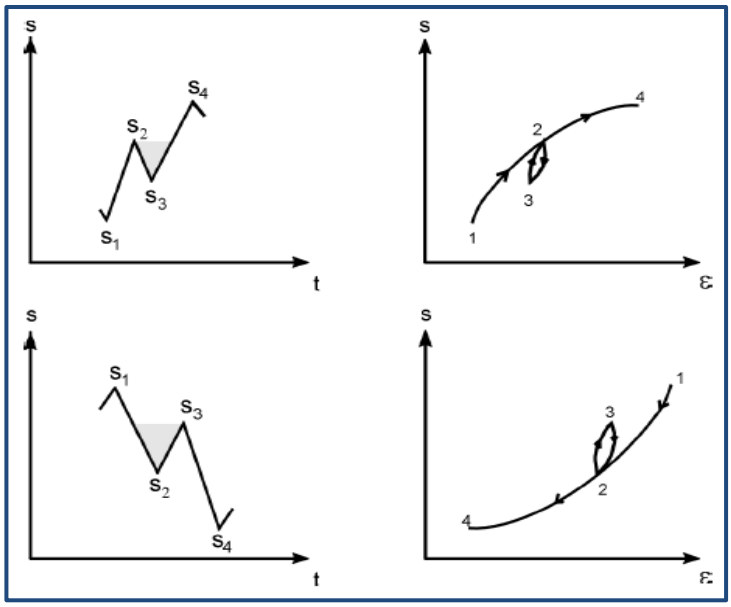


Figure 4-28 Principe de l'extraction des cycles « *rainflow* »

Le principe est le suivant :

- Les trois étendues consécutives formées par les quatre premiers points successifs (s_1, s_2, s_3 et s_4) sont d'abord déterminées :

$$\Delta s_1 = | s_2 - s_1 |; \quad \Delta s_2 = | s_3 - s_2 |; \quad \Delta s_3 = | s_4 - s_3 |$$

- Si $\Delta s_2 \leq \Delta s_1$ et $\Delta s_2 \leq \Delta s_3$, le cycle déterminé par le couple d'extremum s_2-s_3 (représenté par la zone grise sur la **Figure 4-28**), est extrait du signal. Son amplitude est définie par $s_a = | s_2 - s_3 | / 2$ et sa valeur moyenne par $s_m = (s_2 + s_3) / 2$.
  s_2 et s_3 sont alors éliminés du signal et s_1 est connecté à s_4.
- Sinon, le point suivant est considéré et la même règle est appliquée en utilisant les points 2, 3, 4 et le point suivant.
- La procédure est répétée jusqu'au dernier point de la séquence des extremums.

3- Traitement des résidus : une fois la procédure précédente terminée, les points du signal qui n'ont pas été extraits, appelés résidus, sont traités. Ce traitement consiste à ajouter aux résidus leur copie et à extraire une fois de plus les cycles de la séquence ainsi obtenue suivant la technique « *rainflow* » précédente.

4.5 Modèle de dommage cumulé

Dans leur vie, les composants du générateur à rayons X rencontrent des cycles de stress avec plusieurs niveaux d'amplitude et de valeur moyenne, variant aussi selon plusieurs profils de mission. Les contraintes thermomécaniques vues par les composants du générateur à rayons X se composent donc de différents cycles thermiques de différentes valeurs moyennes et de

différentes amplitudes. Les règles de cumul du dommage sont utilisées pour quantifier l'endommagement que produisent les cycles de chargement tels que les cycles thermiques.

En 1945, une première loi d'endommagement par fatigue a été proposée par Miner. Plusieurs lois, de plus en plus complexes, basées sur différentes hypothèses suivirent la loi de Miner. Nous allons d'abord parler succinctement de quelques lois de cumul du dommage avant de détailler la loi de Miner que nous utilisons dans ces travaux de thèse.

4.5.1 Quelques modèles de dommage cumulé

Plusieurs théories de cumul du dommage ont été proposées depuis la loi de Miner. Ces théories ont fait l'objet de beaucoup d'analyses dans la littérature [*Fate98*, *Past07*, *Ngar03*]. La **Figure 4-29** dresse une liste non exhaustive des lois de cumul du dommage les plus connues différentiées selon leur hypothèse de base ou modèle.

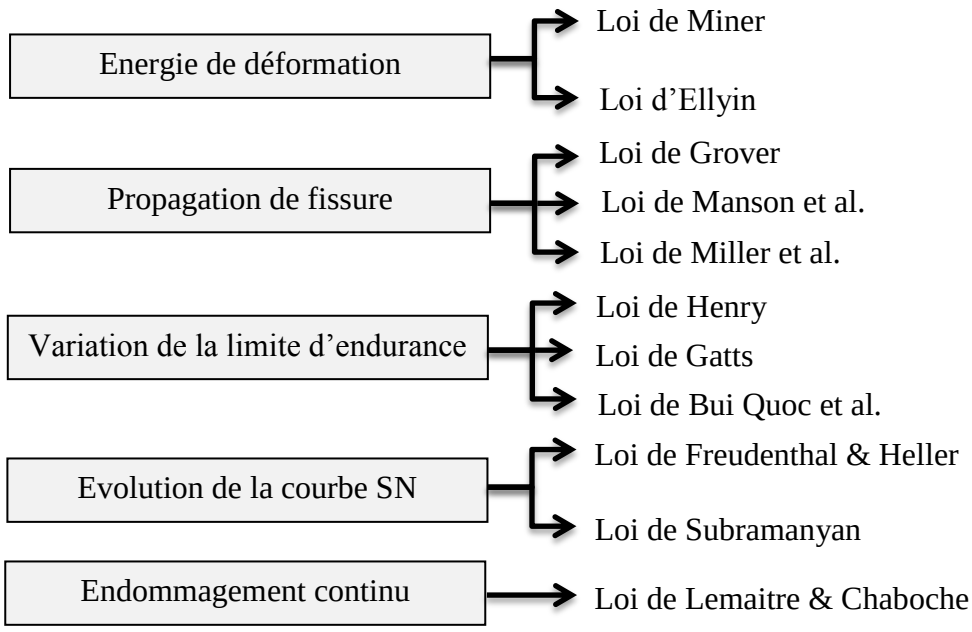


Figure 4-29 Lois de cumul du dommage pour chaque modèle [*Ngar03, Past07, Fate98*]

Cette partie n'ayant pas pour ambition de traiter de manière complète les lois d'endommagement en fatigue, nous nous contenterons de faire une brève description du principe de quelques lois qui nous paraissent nécessaires :

- La loi de Grover [*Grov60*] propose une méthode de cumul du dommage basée sur l'application de la règle de Miner sur deux phases de l'endommagement par fatigue : l'amorçage d'une fissure et la propagation de cette dernière jusqu'à la rupture. La durée de vie du matériau à la rupture (N_r) s'exprime par la somme du nombre de cycles à

l'amorçage de la fissure (N_I) et du nombre de cycles correspondant à la propagation de la fissure jusqu'à la rupture (N_{II}) : $N_r = N_I + N_{II}$.

- La loi d'Henry [*Henr55*] permet de prendre en compte l'effet non linéaire de l'évolution du dommage en reliant cette dernière à la variation de la limite d'endurance du matériau qui évolue avec l'état d'endommagement du matériau.

- La loi de Freudenthal-Heller [*Freu59*] permet de prendre en compte l'effet de l'historique d'apparition des cycles en supposant qu'il existe un point où converge la courbe S/N théorique et la courbe S/N expérimentale du matériau.

- La loi de Lemaitre & Chaboche [*Lema78, Lema96*], suppose que l'amorçage et la propagation des fissures se manifestent par une évolution continue du dommage. Cette évolution s'exprime par l'intégration de la loi différentielle de la variable de dommage D qui vaut zéro à l'état initial lorsque le matériau est vierge et l'unité lorsque l'amorçage de la fissure survient. Elle a été proposée pour la première fois par Chaboche en 1974 [Chab74] et a, par la suite, connu de nombreuses propositions d'améliorations [*Lema78, Lema88, Lema96, Ngar03*]

Cependant, il n'y a pas de loi de cumul du dommage universellement adoptée ou acceptée, car aucune d'elles ne permette la prise en compte de l'ensemble des facteurs phénoménologiques de la dégradation par fatigue [*Ngar03, Past07*]. En conséquence, la loi de Miner, en dépit de ses faiblesses, reste la loi la plus populaire et la plus utilisée en raison de sa simplicité d'application.

4.5.2 La règle de Miner

La règle de Miner, que nous utilisons dans ces travaux, repose sur l'hypothèse selon laquelle le dommage subi par le composant sous test est cumulatif de manière linéaire. Pour sa simplicité, la règle de Miner est la règle de dommage cumulé la plus utilisée dans l'ingénierie [*Ngar03, Past07*].

Initialement suggérée par Palmgren en 1924, la règle de Miner, proposée en 1945, est l'une des premières à formuler une loi mathématique d'endommagement en fatigue. Elle est nommée règle de Palmgren-Miner ou règle de dommage linéaire.

4.5.2.1 Description

Miner fait l'hypothèse que les cycles de contrainte peuvent être regroupés par séquence de blocs d'amplitude constante. Chaque bloc *i* d'amplitude S_i est composé de n_i cycles. Ces blocs de cycles, extraits de la séquence de contrainte temporelle, sont obtenus via une représentation par histogramme des cycles d'amplitude constante grâce à la méthode « *rainflow counting* » qui est traitée dans la section précédente. Le but est d'estimer le nombre de blocs à la défaillance que peut supporter le matériau. Un exemple de spectre d'amplitude des cycles de stress est illustré par la **Figure 4-30**.

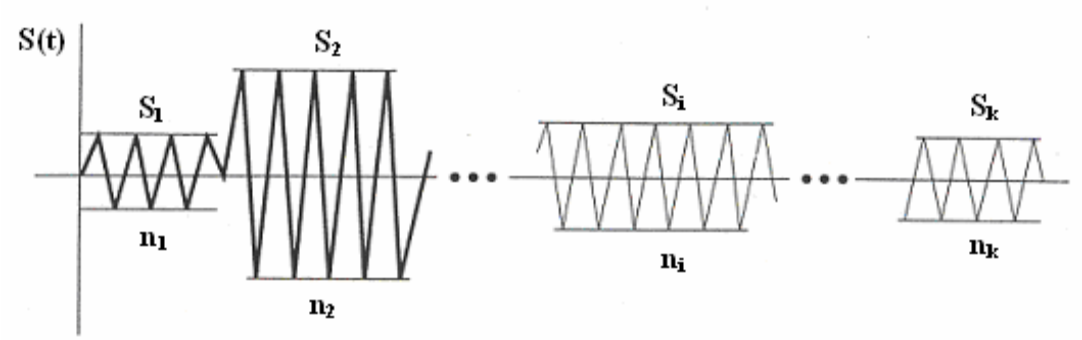


Figure 4-30 Spectre d'amplitude des cycles de contrainte

La formulation mathématique d'endommagement de Miner est décrite par l'expression **4-8** :

$$D = \sum_i \frac{n_i}{N_i} \qquad \textbf{4-8}$$

Où D est le dommage total produit par la séquence des cycles de contrainte.

Cette formulation est une sommation linéaire des fractions de dommage causées par les blocs de cycles de contraintes. La fraction de dommage est donnée par la formule **4-9**:

$$d_i = \frac{n_i}{N_i} \qquad \textbf{4-9}$$

N_i est déterminé à partir de la courbe S/N (voir **Figure 4-31**), il représente le nombre de cycles à la défaillance sous le stress d'amplitude constante et égale à S_i.

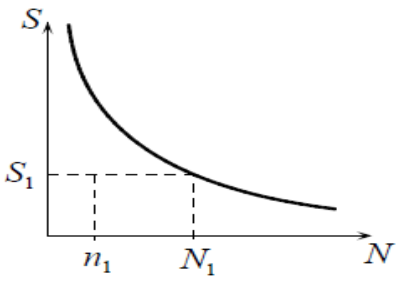


Figure 4-31 Fraction de durée de vie associée à une amplitude donnée d'un cycle de contrainte

La défaillance de la pièce est atteinte lorsque le dommage total provoqué par le cumul des fractions de dommage des différents blocs est égal à l'unité, ce qui correspond à l'expression **4-10** :

$$D = \sum_i d_i = \sum_i \frac{n_i}{N_i} = 1 \qquad \textbf{4-10}$$

4.5.2.2 Avantages et inconvénients

- Avantages
  - Cette loi est la plus utilisée pour sa simplicité d'application.
  - Il n'y a aucun paramètre particulier à déterminer. Seule la connaissance de la courbe S/N du matériau est nécessaire.
- Inconvénients
  - Linéarité du modèle : on suppose que tous les cycles d'une amplitude donnée produisent le même dommage, que cela arrive en début ou en fin de vie. Le niveau d'endommagement du matériau n'est donc pas pris en compte.
  - Il n'y a pas d'effet de séquence : l'ordre d'apparition des cycles (historique du chargement) n'est pris en compte.
  - Les cycles d'amplitudes inférieures à la limite d'endurance (« petits cycles ») ne sont pas pris en compte. Ils sont considérés comme non endommageants.

4.6 Modèle d'association de fiabilité du générateur à rayons X

La méthode du diagramme de fiabilité (en anglais: Reliability Block Diagram Method) permet une modélisation fonctionnelle d'un système. Une mise en série et/ou en parallèle de composants élémentaires est effectuée pour modéliser le fonctionnement du système vis-à-vis de ces derniers. L'évaluation de la fiabilité du système est déduite de cette modélisation fonctionnelle.

Dans le cas du générateur à rayons X, le modèle série est utilisé pour modéliser le fonctionnement du système car il n'existe pas de redondance au niveau des composants critiques. Il est donc considéré que la défaillance d'un seul composant critique provoque une défaillance au niveau de la fonction impactée.

Dans une modélisation série, si le système comprend *n* composants indépendants dont la fiabilité de chacun est R_j (j allant de 1 à n), la fiabilité *Rs* du système est représentée par le produit de la fiabilité des composants élémentaires comme indiqué par l'expression **4-11** :

$$R_S = R_1.R_2.R_3...R_n = \prod_{i=1}^{n} R_j \qquad \textbf{4-11}$$

La fiabilité d'un système série est toujours inférieure à la fiabilité du composant le moins robuste.

La **Figure 4-32** représente un diagramme de fiabilité de type série.

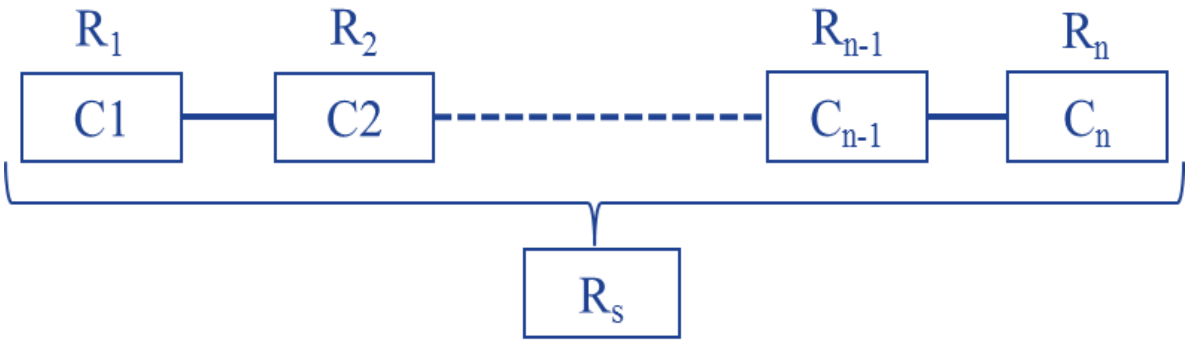


Figure 4-32 Diagramme de fiabilité série

4.7 Cas d'études de prévision de la fiabilité d'un générateur à rayons X

Dans cette partie, nous présenterons les résultats de la prévision de durée de vie des différentes parties du générateur selon le modèle décrit dans ce chapitre. Pour cela, nous montrerons pour chaque partie, un exemple d'application de la méthodologie pour un profil d'examen donné avant de consigner les résultats dans un tableau récapitulatif.
Nous aborderons ainsi la prévision de la durée de vie :

- de l'onduleur résonant avec pour composants critiques les modules IGBT,
- du transformateur haute tension et de son circuit de redressement (« *tank* ») avec comme composants critiques les diodes de redressement et les condensateurs céramique multicouches,
- de la carte « chauffage du filament » avec comme composants critiques les MOSFET de puissance,
- et enfin de la « carte rotation de l'anode » qui a un module IGBT comme composant critique.

Pour la prévision de la fiabilité en nombre de jours, nous avons émis les hypothèses suivantes :

- le nombre moyen de patients quotidien est de 50,
- les appareils sont utilisés 6 jours par semaine.

Notons que les courbes N/S utilisées dans cette partie ont été obtenues sur la base des paramètres du guide FIDES avec pour seul facteur d'accélération la différence de température et la température moyenne. Les autres facteurs d'accélération tels que l'humidité et la vibration ont été négligés dans cette étude.

4.7.1 Cas d'étude n°1 : prévision de la durée de vie de l'onduleur résonant

La méthodologie proposée ne prenant en compte que les composants critiques considérés comme ceux qui tombent en panne les premiers, seuls les modules IGBT seront considérés dans la prévision de la fiabilité de l'onduleur résonant. Le profil de contrainte thermique des IGBT de l'onduleur est montré dans la **Figure 4-33**. Ce profil représente l'enchainement de cinq examens de type CCTA.

Pour des raisons pratiques, la méthodologie de prévision de fiabilité est seulement détaillée pour le profil de mission d'un examen de type CCTA. Les résultats pour les autres profils de mission sont consignés dans le **Tableau 4-2**.

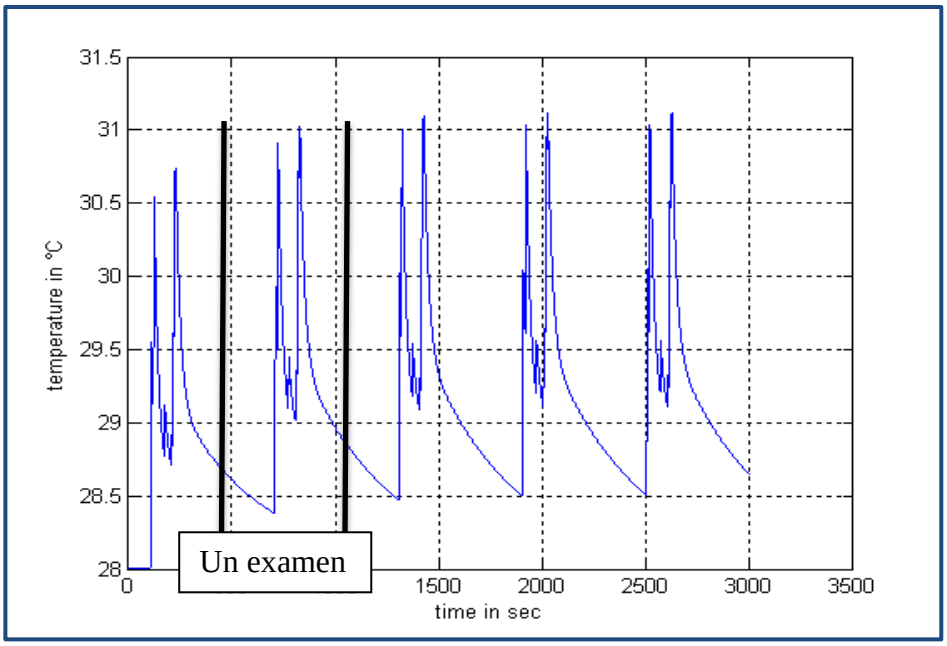


Figure 4-33 Profil de température de la semelle des IGBT de l'onduleur pour une succession de cinq examens de type CCTA

Le profil thermique des IGBT est la donnée d'entrée qui permet d'obtenir la distribution « *rainflow* » des excursions de température des IGBT de l'onduleur. La **Figure 4-34** montre cette distribution « *rainflow* » avec sur l'axe des X, l'amplitude des cycles de ΔT ; sur l'axe des Y, les valeurs moyennes des cycles de température et sur l'axe des Z, le nombre de cycles de ΔT.

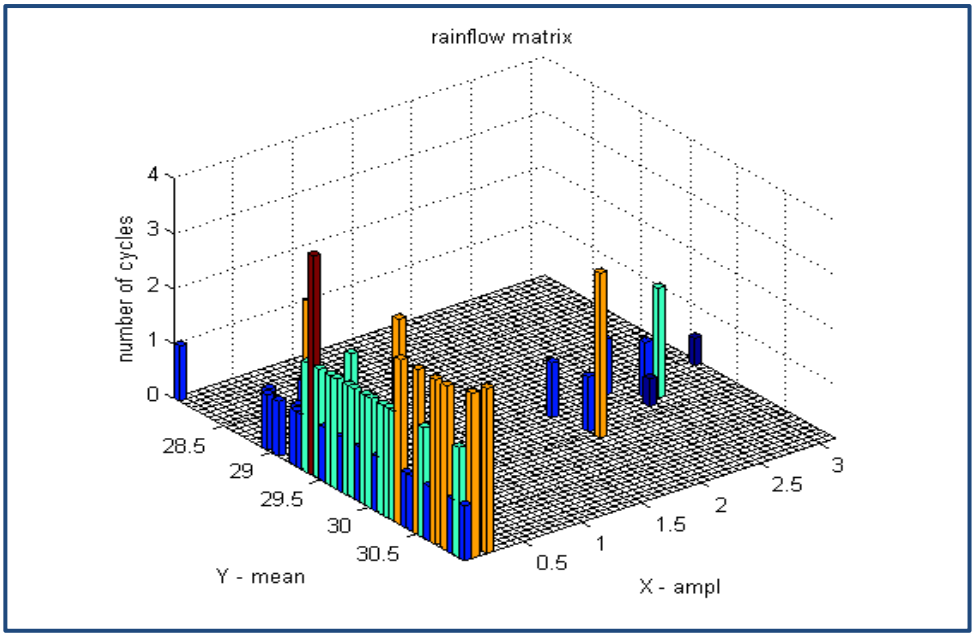


Figure 4-34 Distribution « *rainflow* » correspondant au profil de stress thermique des IGBT de l'onduleur pour un profil de mission CCTA

Les excursions de température observées avec ce profil sont très faibles ($\Delta T < 3°C$) pour un profil de mission CCTA. Ce qui implique une durée de vie élevée si le système est uniquement utilisé pour ce type d'examen. Nous verrons que l'utilisation du système selon le type de profil de mission a une grande influence sur la durée de vie du générateur à rayons X.

La **Figure 4-35** montre la courbe N/S des IGBT de l'onduleur résonant obtenu grâce aux facteurs d'accélération thermomécaniques du guide FIDES. Les niveaux d'excursion de température observés sur le profil de température sont représentés par des pointillés rouge sur la courbe. Cela permet une visualisation des niveaux d'excursion de température du profil de mission considéré sur la plage de durée de vie correspondante. Notons que, pour des raisons pratiques, les valeurs de température ambiante et les excursions de température inférieures à 1°C ne sont pas représentées dans la figure mais elles sont évidemment prises en compte dans le calcul prévisionnel. L'utilisation de la règle de Miner permet ensuite de prévoir la durée de vie d'un module IGBT sur la base de sa courbe N/S.

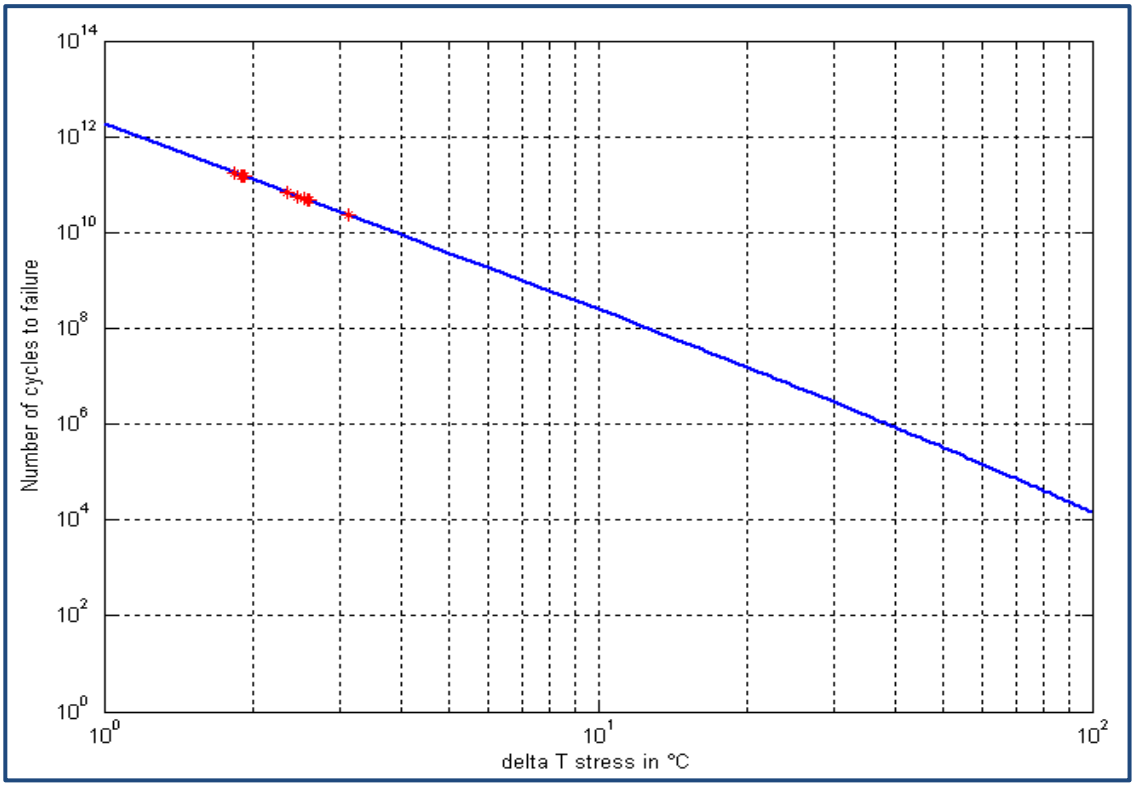


Figure 4-35 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des IGBT de l'onduleur pour un profil de mission CCTA

Les opérations précédentes (profil de température, distribution « *rainflow* » et prévision de la fiabilité avec la courbe N/S) sont répétées pour chaque profil de mission. Une mise en série du

nombre de modules IGBT de l'onduleur résonant permet enfin de calculer la durée de vie de ce dernier pour chaque profil de mission (voir **Tableau 4-2**).

Tableau 4-2 Prévision de la durée de l'onduleur résonant en fonction du profil de mission

	CCTA	Neuro.	Trauma	Vasculaire	Intervent°.
Nb cycles à la défaillance	5,57E+9	1,36E+7	1,13E+8	5,94E+7	7,20E+5
Nb jours	1,29 E+8	3,17 E+5	2,63 E+6	1,38 E+6	1,67 E+4
Nb jours à la défaillance pour 8 IGBT (modèle série)	12,23 E+6	3,96 E+4	3,29 E+5	1,73 E+5	2099

Les résultats de la prévision de la durée de vie de l'onduleur résonant montrent que les profils de mission de type neurologique et interventionnel sont les plus contraignants avec des durées de vie assez limitées pour la seule contrainte thermique.

4.7.2 Cas d'étude n°2 : prévision de la durée de vie du transformateur haute tension et de son circuit de redressement (« *tank* »)

Dans cette section, la méthodologie est seulement détaillée pour le profil de mission d'un examen de type vasculaire. Rappelons aussi que seuls les diodes et les condensateurs céramiques seront pris en compte dans la prévision de la fiabilité du « *tank* ».

- Les diodes de redressement

La **Figure 4-36** montre le profil de stress thermique des diodes de redressement pour une succession de cinq examens de type vasculaire.

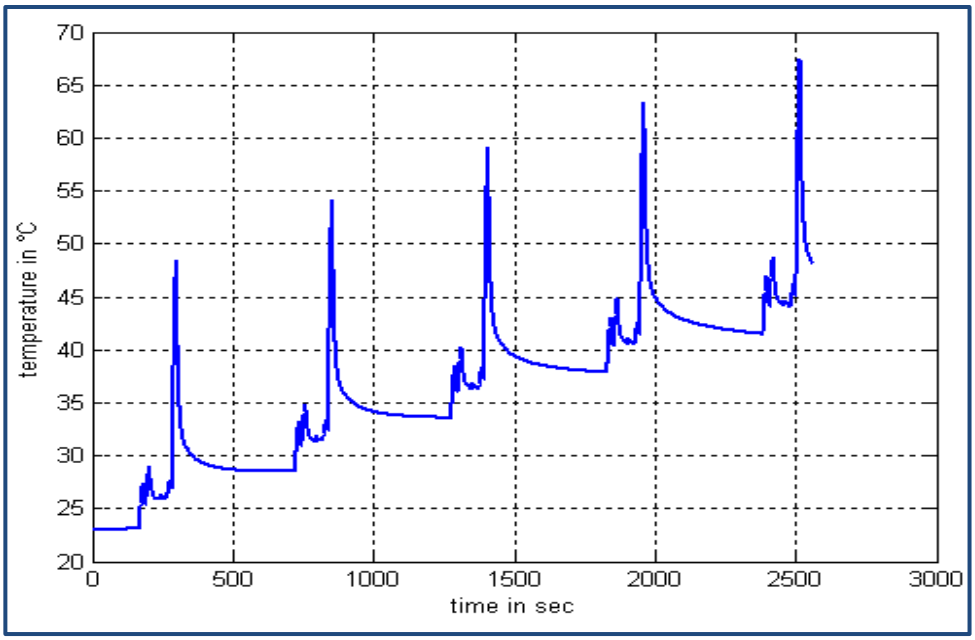


Figure 4-36 Profil de température du boitier des diodes de redressement pour une succession de cinq examens de type vasculaire

La **Figure 4-37** montre la distribution « *rainflow* » correspondant au profil de stress thermique des diodes de redressement pour un profil de mission de type vasculaire.

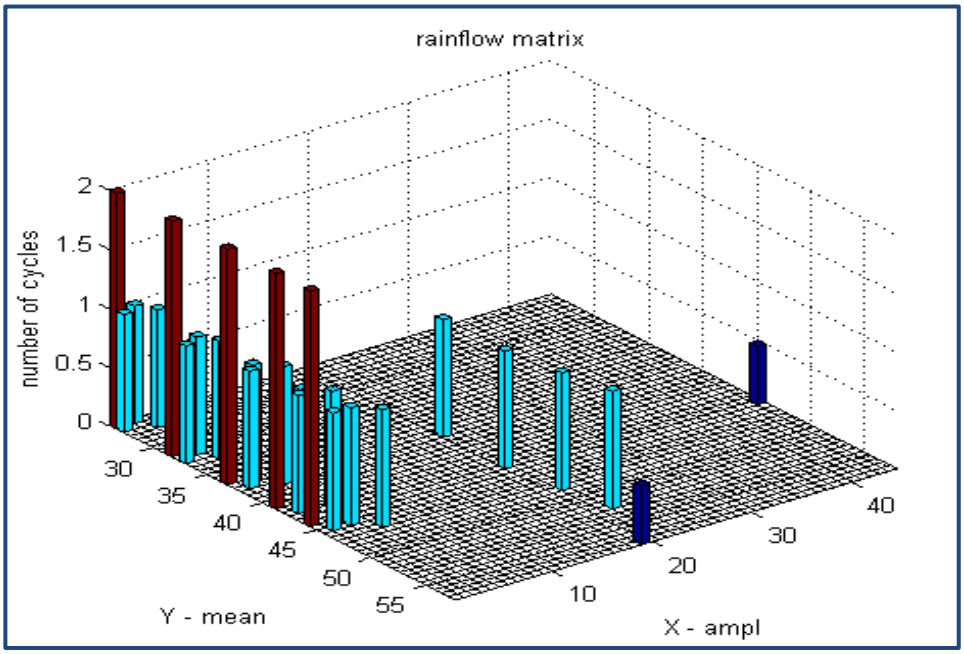


Figure 4-37 Distribution « *rainflow* » correspondant au profil de température des diodes de redressement pour un profil de mission vasculaire

La distribution « *rainflow* » montre des différences de température supérieures 20°C. Ce profil est donc assez contraignant pour les diodes de redressement. La **Figure 4-38** montre la courbe

N/S des diodes de redressement ainsi que les niveaux d'excursion de température du profil de stress.

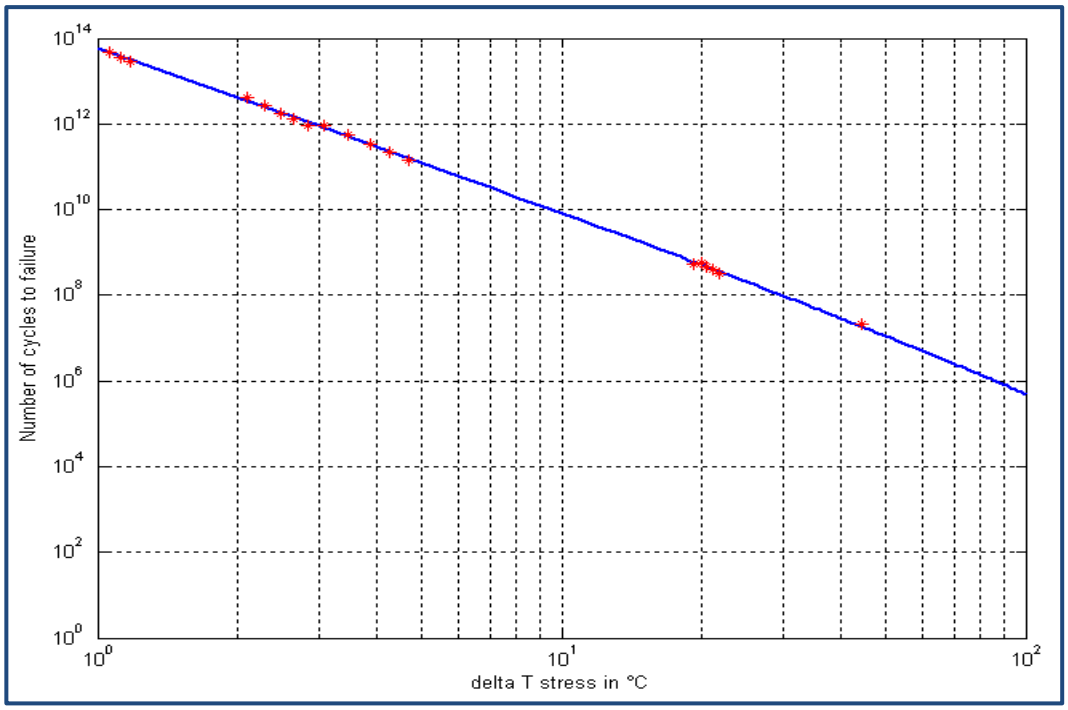


Figure 4-38 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des diodes de redressement pour un profil de mission de type vasculaire

Le **Tableau 4-3** donne les résultats de la prévision de durée de vie des diodes de redressement en fonction du profil de mission.

Tableau 4-3 Prévision de la durée de vie du transformateur haute tension en fonction du profil de mission – Les diodes de redressement

	CCTA	Neuro	Trauma	Vasculaire	Routine	Intervent°
Nb cycles à la défaillance	4,63E+9	1,01E+8	5,72E+7	2,96E+7	2,53E+9	4,52E+7
Nb jours	10,79E+7	2,35 E+6	13,34E+5	6,90 E+5	5,90 E+7	10,54 E+5
Nb jours (168 diodes en série)	6,42 E+5	14021	7941	4109	3,51 E+5	6275

- Les condensateurs céramique multicouches

La **Figure 4-39** montre le profil de stress thermique des MLCC pour une succession de cinq examens de type vasculaire.

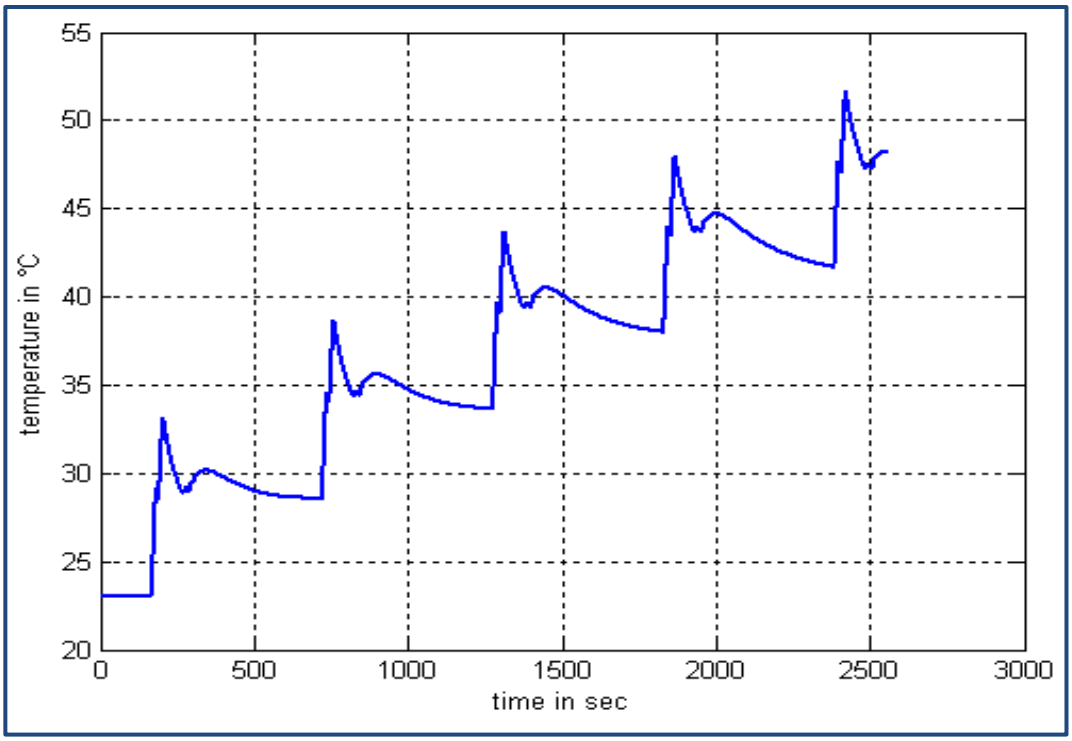


Figure 4-39 Profil de température des MLCC pour une succession de cinq examens de type Vasculaire

La **Figure 4-40** montre la distribution « *rainflow* » correspondant au profil de contrainte thermique des diodes de redressement pour un profil de mission de type vasculaire.

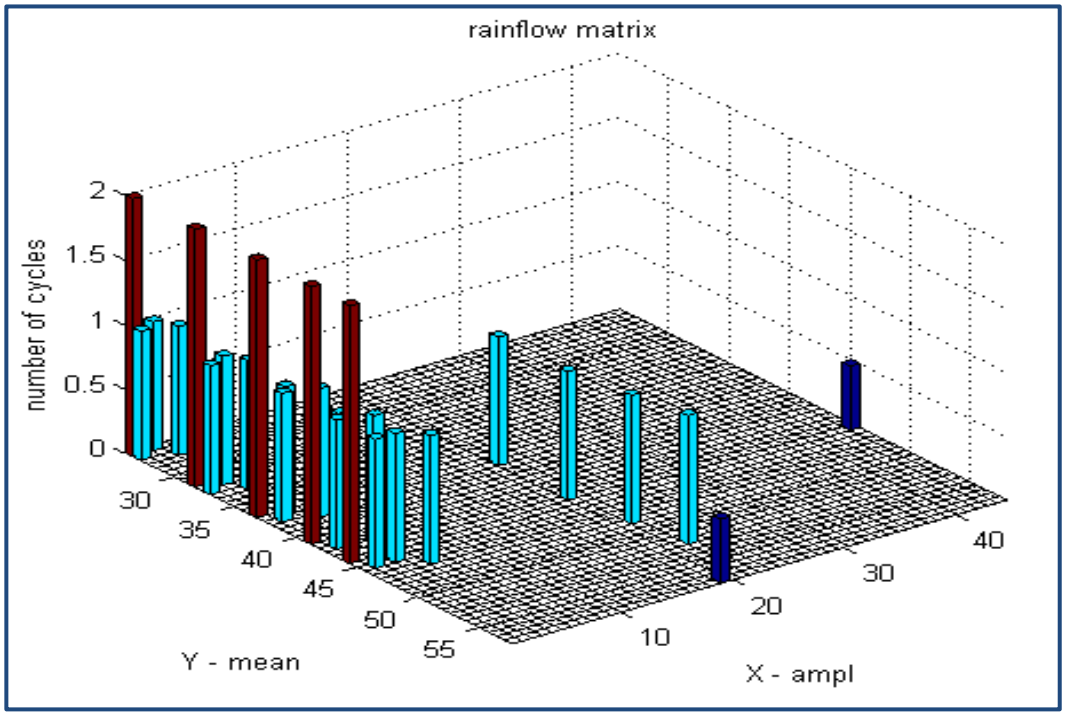


Figure 4-40 Distribution « *rainflow* » correspondant au profil de température des MLCC pour un examen de type vasculaire

La **Figure 4-41** montre la courbe N/S des condensateurs céramiques ainsi que les niveaux d'excursion de température en pointillés rouges.

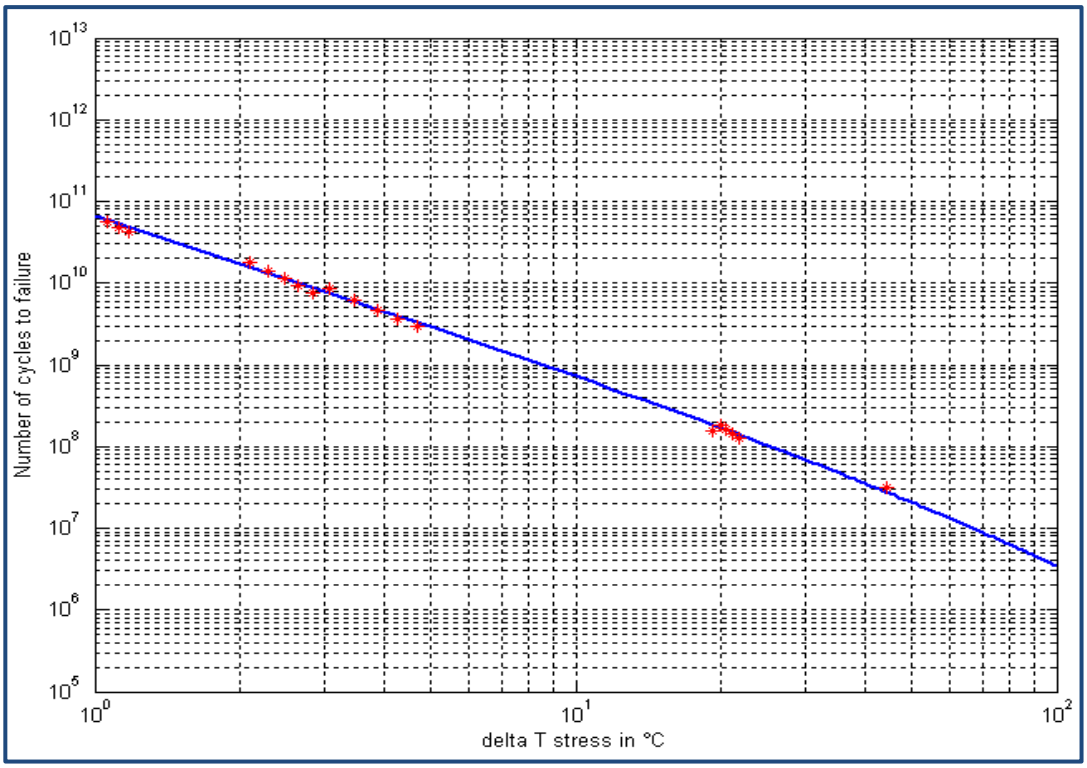


Figure 4-41 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des MLCC pour un profil de mission de type vasculaire

Le **Tableau 4-4** donne les résultats de la prévision de durée de vie des condensateurs céramique multicouches en fonction du profil de mission.

Tableau 4-4 Prévision de la durée de vie du transformateur haute tension en fonction du profil de mission – Les condensateurs céramique multicouches

	CCTA	Neuro	Trauma	Vasculaire	Routine	Intervent°
Nb cycles à la défaillance	6,17E+8	4,84E+7	3,13E+7	2,14E+7	3,97E+8	3,29 E+7
Nb jours	14,39E+6	11,28E+5	7,30 E+5	4,99 E+5	9,25 E+6	7,65 E+5
Nb jours à la défaillance pour 168 capa (modèle série)	8,55 E+4	6719	4345	2970	5,51 E+4	4567

L'association série de la prévision de durée de vie des diodes de redressement et des condensateurs céramiques a permis de prévoir la durée de vie du « *tank* » Les résultats sont consignés dans le **Tableau 4-5.**

Tableau 4-5 Prévision de la durée de vie du « *tank* » en fonction du profil de mission

	CCTA	Neuro	Trauma	Vasculaire	Routine	Intervent°
Diodes de redressement	6,42 E+5	14021	7941	4109	3,51 E+5	6275
MLCC	8,55 E+4	6719	4345	2970	5,51 E+4	4567
Nb jours à la défaillance du *tank*	7,54 E+4	4542	2808	1724	4,76 E+4	2643

Les résultats de la prévision de durée de vie montrent que les profils de mission de type traumatisme, vasculaire, neurologique et interventionnel sont les plus contraignants et ont un effet considérable sur la fiabilité du « *tank* ». Ces résultats permettent aussi de confirmer que le « *tank* » est le sous-système le moins fiable du générateur à rayons X.

4.7.3 Cas d'étude N°3 : Prévision de la durée de vie de la carte chauffage du filament

Pour la prévision de la durée de vie de la « carte chauffage du filament », il n'y a pas besoin de développer un modèle thermique étant donné que le profil de mission de cette fonction est plus ou moins standard et que le profil thermique correspondant est facile à relever. Cette carte a pour composants critiques deux MOSFET de puissance de référence FDB42AN15A0.

La **Figure 4-42** montre le profil de stress thermique des MOSFET de puissance pour une succession de trois examens.

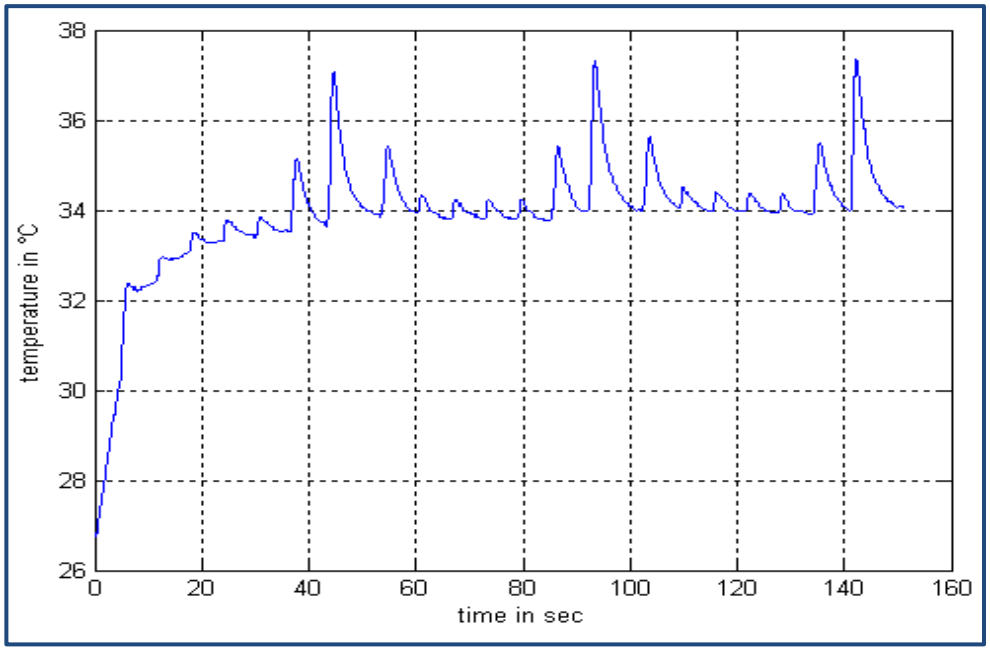


Figure 4-42 Profil de stress thermique d'un MOSFET de la « carte filament » pour une succession de trois examens

La distribution « *rainflow* » correspondant au profil de contrainte thermique des MOSFET de la « carte de filament » est montrée par la **Figure 4-43**.

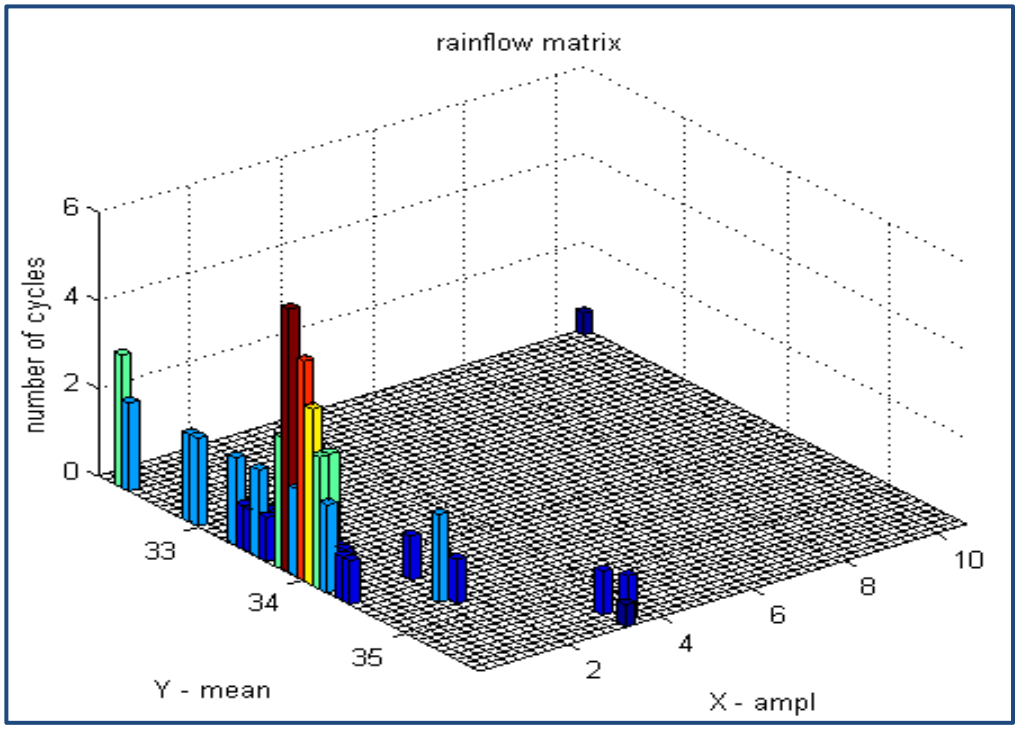


Figure 4-43 Distribution « *rainflow* » correspondant au profil de stress des MOSFET de la « carte filament »

Cette distribution « *rainflow* » montre que les excursions de température sont très faibles ($\Delta T < 10$ °C). Cela laisse supposer une durée de vie élevée de la « carte filament » si on considère la seule contrainte thermomécanique.

La **Figure 4-44** montre la courbe N/S des MOSFET de la « carte filament » ainsi que les niveaux d'excursion de température du profil de contrainte thermique.

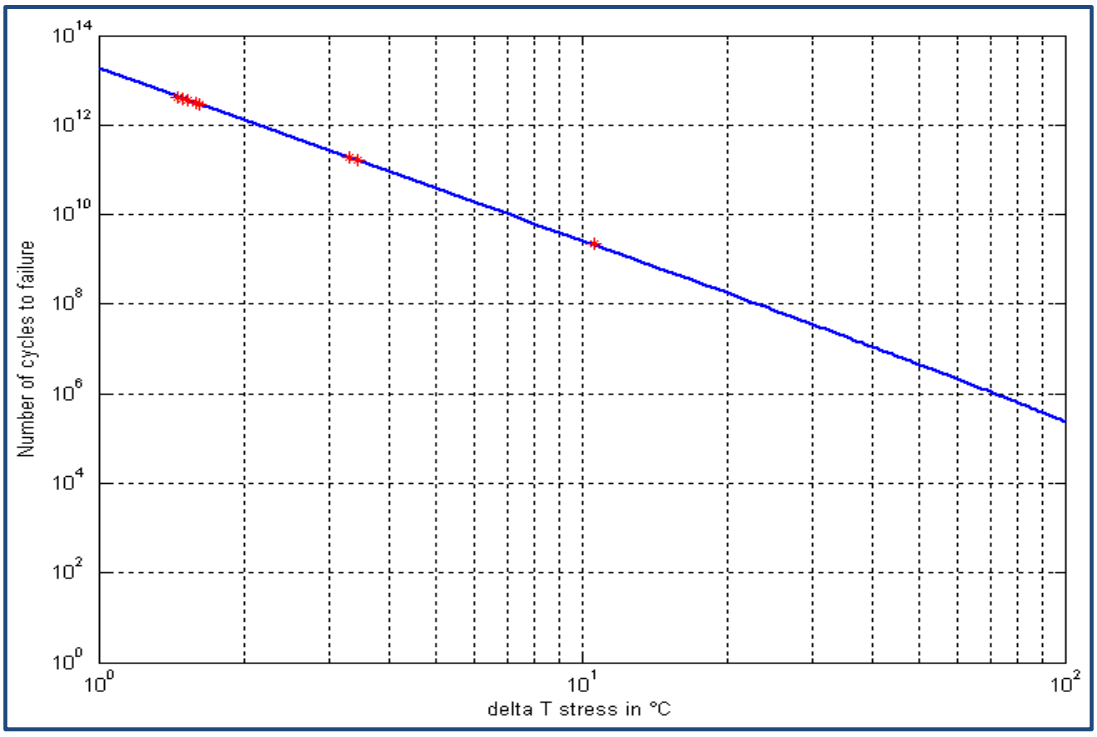


Figure 4-44 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des MOSFET de la « carte filament »

Le nombre de cycles à la défaillance calculé avec ce profil de stress est de :

N = 3,6990e+9

Le modèle série pour les deux MOSFET nous donne un nombre de cycles moyen égal à :

N = 18,4911E+8

La carte filament fait partie des éléments les plus fiables du générateur. La prévision du nombre de cycles à la défaillance vient confirmer cette affirmation sur la fiabilité de cette carte.

4.7.4 Cas d'étude N°4 : Prévision de la durée de vie de la « carte rotation » de l'anode

Pour la prévision de la « carte rotation » de l'anode, on retrouve aussi un profil de stress standard donc nul besoin de développer un modèle thermique. Cette carte comprend comme composants critiques un module IGBT composé de six puces IGBT avec leur diode de roue libre (FS100R06KE3).

La **Figure 4-45** montre le profil de stress thermique de l'IGBT de la « carte rotation » pour une succession de cinq examens.

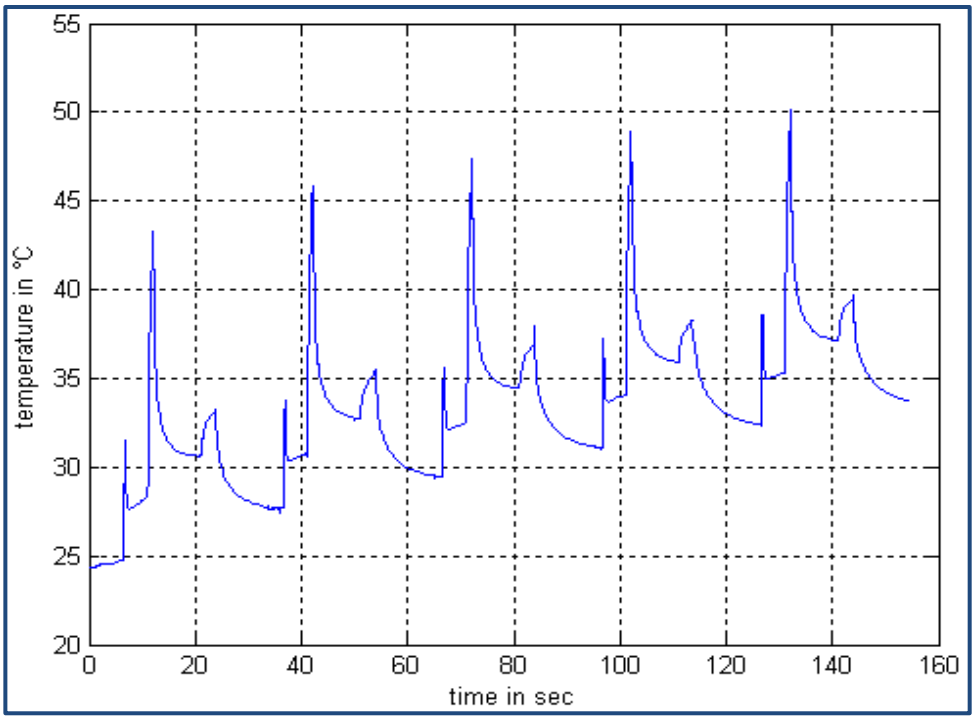


Figure 4-45 Profil de stress thermique de l'IGBT de la carte Rotation pour une succession de cinq examens

La distribution « *rainflow* » correspondant au profil de stress thermique de l'IGBT de la « carte rotation» est montrée par la **Figure 4-46**.

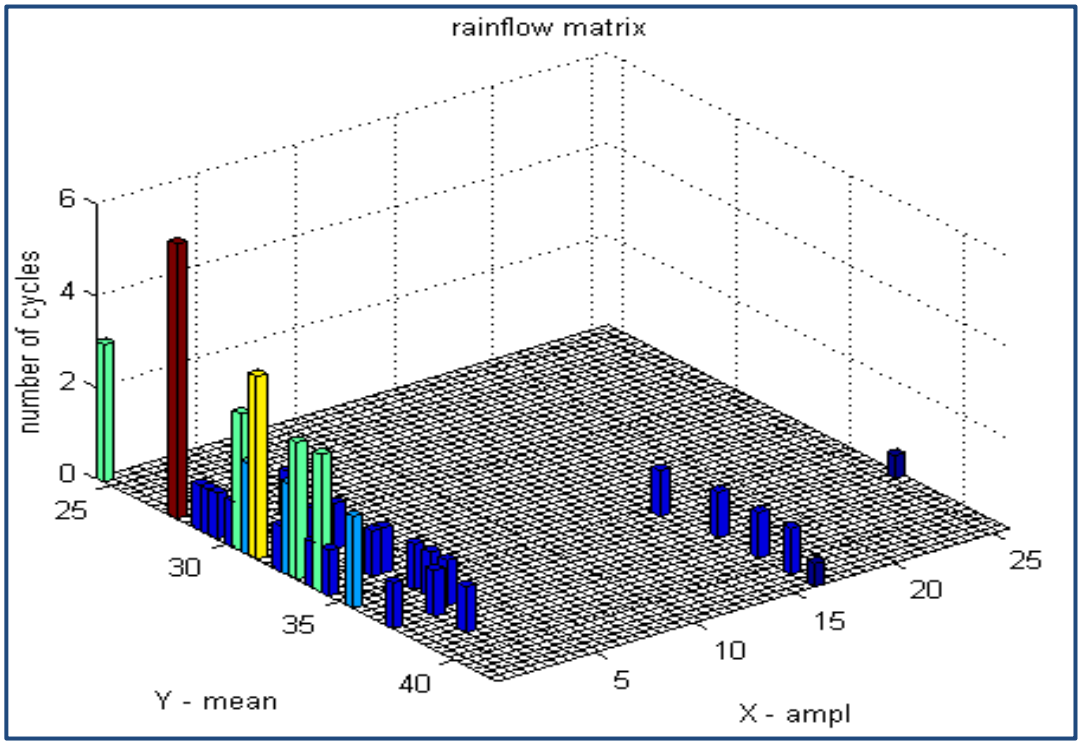


Figure 4-46 Distribution « *rainflow* » correspondant au profil de stress thermique de l'IGBT de la carte Rotation pour une succession de cinq examens

La **Figure 4-47** montre la courbe N/S de l'IGBT de la « carte rotation » ainsi que les niveaux d'excursion de température du profil de contrainte thermique.

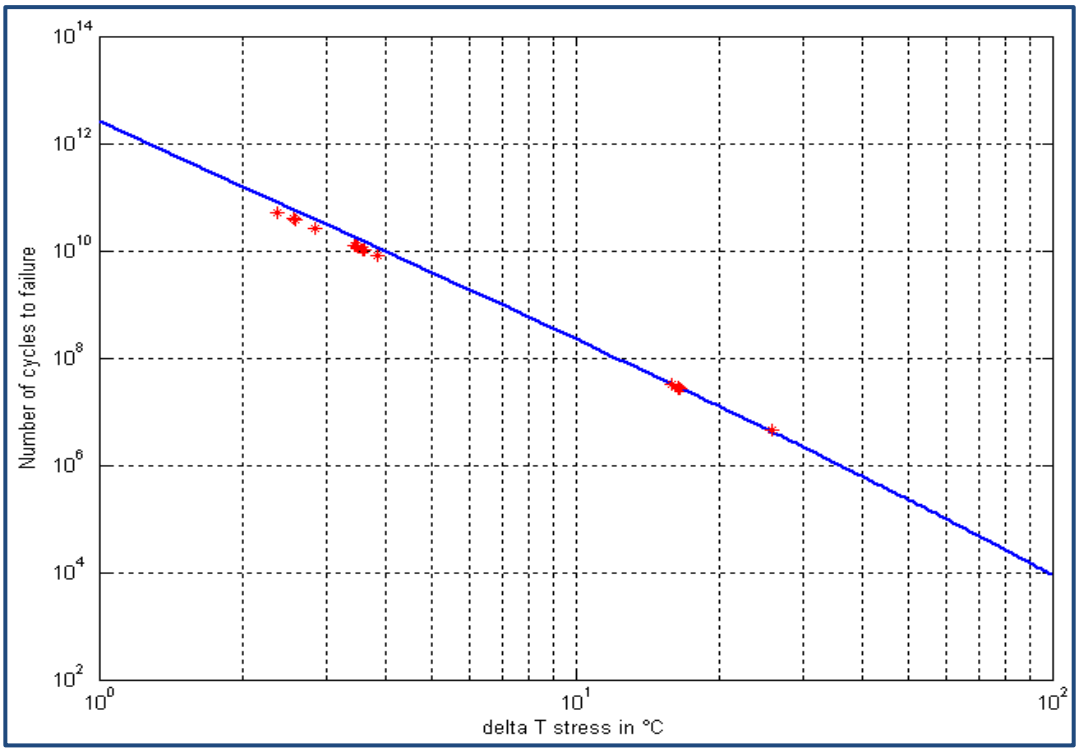


Figure 4-47 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) de l'IGBT de la carte rotation

Le nombre de cycles à la défaillance calculé avec ce profil de contrainte est :

N = 3,6627e+06 cycles.

Cette donnée de durée de vie de la carte rotation est utilisée dans la section suivante pour confronter les résultats du modèle prévisionnel aux données de cyclage accéléré.

4.8 Effet de l'utilisation et de l'environnement sur la fiabilité du générateur à rayons X

Une étude visant à montrer l'effet du nombre de patient par jour et celui de la température ambiante à l'intérieur du scanner est illustrée par la **Figure 4-48**. Cette étude, réalisée sur le « *tank* » pour un profil de mission de type vasculaire, montre bien que l'utilisation et l'environnement thermique du générateur à rayons X ont un effet considérable sur la fiabilité de ce dernier. En effet, une utilisation dans un « pire cas » (température ambiante à 55°C et 80 patients par jour) aboutirait à une durée de vie d'un an alors qu'une utilisation

dans un « cas facile » (température ambiante à 20°C et 20 patients par jour) donne une durée de vie de vingt et neuf ans.

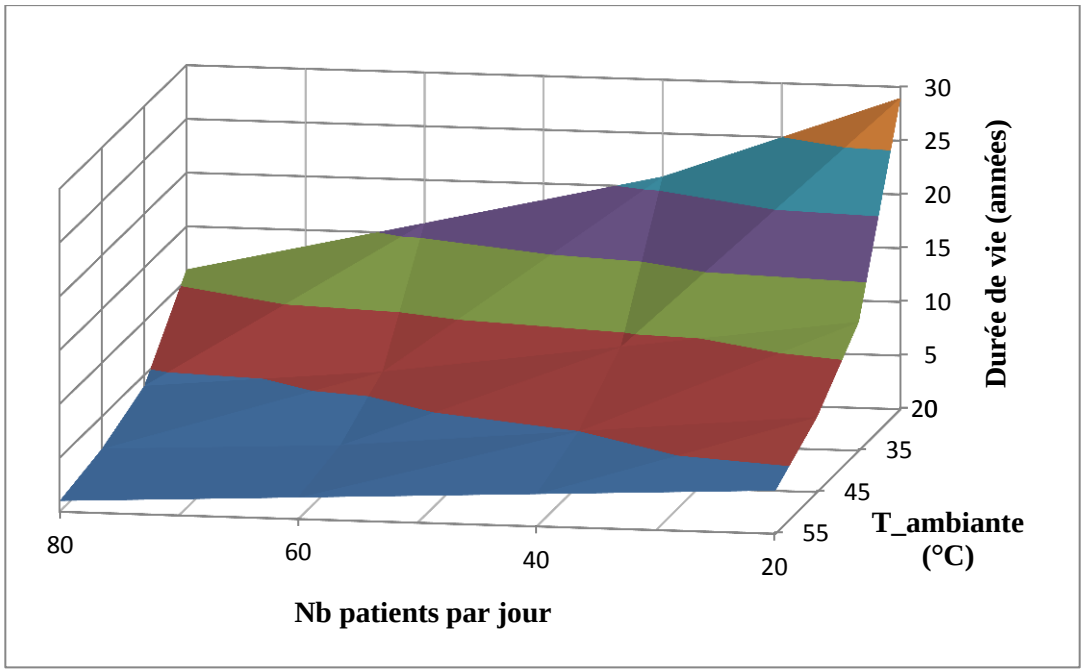


Figure 4-48 Effet du nombre de patients par jour et de la température ambiante sur la durée de vie du « *tank* »

La différence entre les deux cas étant très importante, cette étude permet, dans un premier temps, de concentrer les efforts sur le refroidissement du générateur à l'intérieur du scanner afin d'améliorer la fiabilité de ce dernier au cours de la phase de conception. Dans un second plan, l'effet du nombre de patients par jour pourrait être utilisé pour harmoniser les coûts de garanties.

4.9 Confrontation prévision de la durée de vie et cyclage accéléré de la carte rotation

Au démarrage d'un nouveau projet, un objectif de fiabilité est alloué au nouveau générateur de telle manière que celui-ci ait au moins la même fiabilité que le précédent générateur de la même application. Un exercice d'allocation de fiabilité est ensuite mené afin d'établir des objectifs de fiabilité pour chaque sous-système du générateur à rayons X. En se basant sur les données de la base installée, cette allocation est faite de telle sorte que l'association de la fiabilité de tous les sous-systèmes satisfasse celle du système.

Le **Tableau 4-6** montre le résultat de l'allocation de fiabilité au niveau des différentes parties du générateur à rayons X.

Tableau 4-6 Allocation de fiabilité des différentes cartes du générateur

	η	B
Tank	2500	1,4
Inverter	2500	1,4
Rotation	7300	1,4
Filament	7300	1,4
Déflection	7300	1,4

Avec β le paramètre de forme et η le paramètre d'échelle. Pour rappel, le paramètre η équivaut au MTBF ou B63 (temps au bout duquel 63% de la population sera défaillant).

Un objectif de 7300 jours de fiabilité a ainsi été alloué à la fonction « rotation de l'anode ».

Avec comme hypothèses 50 patients par jour et 6 jours de fonctionnement par semaine, l'objectif en nombre d'examens est de :

$$7300^* 6/7 = 312\ 857 \text{ examens}$$

4.9.1 Cyclage accéléré de la fonction Rotation de l'anode

La prévision de la fiabilité de la fonction « rotation de l'anode » par la méthode proposée dans cette thèse nous donne une fiabilité supérieure à 7300 jours. Cette information nous permet d'avoir une certaine confiance sur les objectifs de fiabilité de cette carte. Néanmoins, il est nécessaire de procéder à un cyclage accéléré de cette carte une fois les premiers prototypes fabriqués.

Ainsi, nous avons mis en place un banc de test permettant un cyclage accéléré de cette fonction. La **Figure 4-49** montre l'image du banc de cyclage de la fonction « rotation de l'anode ».



Figure 4-49 Banc de cyclage de la fonction Rotation

Un profil de mission accéléré basé sur l'usage a été défini sur la base du profil de mission standard défini dans la section **4.2**.

La **Figure 4-50** montre le profil de mission standard de la « fonction rotation ».

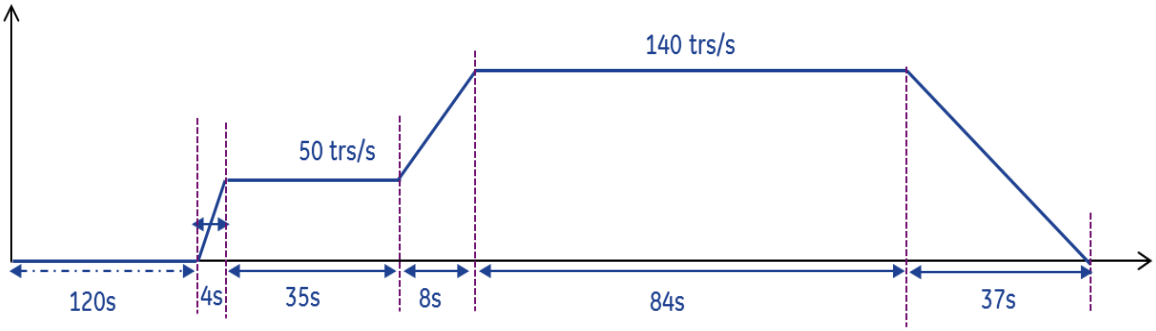


Figure 4-50 Profil de mission standard de la « fonction rotation »

La **Figure 4-51** montre le profil de mission accéléré que nous avons défini pour le cyclage de la fonction « rotation de l'anode ». Ce profil accéléré se base sur la réduction de la durée des phases où la vitesse de rotation est constante. La durée des phases d'accélération est restée telle quelle car il s'agit de la durée optimale pour atteindre les vitesses voulues.

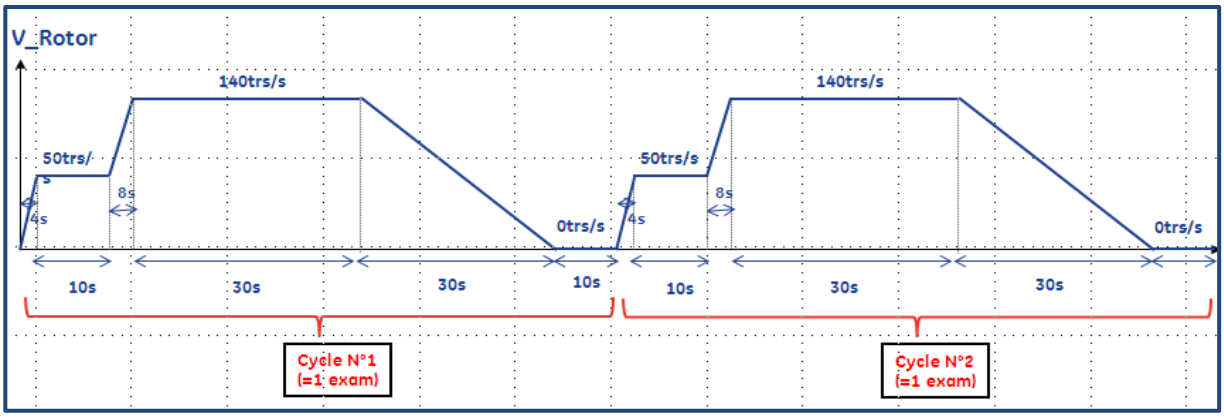


Figure 4-51 Profil de mission accéléré de la fonction rotation

Ce profil accéléré nous donne une capabilité de cyclage de 939 examens par jours.

Au bout d'un an et demi de cyclage, l'objectif de vingt ans de durée de vie a été atteint. Le **Tableau 4-7** montre la confrontation des résultats de la prévision de la durée de vie et ceux du cyclage accéléré de la fonction « rotation de l'anode ».

Tableau 4-7 Confrontation des résultats de la prévision par rapport aux données de cyclage

Objectif	Prévision	Status Cyclage accéleré
7300 jours	>>7300 jours	7930 jours

4.10 Conclusion du chapitre 4

Dans ce chapitre, une méthodologie d'évaluation de la fiabilité du générateur à rayons X a été proposée puis appliquée aux différentes fonctions du générateur. Cette méthodologie repose d'abord sur l'étude des profils de mission du générateur utilisé en application tomographique. Les effets de ces profils de mission sur la fiabilité du générateur ont aussi été exposés. Nous avons ensuite réalisé les modèles thermiques de l'onduleur résonant et des étages de transformation haute tension afin d'obtenir les profils de température des composants critiques en fonction des profils de mission identifiés. L'utilisation de la méthode de comptage « *rainflow* » permet par la suite d'obtenir une distribution des excursions de température vues par les composants critiques. L'utilisation d'un modèle de dommage cumulé, en l'occurrence la règle de Miner, a permis de prévoir le nombre de cycles à la défaillance des composants critiques avec pour données d'entrée les distributions de température issues du comptage *rainflow* et les courbes de durée de vie des composants critiques obtenues dans le chapitre 3. L'association de la fiabilité avec un modèle série est utilisée pour prévoir la fiabilité de chaque fonction du générateur.

Des études de cas ont enfin été menées afin d'appliquer la méthodologie proposée pour prévoir la durée de vie des différentes fonctions du générateur à rayons X. Les résultats obtenus sur la fonction « rotation de l'anode » ont été confrontés aux données de cyclage de cette dernière. Le temps imparti à la thèse n'a pas permis, avec ce facteur d'accélération, de confronter la durée de vie prévisionnelle à celle démontrée par cyclage. Cependant, les deux méthodes démontrent une durée de vie supérieure aux objectifs de fiabilité. Cela conforte la représentativité du modèle par rapport à notre application mais il faudrait continuer le cyclage accéléré de chaque fonction du générateur jusqu'à la défaillance pour discuter de la validité du modèle.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont été initiés dans le but de développer une méthodologie d'évaluation de la fiabilité du générateur à rayons X utilisé dans les applications d'imagerie médicale à rayons X. Cette méthodologie se base sur une approche d'évaluation de la fiabilité du composant au système en passant par les différentes fonctions du générateur. Elle propose d'identifier les mécanismes de défaillance et de construire les courbes de durée de vie des composants critiques afin de prévoir la durée de vie du générateur à travers ses différentes fonctions sur la base de l'accumulation du dommage subi. Elle a permis d'apporter une nouvelle vision de l'évaluation de la fiabilité des générateurs à rayons X par une intégration de la physique de la défaillance et de l'accumulation du dommage au cours du temps.

Nous avons abordé ce mémoire par un premier chapitre qui traite d'abord de la physique des rayons X. Le processus de génération ainsi que les principales caractéristiques des rayons X ont été ainsi présentés. Les principaux systèmes d'imageries médicales utilisant les rayons X, en l'occurrence la radiologie conventionnelle, la tomographie, l'angiographie et la mammographie, ont aussi été passé en revue.

Le générateur à rayons X, qui est l'objet de notre étude, a ensuite été présenté à travers une description de ses principales fonctions. Un état de l'art des différentes topologies et des récentes avancées technologiques du générateur à rayons X a aussi été présenté. L'analyse de cet état de l'art montre que le fonctionnement des générateurs à rayons X se complexifie avec un passage à des technologies nouvelles, une densification grandissante des différentes fonctions et des profils de mission de plus en plus contraignants. Cela a pour conséquence une augmentation des contraintes observées au niveau des composants du générateur et donc une réduction des niveaux de fiabilité justifiant ainsi la portée de notre étude.

La dernière partie de ce chapitre expose une analyse des données de durée de vie de type Weibull d'un générateur à rayons X installé sur site depuis une dizaine d'années. Ce générateur étant destiné à la même application que celui étudié durant cette thèse, ses

caractéristiques de fiabilité représentent une donnée importante pour une comparaison relative avec les résultats du modèle de prévision de durée de vie proposé dans ces travaux.

Dans le deuxième chapitre, une première étude, basée sur l'analyse du retour d'expérience ainsi que des paramètres électriques et thermiques de fonctionnement, a permis d'identifier les modules IGBT, les MOSFET de puissance, les diodes de puissance et les condensateurs céramique multicouches comme étant les composants critiques du générateur à rayons X.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de la technologie et des mécanismes de défaillance des composants critiques du générateur à rayons X. Au vu de la nature intermittente des profils de mission, nous nous sommes principalement limités aux mécanismes de défaillance dus à l'amplitude des différences de température. En effet, les différences de température, consécutives aux phases d'échauffement et de refroidissement des composants, entraînent des contraintes thermomécaniques dues à la différence de coefficient de dilatation thermique (CTE) entre les différents matériaux utilisés dans les composants.

Le troisième chapitre présente les essais accélérés réalisés sur chaque composant critique. Ces essais, effectués sur la base des profils de mission identifiés, ont permis d'évaluer la fiabilité des composants critiques en application médicale.

Pour les MOSFET de puissance, un banc d'essai accéléré permettant de tester plusieurs MOSFET avec des conditions différentes a été mis en place. Trois lots de MOSFET ont ainsi été soumis à un cyclage avec trois niveaux de différence de températures. Les résultats de ces essais ont permis de construire une courbe de durée de vie reliant le nombre de cycles de température à la défaillance en fonction de la différence de température. Le suivi du paramètre indicateur de défaillance, en l'occurrence le R_{DSON}, nous montre que ce dernier a tendance à augmenter avec le vieillissement du composant. Le mode de défaillance final observé est le court-circuit entre grille et source ou entre drain et source. Les analyses de défaillance avec un microscope acoustique révèlent principalement des délaminations, mais nous avons aussi observé des lacunes sur tous les composants et une fissure de la résine d'enrobage sur l'un d'eux. Ces tests ont aussi permis de révéler des défaillances précoces. Les analyses de défaillance sur ces défaillances précoces ont montré une fusion du joint de brasure et de la puce silicium. Les causes identifiées sont principalement les surcharges électriques et l'emballement thermique.

Concernant les modules IGBT, nous n'avons pas pu mettre en place un banc de cyclage accéléré. Cependant, nous avons exposé l'étude réalisée par le constructeur Infineon pour l'obtention des courbes de durée de vie du module IGBT utilisé dans les onduleurs résonants.

Pour les diodes de puissance, deux bancs d'essais accélérés ont permis d'évaluer la fiabilité de ces dernières dans une configuration réelle. En effet, les bancs de cyclage mis en place permettent de tester les étages de transformation où les diodes sont utilisées pour le redressement de la tension aux bornes du secondaire du transformateur. Parmi les étages de transformation testés, une seule défaillance précoce a été observée tandis que les autres cyclages ont été arrêtés sans défaillance après un nombre de cycles élevé vis-à-vis des objectifs fixés. Les analyses de défaillance sur les diodes en panne révèlent une fusion des brasures ainsi que des délaminations. Un emballement thermique est identifié comme étant la cause probable de ces défaillances précoces. Les analyses des diodes non défaillantes au microscope acoustique et au microscope à rayons X révèlent des structures globalement saines malgré le nombre élevé de cycles subis. Ces diodes sont donc robustes face aux contraintes thermomécaniques appliquées lors des essais accélérés. Cependant ils sont vulnérables aux surcharges électriques et à l'emballement thermique lorsqu'ils comportent des défauts résiduels.

Un premier banc de test a d'abord été développé pour tester individuellement les condensateurs céramique multicouches de type I. L'évolution de la capacité et de la résistance série en fonction de la fréquence a été suivie au cours du cyclage à l'aide d'un impédancemètre. Les résultats au bout de 3000 heures de cyclage ne montrent aucune évolution de la capacité, une faible évolution de la résistance série a été observée.

Les condensateurs céramique multicouches ont aussi été testés grâce aux bancs de cyclage des étages de transformation. Ainsi, la première configuration a permis de tester les condensateurs de type I (Diélectrique COG/NPO) et la deuxième configuration, les condensateurs de type II (Diélectrique X7R). Les mesures d'impédance ne montrent pas d'évolution significative des paramètres des condensateurs céramiques de type I. Cependant, une baisse non négligeable sur les capacités et une augmentation significative des résistances série ont été observées sur les condensateurs céramiques de type II.

Ces résultats confirme que, en application médicale, les condensateurs céramique multicouches de type I sont plus robustes que ceux de type II.

La deuxième partie de ce chapitre décrit le recueil de fiabilité FIDES et expose l'utilisation de ses facteurs d'accélération pour la construction des courbes de durée de vie de tous les composants critiques du générateur.

Dans le quatrième chapitre, nous avons exposé la méthodologie d'évaluation de la fiabilité du générateur à rayons X proposée dans ces travaux. L'extraction des profils de mission d'un générateur utilisé dans un système de tomographie moderne a d'abord permis de mesurer leur complexité et de voir leurs effets sur la fiabilité des différentes fonctions du générateur à rayons X. De cette étude sur les profils de mission, il est apparu que les contraintes thermomécaniques sont prépondérantes face à la vibration et à l'humidité. Pour obtenir les profils de température des composants critiques avec pour données d'entrées les profils de mission identifiés, nous avons construit le modèle thermique de l'onduleur résonant et celui des étages de transformation. Afin de confirmer la validité des modèles thermiques, les profils de température issus de ces derniers ont été confrontés aux mesures réalisées par thermocouples ou par fibres optiques.

Nous avons ensuite exposé la méthode de comptage « *rainflow* » qui est utilisée pour obtenir les distributions des différences de température vues par les composants critiques. Nous avons choisi la méthode de comptage « *rainflow* », parmi d'autres, car elle est universellement reconnue et est considérée comme la méthode qui conduit à des prévisions de durée de vie les plus représentatives de la réalité [*DOWL72*].

Ensuite nous avons présenté la règle de Miner comme règle de dommage cumulé pour la prévision de la durée de vie des composants critiques. Malgré ces faiblesses, nous avons choisi cette règle pour sa simplicité. C'est d'ailleurs pour cette raison que la règle de Miner est la plus utilisée de nos jours. Dans la méthodologie proposée, la règle de Miner a pour données d'entrée la courbe de durée de vie et la distribution des différences de température obtenue grâce à la méthode de comptage « *rainflow* ».

Pour appliquer notre méthodologie, des études de cas ont été menées afin de prévoir la durée de vie des différentes fonctions de générateur à travers une association de fiabilité série. Ces études nous ont permis de connaître les niveaux de fiabilité du générateur en fonction du profil de mission qui ont une influence plus ou moins importante selon le type. Elles nous ont aussi permis d'identifier les fonctions qui ont une faible durée de vie afin de concentrer les efforts sur elles. La tendance observée avec ces résultats va dans le même sens que l'étude de la durée de vie menée sur un générateur installé sur site (section **1.2.3.1**). Par exemple, le « *tank* » apparaît comme le sous-système dont la durée de vie est la plus faible tandis la carte « chauffage du filament » a une durée de vie très élevée.

De plus, nous avons étudié l'impact du taux d'utilisation et de la température ambiante à l'intérieur du scanner sur la durée de vie du générateur. Un écart considérable de durée de vie a été observé entre les deux cas extrêmes (faible taux d'utilisation/faible température ambiante et

fort taux d'utilisation/haute température ambiante, respectivement), indiquant ainsi que ces deux paramètres doivent être pris en compte dans la conception pour la fiabilité (Design for Reliability) et dans les contrats de garantie.
Un exemple de confrontation des résultats de prévision de durée de vie par rapport à des données réelles de cyclage a enfin été proposé avec la fonction « rotation de l'anode ». Les résultats obtenus avec les deux méthodes démontrent une durée de vie supérieure aux objectifs de fiabilité. Cela conforte la représentativité du modèle par rapport à notre application mais ne permet pas de la valider de manière absolue.

L'intérêt du modèle proposé dans ces travaux réside donc dans le fait qu'elle est très utile pour comparer des données afin d'identifier les sous-systèmes les moins fiables par rapports aux plus robustes. Il permet aussi la comparaison de systèmes destinés à la même application ainsi que de voir les effets des contraintes intrinsèques et extrinsèques sur les systèmes étudiés. Cependant, la précision actuelle du modèle ne permet pas de considérer les durées de vie prévues de manière absolue car seule la contrainte thermomécanique a été considérée.

Perspectives

Les travaux réalisés durant cette thèse représentent une première exploration d'un immense terrain d'investigation. Ils comportent dès lors plusieurs perspectives :

- Les courbes de durée de vie expérimentales devraient être construites pour tous les composants critiques. Le travail effectué sur les MOSFET de puissance est l'exemple complet pour construire ce genre de courbe. Cependant, de nouveaux bancs de test devraient être mis en place car les bancs de cyclage des étages de transformation permettent, de manière efficace, de valider la robustesse des composants par rapport à leur application mais n'apportent pas un grand facteur d'accélération et donc ne permettent pas d'obtenir rapidement des défaillances. A moins de disposer d'un temps de cyclage suffisamment long, il serait judicieux de mettre en place des bancs de cyclage permettant de tester uniquement le composant considéré comme dans le cas du travail réalisé sur les MOSFET de puissance.
- Ensuite, il serait utile de prendre en compte les contraintes vibratoires dans les applications telles que la tomographie dont la vitesse de rotation de la « *gantry* » tend

à être de plus en plus élevée pour améliorer la qualité des images. Aussi, il est important d'explorer les effets des stress accidentels (surcharges électriques ou spits) et de l'humidité qui n'ont pas été traités dans ces travaux.

- Il serait également intéressant d'explorer les autres règles de dommage cumulé évoquées brièvement durant ce mémoire (section **4.5.1**) afin de les comparer aux résultats obtenus avec la règle de Miner. Par exemple, l'effet de l'historique d'apparition des cycles qui n'est pas pris en compte par la règle de Miner pourrait être exploré avec la règle de Freudenthal-Heller.
- De plus, la modélisation de fiabilité du générateur pourrait faire l'objet d'une étude plus approfondie. En effet, le modèle de fiabilité série est un cas pessimiste pour la partie « *tank* » puisque la marge sur la robustesse de ce dernier est d'environ 20%. En d'autres termes, le « *tank* » peut toujours délivrer la haute tension requise avec un étage de transformation non fonctionnel, les autres étages voyant cependant leurs contraintes électriques augmentées. Le développement d'un modèle de fiabilité de type « *K out of N* » [*Zuo00, Huan00, Akib11*] pourrait donc être envisagé et permettrait de prendre en compte ce comportement du « *tank* ». En effet, dans ce type de modèle, si on dispose de N éléments en série qui peuvent assurer une fonction requise d'un système avec une certaine marge de robustesse, on peut prendre en compte le nombre minimal d'éléments (K) permettant d'assurer pleinement cette fonction.
- Enfin une campagne de validation effective du modèle devrait être effectuée. Dans un premier temps, les cyclages en cours sur les différentes fonctions du générateur pourraient être poursuivis jusqu'à la défaillance afin de comparer les données de temps de cyclage aux résultats de prévision de durée de vie. La deuxième solution consiste à adopter une autre méthode de test permettant d'apporter des défaillances rapides. Comme exemple, nous pouvons citer le « *Step Stress* » [*Nels80, Mile83, Tang96, Mcli98, Yang06, Li09*] qui consiste à augmenter le niveau de contrainte de manière échelonnée jusqu'à la défaillance. Dans ce type de test, il est essentiel de réaliser un plan d'expérience permettant de choisir le nombre d'échantillons, les conditions de test, le nombre de paliers de contrainte et leur durée ainsi que les moyens d'analyse des résultats de test tels que le facteur d'accélération et la loi de distribution des données de durée de vie.

Références bibliographiques

[Afnor93] AFNOR A003-406, "*Produits métalliques- Fatigue sous sollicitations d'amplitude variable-Méthode rainflow de comptage des cycles*", AFNOR, 1993.

[Akib11] T. Akiba, "*Analysis for a trend on the optimal arrangements in a multi-state consecutive-k-out-of-n:F system*", IEEE International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (ICQR2MSE), pp. 223-228, 2011.

[Alba05] A. M. Albadri, R.D. Schrimpf, D.G. Walker, S.V. Mahajan, "*Coupled Electro-Thermal Simulations of Single Event Burnout in Power Diodes*", IEEE Transaction on Nuclear Science, Vol. 52, N°. 6, December 2005.

[Amza94] C. Amzallag, J. P. Gerey, J. L. Robert, and J. Bahuaud, "*Standardization of the rainflow counting method for fatigue analysis*", International Journal of Fatigue, pp.287-293, 1994.

[Anth97] R. J. Anthes, *"Modified rainflow counting keeping the load sequence",* International Journal of Fatigue, Vol.19, N° 7, pp: 529-535, 1997.

[Anis02] F. S. Anis Ammous , Kaiçar Ammous , Hervé Morel ,Bruno Allard , Jean-Pierre Chante, "*Developing an equivalent thermal model for discrete semiconductor packages*", International Journal of Thermal Sciences, vol. 42, 2002.

[Azzo13] S. Azzopardi, "*Robustesse des IGBTs et fiabilité de leurs assemblages dans le transport automobile et aérien : vers une solution de maintenance prédictive*", Habilitation à Diriger des Recherches de l'Université Bordeaux 1, 10 octobre 2013.

[Baht91] A. K. S. Baht, "*A Resonant Converter Suitable for 650 V DC Bus Operation*", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 6, N°4, pp. 729-748, 1991.

[Bar94] I. Bartaseh, "*Resonant converter Topologies with three and four Energy Storage Elements*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, N°1, pp. 64-73, 1994.

[Beau07] A. Beauger, J. M. Haussonne, J.C. Niepce, "*Condensateurs*", Technique de l'ingénieur, E 1925, Février 2007.

[Bern09] B. Bernoux, R. Escoffier, , P. Jalbaud, , J. M. Dorkel "*Source electrode evolution of a low voltage power MOSFET under avalanche cycling"*, Microelectronics Reliability, 20th European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF), Vol. 49, Issues 9-11, pp. 1341-1345, 2009.

[Boua08] M. Bouarroudj-berkani "*Etude de la fatigue thermomécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour des applications de traction de véhicules électriques et hybrides*", Ecole Normale Supérieure de Cachan, Thèse de doctorat, 2008.

[Boua10] M. Bouarroudj-Berkani, L Dupont, "*Fatigue des composants électroniques de puissance*", Technique de l'ingénieur, D 3126, Novembre 2010.

[*Bush02*] J. T. Bushberg, J. A. Seibert, E. M. Leidholdt, J. M. Boone, "*The Essential Physics of Medical Imaging*", Lippincott Williams & Wilkins, 2011.

[*Card06*] A. Cardou, "*Plasticité, fatigue et rupture des matériaux métalliques*", Edition Loze-Dion, ISBN : 978-2-921180-93-1, 2006.

[Cava06] F. Cavalcante, "*High Output Voltage Series-Parallel Resonant DC-DC Converter For medical X-ray Imaging Applications*", Swiss Federal Institute of Technology, Thèse de doctorat, Zurich, 2006.

[Chab74] J. L. Chaboche, "*Une loi différentielle d'endommagement de fatige avec cummulation non linéaire*". Revue Française de Mécanique, N°50-51, 1974. "*A differential law for nonlinear cumulative fatigue damage*", Materials and Building Research. Paris Institut Technique du bâtiment et des Travaux Publics, Annales de l'UTBTP, HS N° 39, pp.117-124, 1974.

[Chan93] Y. C. Chan, "*Failure Mechanisms of Miniaturized Multilayer Ceramic Capacitors under normal service condition*", IEEE 43rd Electronic Component and Technology Conference, pp.1152-1155, 1993.

[Chan96] Y. C. Chan "*Electrical failure of Multilayer Ceramic Capacitors subjected to environmental screening testing*", IEEE Transaction on Components, Packaging, and Manufacturing Technology- part C, Vol. 19, N°. 2, 1996.

[Celn11] Y. Celnikier; L. Benabou, L. Dupont, G. Coquery, *"Investigation of the heel crack mechanism in Al connections for power electronics modules"*, Microelectronics Reliability, Vol. 51, Issue 5, pp. 965-974, 2011.

[Celn11] Y. Celnikier, L. Benabou, L. Dupont, G. Coquery, "*Investigation of the heel crack mechanism in Al connections for power electronics modules*", Microelectronics Reliability, Vol. 51, Issue 5, pp. 965-974, 2011.

[Cela11] J.R. Celaya, V. Vashchenko, S. Saha, K. Goebel, *"Prognostics of power MOSFET",* 23rd International Symposium on Semiconductor Devices and ICs, pp. 160-163, 2011.

[Cela12] C. Celaya, A. Saxena, C. S. Kulkarni, S Saha, *"Prognostics Approach for Power MOSFET under Thermal-Stress Aging"*, Annual Reliability and Maintainability Symposium, pp. 1-6, 2012.

[Ciap00] M. Ciappa, W.Fitchner, *"Lifetime Prediction of IGBT Modules for Traction Applications",* IEEE International Reliability Physics Symposium, San Jose, California, Vol.38, pp. 210-216, 2000.

[Ciap00'] M. Ciappa, "*Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High-Power Applications*", Swiss Federal Institute of Technology Zurich, for the degree of Doctor of Technical Science, 2000.

[Ciap02] M. Ciappa, "*Selected failure mechanisms of modern power modules*", Microelectronics Reliability Vol. 42, pp.653–667, 2002.

[Ciap03] M. Ciappa, F. Carbognani, W. Fichtner, *"Lifetime Modeling of Thermomechanics-Related Failure Mechanisms in High Power IGBT Modules for Traction Applications",* IEEE 15th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Cambridge, UK, pp. 295-298, 2003.

[Ciap05] M.Ciappa; "*Lifetime prediction on the base of mission profile*", Microelectronics Reliability, Vol. 45, pp. 1293–1298, 2005.

[Coan13] P. Coan, A. Bravin, G. Tromba, "*Phase-contrast x-ray imaging of the breast: recent developments towards clinics*", Journal of Physics D: Applied Physics, Vol.46, N°49, 2013

[Corm63] A. M. Cormack "*Representation of a Function by its Line Integrals, with some radiological applications*", Journal of Applied Physics, Vol. 34, Issue 9, pp.2722-2727, 1963.

[Corm64] A. M. Cormack "*Representation of a Function by its Line Integrals, with some radiological applications, II*", Journal of Applied Physics, Vol. 35, Issue 10, pp.2908-2913, 1964.

[Crou99] V. Croulard, J.Boichot, E.Godoy, "*An Output Feedback Design for Serie Parallèle Resonant Converters*", Proceedings of 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, 1999.

[Dano05] D. N. Donahoe, "*Moisture in Multilayer Ceramic Capacitor*", Thèse de doctorat, Université de Maryland, 2005.

[Dimi07] G. S. Dimitrakakis, E. C. Tatakis, E.J. Rikos, "*A new model for the determination of copper losses in transformer windings with arbitrary conductor distribution under high frequency sinusoidal excitation*", IEEE European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2007.

[Dixo88] L. H. Dixon Jr, "*Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring*", Unitrode Seminar Manual SEM600, 1988.

[Dome00] M. Domeij, B. Breitholtza, J. Lutzc, M. Östlinga, "*Dynamic avalanche in Si power diode and impact ionization at the nn+ junction*" Solid-State Electronics, Vol. 44, Issue 3, pp.477-485, 2000.

[Dowl72] N. E. Dowling, "*Fatigue failure prediction for complicated stress-strain histories*", Journal of Materials, Vol. 7, pp.71-87, 1972.

[Drof05] U. Drofenik, G. Laimer, J. W. Kolar, "*Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling*", International conference Power electronics, intelligent motion, power quality (PCIM), pp. 608-619, 2005.

[Dupo06] L. Dupont, *"Contribution à l'étude de la durée de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute température et avec des cycles thermiques de grandes amplitudes",* Ecole Normale Supérieure de Cachan, Thèse de doctorat, 2006.

[Dupo07] L. Dupont, S. Lefebvre, M. Bouaroudj, Z. Khatir, "*Failure modes on low voltage power MOSFETs under high temperature application*", Microelectronics Reliability, European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF), Vol. 47, Issues 9-11, pp.1767–1772, 2007.

[Egaw66] H. Egawa "*Avalanche characteristics and failures mechanisms of high voltage diodes*" IEEE transaction on electronic devices, Vol. 13, N°11, 1966.

[Erda04] D. S. Erdahl, "*Microelectronic device inspection system implementation and modeling for flip-chip and Multilayer Ceramic Capacitor*", Thèse de doctorat, Georgia Institute of Technology, 2004

[Faro96] B. Farokhzad, P. Turkes, E. Wolfgang, K. Goser; "*Reliability indicators for Lift-off of bond wires in IGBT power modules*", Microelectronics Reliability, Vol. 36, pp. 1863-1866, 1996.

[Fate98] A. Fatemi, L. Yang, "*Cumulative fatigue damage and life prediction theories: a survey of the state of the art for homogeneous materials*", International Journal of Fatigue, Vol. 20 (1), pp.9-34, 1998.

[Fide09] UTE Guide FIDES 2009, Edition A, Septembre 2009.

[Freu59] A. M. Freudenthal, R. A. Heller, "*On stress interaction in fatigue and a cumulative damage rule*", Journal of the Aerospace Science, Vol. 26, pp.431– 442, 1959.

[Fore06] F. Forest, J. P. Ferrieux, "*Alimentations à découpage, Convertisseurs à résonance. - Principes-composants-modélisation*", 3ème édition, DUNOD, 2006.

[Glad05] M. Glade, "*Modélisation des coûts de cycle de vie : prévision des coûts de maintenance et de la fiabilité, Application à l'aéronautique*", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, 2005.

[Grov60] H. J. Grover, "*Fatigue of aircraft structures*", American Society for Testing and Material ASTM STP 274, pp.120–124, 1960.

[Gued05] Z. Guédé, "*Approche probabiliste de la durée de vie des structures sollicitées en fatigue thermique*", Thèse de doctorat de l'université Clermont II, 2005.

[Huan00] J. Huang, "*Multi-state k-out-of-n system model and its applications*", IEEE Annual Proceedings of Reliability and Maintainability Symposium, pp. 264-268, 2000.

[Habr07] W. Habra, "*Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance*", Thèse de doctorat de l'université Paul Sabatier-Toulouse III, 2007.

[Hama99] A. Hamadi, N. Beck, K. Thomas, E. Herr, "*Reliability and lifetime evaluation of different wire bonding technologies for high power IGBT modules*", Microelectronics Reliability, European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF), Vol. 39, Issues 6-7 pp. 1153-1158, 1999.

[Held97] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, , P. Scacco, "*Fast power cycling test for IGBT module in traction application*", IEEE, International conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol.1, pp. 425-430, 1997.

[Henr55] D. L. Henry, "*A theory of Fatigue Damage Accumulation in Steel*". Transaction of American Society of Mechanical Engineers, Vol. 77, pp.913–918, 1955.

[Houn73] G. N. Hounsfield, "*Computerized Transverse Axial Scanning (Tomography): Part 1. Description of system*", British Journal of Radiology, Vol. 46, pp.1016-1022, 1973.

[Huan03] A. Q. Huang, V. Temple, Y. Liu, Y. Li, "Analysis of the turn-off failure mechanism of silicon power diode", Solid-State Electronics, Vol. 47, Issue 4, pp.727–739, 2003.

[Infi] Infineon Technology, www.infineon.com

[Infi02] Infineon Technology application note, "*Use of power cycling for IGBT 4*", AN2010-02, 2010.

[Iwa99] H. Iwamoto; M. Tabata, "*A New 1200V PT IGBT Module Using Trench Gate Structure and Local Life Time Control*", EPE, Lausanne, 1999.

[Iwa00] H.Iwamoto, M. Tabata, N. Wheeler, E. Thal, "*Application Aspects of Trench Gate IGBT Modules*", PCIM'0, 2000.

[Jaco77] C. Jacoboni, C. Canali, G. Ottaviani, A. Alberigi Quaranta, "*A review of some charge transport properties of silicon*", Solid State Electronics, Vol. 20, Issue 2, pp.77–89, 1977.

[John88] S.D. Johnson, A.F. Witulski, R.W. Ertchson, "*Comparison of Resonant Topology in High-Voltage DC Application*", IEEE Transaction of Aerospace Electronics and Systems, Vol. 24, N°3, pp. 263-273, 1988.

[Kasa05] N Kasai, M Kakudo, "*X-Ray Diffraction by Macromolecules*", Springer Series in Chemical Physics, Vol. 80, 2005.

[Kazi92] K.M, Kazimizerczuk, "*Synthesis of Phase-Modulated Resonant DC-AC Inverters and DC-DC Converters*", IEE proceedings B (Electric Power Applications), Vol. 139, Issue 4, pp.387-394, 1992.

[Kim95] Y. J. Kim, H. Hatakeyama, M. Nakaoka, "*Comparative Evaluations of Phase-Shifted PWM Resonant Inverter-fed DC-DC Converter with High-Voltage High-Frequency Transformer Link*", Proceedings of the 1995 International Conference on Power Electronics and Drive systems, Vol. 2, pp.657-664, 1995.

[Kim06] S. Kim, H. Oh, Y. Kim, C. Yun, "*Degradation of Avalanche Ruggedness of Power Diodes by Thermally Induced Local Breakdown*", 37th IEEE Power electronic specialists conference PESC'06, pp. 1-5, 2006.

[Kish03] H. Kishi, Y. Mizuno, "*Base-Metal Electrode-Multilayer Ceramic Capacitors: Past, Present and Future Perspectives*", Japanese journal of applied Physics, Vol. 42, pp. 1-15, 2003.

[Khon05] B. Khong, P. Tounsi, Ph. Dupuy, "*Innovative methodology for predictive reliability on intelligent power device using Electro-Thermal fatigue*", Microelectronics Reliability, Vol. 45, pp. 1717-1722, 2005.

[Khon07] B. Khong, M. Legros, P. Tounsi, "*Characterization and modeling of ageing failures on power MOSFET devices"* Microelectronics Reliability, 18th European symposium on reliability of electron devices, failure physics and analysis (ESREF), Vol. 47, N° 9-11, pp. 1735-1740, 2007.

[Koba78] T. Kobayashi, "*Reliability evaluation and failure analysis of Multilayer Ceramic Chip Capacitor*", IEEE CHMT, Vol. 1, N°3, pp. 316-324, 1978.

[Krie06] V. Krieger, "*Defect detection in Multilayer Ceramic Capacitor", Microelectronics Reliability*, Vol. 46, pp.1926–1931, 2006.

[Lala99] C. Lalanne, "*Dommage par fatigue, volume 4 of Vibrations et chocs méca*niques", Hermès Science, 1999.

[Laeu97] J.Laeuffer, E. Godoy, T.Planas, "*A Control Analysis and Closed Loop Design for Serie-Parallel Resonant Converter*", Proceedings of 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Tronheim, 99. 4379- 4384, 1997.

[Lee08] Y. Lee, "*Investigation of thin film end-termination on multilayer ceramic capacitor",* Material Chemistry and Physics, Vol. 110, Issue 1, pp.100-105, 2008.

[Lein98] T. Leinter, *"Electro-thermal simulation using a circuit simulator and modified Spice3 semiconductor model library",* 5th International Workshop of Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, pp. 189-193, 1998.

[Lema78] J. Lemaitre and J.L. Chaboche, *"Aspect phénoménologique de la rupture par endommagement",* Journal de Mécanique Appliquée, Vol. 2, pp. 317–365, 1978.

[Lema88] J. Lemaître, J.L. Chaboche, "*Mécanique des matériaux solides*". DUNOD Paris, 1988.

[Lema96] J. Lemaitre and J.L. Chaboche, "*Mécanique des Matériaux Solides*", Dunod, Paris, 2e édition, 1996.

[Lian01] S.S Liang, Y.Y Tzou, "*DSP Control of a Resonant Switching High-Voltage Power Supply for X-ray Generators*", Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive systems, Vol. 2, pp. 522-526, 2001.

[Li09] C. Li, "Optimal Step-Stress plans for accelerated life testing considering reliability/life prediction", Thèse de doctorat de Northeaster University, Boston, Massachusetts, 2009.

[Lutz03] J. Lutz, M. Domeij, "*Dynamic avalanche and reliability of high voltage diodes*", Microelectronics Reliability, Vol. 43, Issue 4, pp. 529–536, 2003.

[Mart09] D. Martineau, T. Mazeaud, M. Legros, Ph. Dupuy, "*Characterization of ageing failure on power MOSFET device by electron and ion microscopies*", Microelectronics Reliability, Vol 49, Issues 9-11, 20th European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF), pp.1330–1333, 2009.

[Mart10] D. Martineau, T. Mazeaud, M. Legros, Ph. Dupuy, C, "*Characterization of alteration on power MOSFET devices under extreme electro-thermal fatigue*"; Microelectronics Reliability, Vol. 50, Issues 9-11, pp. 1768–1772, 2010.

[Mats68] Matsuishi M. & Endo T, "*Fatigue of Metals Subjected to Varying Stress*", Japan Society of Mechanical Engineers, Jukvoka, Japan, 1968.

[Mall01] R. Mallwitz, R. Tschirbs, "1700V Trench IGBT modules", Proceedings of the 7th European Power Quality Conference, 2001.

[Mcli98] J. A. McLin, "*Ways to improve the analysis of Step-Stress testing",* IEEE Proceeding of Annual Reliability and Maintainability Symposium", pp. 358-364, 1998.

[Merm07] M. Mermet-Guyennet; "*Revisiting power cycling test for better life-time prediction in traction*", Microelectronics Reliability, Vol. 47, pp. 1690–1695, 2007.

[Mile83] R. Miller, "*Optimum simple Step-Stress plan for accelerated life testing*", IEEE Transaction on Reliability, Vol. R-32, N°1, pp.59-65, 1983.

[Mott98] E. R. Motto, J. F. Donlon, "*Characteristics of a 1200V PT IGBT with Trench Gate and Local Life Time Control*", IEEE Industry Applications Conference, Vol. 2, pp. 811-816, 1998.

[Musa08] M. Musallam, M. Johnson, C. Yin, H. Lu, and C. Bailey, "*Real-time life expectancy estimation in power modules*" in *IEEE Electronics System Integration Conference–ESTC*, Greenwich, London, England, September 1–4, pp. 231–236, 2008.

[Nels80] W. Nelson, "*Accelerated life testing – Step-Stress models and data analyses*", IEEE transaction on Reliability, Vol. R-29, N°2, pp. 103-108, 1980.

[Ngar03] K. NGARGUEUDEDJIM, "*Contribution à l'étude des lois d'endommagement en fatigue*", Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003.

[Norr69] Norris, K. C., Landzberg, A. H., "*Reliability of Controlled Collapse Interconnections*", IBM Journal of Research and Development, pp. 266-271, May 1969.

[Ohri98] M. Ohring, "*Reliability and Failure of Electronic Materials and Devices*", Book, San Diego, Academic Press, ISBN-10: 0125249853, 1998.

[Pan06] N. Pan, "*An Acceleration Model for Sn-Ag-Cu Solder Joint reliability Under Various Thermal Cycle Conditions*", SMTA International Conference Proceeding, pp. 876-883, 2006.

[Past07] Marie-Laetitia PASTOR, "*Contribution à l'étude en fatigue de structures en aluminium renforcées par patchs composites*", Thèse de Doctorat de l'université Blaise Pascal-Clermont II, 2007.

[Paul02] J. L. Paulsen, *"Highly accelerated life testing of base-metal-electrode ceramic chip capacitors"*, Microelectronics Reliability, Vol. 42, pp. 815–820, 2002.

[Pawe10] A. Pawellek, A. Buvher, T. Duerbaum, "*Resonant LCC Converter for Low-Profile Applications*", 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, pp. 1309-1314, 2010.

[Perr05] C. Perrier, "*Etude des huiles et des mélanges à base d'huile minérale pour transformateur de puissance – recherche d'un mélange optimal*", thèse de doctorat de l'école centrale Lyon, 2005.

[Prab04] S. Prabjit, *"Power MOSFET Failure Mechanism"*, IEEE 26th Annual International Telecommunications Energy Conference, pp. 499-502, 2004.

[Prev08] M. Prevallet, "*High voltage consideration with MLCs*", IEEE-International Power Modulator Symposium and high Voltage Workshop, San Francisco, 2008.

[Prym95] J. D. Prymak, "*Capacitance Monitoring While Flex-Testing*", IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Part A, March, Vol. 18, No. 1, pp. 180-186, 1995.

[Rizz08] M. Rizzi, *"Contribution à l'étude de la fiabilité des modules de puissance pour application automobile"* Université Bordeaux 1, Thèse de doctorat, 2008.

[Sarj89] W. J. Sarjeant, "*Capacitor Fundamentals*," Proceeding of the 19th Electrical Electronics Insulation Conference ('89 EEIC/ICWA Exposition), Chicago, pp. 1-51, 1989.

[Scha06] R. Schacht, B. Wunderle, E. Auerswald, B. Michel, "*Accelerated Active High-Temperature Cycling Test for power MOSFET",* IEEE, The Tenth Intersociety Conference on Thermal and Thermo-mechanical Phenomena in Electronics Systems, ITHERM '06, pp. 1102-1110, 2006.

[Scho64] W. Schroen, J. Beaudouin, K. Hubner, "*Failure mechanisms in high power four-layer diodes*", IEEE, Third annual symposium on the physics of failure in electronics, pp. 389-403, 1964.

[Shaf10] N. Shafiei, H. Farzanehfard, "*Steady State Analysis of LCLC Resonant Converter with Capacitive Output Filter*", IEEE International Conference on Power and Energy, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 807-812, 2010.

[Shaf11] N. Shafiei, M. Pahlevaninezhad, H. Farzanehfard, "*Analysis and Implementation of a Fixed-Frequency LCLC Resonant Converter With Capacitive Output Filter*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 8, Issue 10, pp. 4773-4782, 2011.

[Sham07] N.Y.A. Shammas, S.Eio, "*A novel technique to reduce the reverse recovery charge of a power diode*", European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-8, Aalborg, 2007.

[Shen08] W. Shen, F. Wang, "*High-Density Nanocrystalline Core Transformer for High-Power High-Frequency Resonant Converter*", IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 44, N°.1, pp. 213-22, 2008.

[Stei88] R. L. Steigerwald, "*A comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies*", IEEE Transaction on Power Electronics, vol.3, N°2, pp. 439-444, 1988.

[Sun00] J. Sun, X. Ding, "*Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator*", IEEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 147, Issue 6, pp. 527-534, November 2000.

[Szek98] V. Székely, "*Identification of RC Networks by Deconvolution: Chances and Limits*", IEEE Transaction on circuits and systems-fundamental theory and applications, Vol. 45, March 1998.

[Tang96] L. C. Tang, "*Analysis of Step Stress Accelerated-Life-Test data: A new approach*", IEEE Transaction on Reliability, Vol. 45, N°1, pp. 69-74, 1996.

[Toun10] M. Tounsi, A. Oukaour, B. Tala-Ighil, H. Gualous, B. Boudart, D. Aissani; "*Characterization of high-voltage IGBT module degradations under PWM power cycling test at high ambient temperature*", Microelectronics Reliability, Vol. 50, pp. 1810-1814, 2010.

[Theb03] J. M. Thébaud, E. Woirgard, S. Azzopardi, O. Briat, J.M. Vinassa; "*Strategy for Designing Accelerated Aging Tests to Evaluate IGBT Power Modules Lifetime in Real Operation Mode*" , IEEE Transaction on Component and Packaging Technology, Vol. 26, No. 2, 2003.

[Teve00] A. Teverovsky, "*EOS Simulation and Failure Analysis of Metallurgically Bonded Silicon Diodes*", Proceedings of the 26th International Symposium for Testing and Failure Analysis (ISTFA), pp. 425-434, 2000.

[Thier02] C. Thierry, J. L. Gerstenmayer, "*Tomographie à rayons X*", Technique de l'ingénieur, p.950, 2002.

[Toun10] M. Tounsi *"Characterization of high-voltage IGBT module degradations under PWM power cycling test at high ambient temperature",* Microelectronics Reliability, Vol. 50, pp. 1810–1814, 2010.

[Vasu08] V. Vasudevan, X. Fan, "*An Acceleration Model for Lead-Free (SAC) Solder Joint Reliability under Thermal Cycling*", IEEE Conference Electronic Components and Technology, pp. 139-145, 2008.

[Wu95] W. Wu, M. Held, P. Jacob, P. Scacco, A. Birolini; "*Investigation on the long term reliability of power IGBT modules*", In proc. of IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Yokohama, Japan, IEEE, pp. 443–448, 1995.

[Wu99] T.F Wu, J.C Hung, "*A PDM Controlled Series Resonant Multilevel Converter Applied for X-rays Generators*", Proceedings of the 30th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, Charleston, USA, Vol. 2, pp.1177-1182, 1999.

[Yang06] G. Yang, "*Accelerated Life Tests at Higher Usage Rates: A Case Study"*, IEEE Annual Reliability and Maintainability Symposium, RAMS '06, pp. 313-317, 2006.

[Ye02] H. Ye, M. Lin, C. Basaran; "*Failure mode and FEM analysis of power electronic packaging*", Finite Elements In Analysis and Design, Vol. 38, pp. 601-612, 2002.

[Ye04] H. Yé, "*Mechanical behavior of microelectronic and power electronics solder joints under high current density: analytical modeling and experimental investigation*", Thèse de doctorat de la Faculty of graduate school of the state university of New York at Buffalo, 2004.

[Yeun94] F. Yeung "*Electrical Failure of Multi Layers Ceramic Capacitors caused by high temperature and high humidity environment*", IEEE, 44th Electronic Component and Technology Conference, pp. 847-853, 1994.

[Youn07] A. L. Young, "*Mechanical vs. electrical failure mechanisms in high voltage, high energy density multilayer ceramic capacitors*", Journal of Materials Science, Vol. 14, Issue 14, pp. 5613-5619, 2007.

[Yun00] C. S. Yun, "*Static and Dynamic Thermal Behavior of IGBT Power Modules*", Thèse de doctorat de la Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 2000.

[Zuo00] M. J. Zuo, "*Reliability evaluation of combined k-out-of-n:F, consecutive-k-out-of-n:F and linear connected -(r, s)-out-of-(m, n) : F system structures*", IEEE Transaction on Reliability, Vol. 49, Issue 1, pp. 99-104, 2000.

Liste des figures

Figure 1-1 Photographie de la première radiographie ---- 17
Figure 1-2 Spectre électromagnétique ---- 18
Figure 1-3 Schéma de principe de la production des rayons X ---- 19
Figure 1-4 Spectre du tungstène [Bush11] ---- 20
Figure 1-5 Rayonnement par freinage (bremsstrahlung) [Bush11] ---- 21
Figure 1-6 Génération d'un rayon X caractéristique [Bush11]. ---- 22
Figure 1-7 Exemple de système de radiologie et image radiologique du corps ---- 24
Figure 1-8 Scanner RX (Computed Tomography) et image 3D du thorax par un scanner RX ---- 26
Figure 1-9 Coefficient d'atténuation linéaire des tissus du sein en fonction de l'énergie [Coan13] ---- 27
Figure 1-10 Appareil de mammographie et images mammographiques ---- 27
Figure 1-11 Système d'angiographie et vue d'une sténose par angiographie ---- 28
Figure 1-12 Architecture d'un système à rayons X ---- 29
Figure 1-13 Les principales fonctions du générateur à rayons X ---- 30
Figure 1-14 Forme d'onde de la haute tension ---- 31
Figure 1-15 Courbe d'émission d'un tube à rayons X pour différentes valeurs de tension ---- 32
Figure 1-16 Schéma fonctionnel d'un générateur haute fréquence ---- 34
Figure 1-17 Génération de la haute tension DC imposée entre cathode et anode ---- 34
Figure 1-18 Convertisseur résonant série-parallèle LCC [Cava06] ---- 35
Figure 1-19 Convertisseur résonant LCLC [Shaf11] ---- 36
Figure 1-20 Convertisseur résonant série multiniveaux [Wu99] ---- 37
Figure 1-21 Augmentation de la fréquence de fonctionnement des générateurs à rayons X au cours des années. - 38
Figure 1-22 Réduction de la taille des générateurs à rayons X au cours des années ---- 38
Figure 1-23 Exemple de disposition des électrodes de la cathode autour du filament ---- 39
Figure 1-24 Différentiation de l'eau et de l'iode par la technique de la double énergie [GEHC] ---- 40
Figure 1-25 Image séquentielle avec artéfacts de bougé (a), Image « Fast kV » avec réduction des artéfacts de bougé (b) [GEHC] ---- 40
Figure 1-26 Image 3D d'un cœur avec « l'Ultra Fast kV » [GEHC] ---- 40
Figure 1-27 Probabilité de défaillance (Weibull) du « tank » ---- 43
Figure 1-28 Probabilité de défaillance (Weibull) de l'onduleur résonant ---- 44
Figure 1-29 Probabilité de défaillance (Weibull) de la carte rotation ---- 44
Figure 1-30 Probabilité de défaillance (Weibull) de la carte « chauffage du filament » ---- 45
Figure 2-1 Evolution de la technologie des puces IGBT ---- 51
Figure 2-2 Vue en coupe d'un module IGBT typique [Boua08] ---- 53
Figure 2-3 Décollement d'un fils de câblage (a). Vue de l'empreinte d'un fils de câblage après décollement (b) (image MEB) [Ciap02] ---- 55
Figure 2-4 (a) Fissure du talon d'un fils de câblage due à la fatigue par cyclage, (b) Cracks du talon d'un fils de câblage dus à un mauvais enrobage [Ciap02] ---- 56
Figure 2-5 Vue en coupe au MEB de la propagation d'une fissure dans un joint de brasure [Theb03] ---- 57

Figure 2-6 (a) Métallisation d'émetteur d'un puce IGBT avant cyclage, (b) Reconstruction de la métallisation après cyclage actif (3,2 millions de cycle actifs entre 85°C et 125°C) [Ciap02]. ---- 58
Figure 2-7 (a) Fissure verticale d'un substrat céramique (Al_2O_3) due aux stress en flexion, (b) Fissure d'un substrat céramique (Al_2O_3) initiée par l'inhomogénéité de la couche de brasure [Ciap02]. ---- 59
Figure 2-8 Vue en coupe d'un MOSFET standard [Boua10] ---- 60
Figure 2-9 Vue en coupe d'un MOSFET de type CoolMOS [Boua10] ---- 61
Figure 2-10 Evolution du R_{DSON} en fonction du pourcentage de délamination [Khon07] ---- 62
Figure 2-11 Vue au MEB de la métallisation en aluminium avant (a) et après cyclage (b) [Mart09] ---- 62
Figure 2-12 Fissure du talon d'un fils de câblage après 29760 cycles de puissance (image de gauche : initiation; image de droite : fracture) [Dupo07] ---- 63
Figure 2-13 Structure d'une diode à jonction PIN (à gauche) et son symbole électrique (à droite) ---- 65
Figure 2-14 Etapes de fabrication des condensateurs céramique multicouches [Beau07] ---- 68
Figure 2-15 Vue en coupe de la structure d'un MLCC [Kish03] ---- 69
Figure 2-16 Photo d'un MLCC ---- 69
Figure 2-17 Défauts dans les MLCC ---- 70
Figure 3-1 Schéma fonctionnel du générateur haute tension ---- 75
Figure 3-2 Circuit électrique de test des MOSFET ---- 77
Figure 3-3 Image du banc de test ---- 78
Figure 3-4 Synchronisation des tensions V_{GS} et V_{DS} avec la température lors du cyclage ---- 78
Figure 3-5 Fonction de structure « cumulative » du MOSFET sous test ---- 80
Figure 3-6 Mesure de la température de semelle de l'expérience N°3 ---- 80
Figure 3-7 Evolution du R_{DSON} en fonction du nombre cycles pour trois excursions de température ---- 82
Figure 3-8 Vue au microscope acoustique du MOS 4 ---- 84
Figure 3-9 Vue au microscope optique du MOS 4 ---- 85
Figure 3-10 Analyse acoustique des MOSFET fonctionnels (a: face avant, b:face arrière). ---- 86
Figure 3-11 Courbe N/S expérimentale du MOSFET IXFB60N80P ---- 87
Figure 3-12 Topologie de l'onduleur résonant utilisant les MOSFET testés ---- 87
Figure 3-13 Courbe N/S (Nb cycles = f (ΔTvj)) des modules IGBT standards de chez Infineon pour trois températures maximales de jonction (100°C, 125°C et 150 °C) [Infi02] ---- 90
Figure 3-14 Courbe N/S (Nb cycles = f (ΔTc)) des modules IGBT de chez Infineon pour différentes technologies d'assemblage [Infi] ---- 90
Figure 3-15 Topologie de l'onduleur résonant utilisant les IGBT ---- 91
Figure 3-16 Photo d'un étage de transformation (à gauche : face arrière avec les deux transformateurs de l'étage ; à droite : face avant avec les circuits de redressement) ---- 93
Figure 3-17 Schéma de l'étage de transformation, Configuration 1 ---- 93
Figure 3-18 Banc de test de la configuration 1 ---- 93
Figure 3-19 Photo d'un étage de transformation (à gauche : transformateur x 2 ; à droite : circuits de redressement) ---- 94
Figure 3-20 Etage de transformation, Configuration 2 ---- 94
Figure 3-21 Banc de test de la configuration 2 ---- 95
Figure 3-22 Circuit de test des étages de transformation ---- 96
Figure 3-23 Photo de l'étage de transformation défaillant ---- 97
Figure 3-24 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D1 ---- 97
Figure 3-25 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D2 ---- 98
Figure 3-26 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D3 ---- 98
Figure 3-27 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D4 ---- 99
Figure 3-28 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D5 ---- 99
Figure 3-29 Images SAM (à gauche et au milieu) et RX (à droite) de D6 ---- 100
Figure 3-30 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D7 ---- 100
Figure 3-31 Image SAM (à gauche) et RX (à droite) de D8 ---- 101

Figure 3-32 Images acoustiques des diodes de puissance (diode D1 à D4) de l'étage de transformation de la configuration 1(arrêt des tests à 35000 cycles) ---- 101
Figure 3-33 Images acoustiques des diodes de puissance (diode D18 à D20) de l'étage de transformation de la configuration 2 (arrêt des tests à 60000 cycles) ---- 102
Figure 3-34 Banc de cyclage actif des condensateurs céramiques de type I ---- 104
Figure 3-35 Conditions de cyclage thermique (profil imposé et enceinte climatique) ---- 105
Figure 3-36 Modèle électrique équivalent simplifié du condensateur céramique multicouches ---- 105
Figure 3-37 Capacité en fonction de la fréquence après 3000 heures de cyclage ---- 106
Figure 3-38 Comparaison des capacitances pour les MLCC de type I avant et après les tests à 200 kHz ---- 107
Figure 3-39 Résistance série équivalente en fonction de la fréquence avant (a) et après 3000 heures de cyclage (b) ---- 107
Figure 3-40 Comparaison des résistances séries pour les MLCC de type I avant et après les tests à 200 kHz --- 108
Figure 3-41 Comparaison des capacitances pour les MLCC 12 nF de la configuration 1 à 200 kHz ---- 109
Figure 3-42 Comparaison des résistances série pour les MLCC 12 nF de la configuration 1 à 200 kHz ---- 109
Figure 3-43 Comparaison des capacitances de type II avant et après les tests à 200 kHz ---- 110
Figure 3-44 Comparaison des résistances pour les MLCC de type II avant et après les tests à 200 kHz ---- 111
Figure 3-45 Courbe N/S des MOSFET ---- 120
Figure 3-46 Courbe N/S des IGBT ---- 120
Figure 3-47 Courbe N/S des Diodes HT ---- 121
Figure 3-48 Courbe N/S des condensateurs céramiques de type I ---- 121
Figure 3-49 Courbe N/S des condensateurs céramiques de type II ---- 122
Figure 4-1 Modèle de fiabilité prévisionnelle du générateur à rayons X ---- 126
Figure 4-2 Profil de mission d'un examen CCTA ---- 127
Figure 4-3 Profil de mission d'un examen vasculaire ---- 128
Figure 4-4 Profil de mission d'un examen neurologique ---- 128
Figure 4-5 Profil de mission d'un examen de routine du corps ---- 129
Figure 4-6 Profil de mission d'un examen de traumatisme ---- 129
Figure 4-7 Profil de mission d'un examen interventionnel ---- 130
Figure 4-8 Emplacement de fibres optiques sur les composants de la partie haute tension ---- 132
Figure 4-9 Image de l'onduleur résonant ---- 133
Figure 4-10 Modèle par éléments finis Qfin de l'onduleur résonant ---- 134
Figure 4-11 Validation du modèle par éléments finis Qfin ---- 134
Figure 4-12 Modèle thermique compact du module IGBT monté sur son dissipateur ---- 135
Figure 4-13 Modèle thermique CR du module IGBT FF300R12SK4 ---- 136
Figure 4-14 Photo du dissipateur des modules IGBT ---- 137
Figure 4-15 Représentation du modèle thermique équivalent CR de l'onduleur résonant dans l'environnement Matlab Simulink ---- 137
Figure 4-16 Paramètres du modèle équivalent CR après optimisation ---- 138
Figure 4-17 Validation du modèle à 100W ---- 138
Figure 4-18 Validation du modèle à 70W ---- 139
Figure 4-19 Vue éclatée du « tank » avec les différentes sources de perte ---- 140
Figure 4-20 Mesures des pertes du tore nanocristallin ---- 141
Figure 4-21 Résistance secondaire en fonction de la fréquence d'utilisation ---- 142
Figure 4-22 Formes d'onde d'une diode de redressement ---- 143
Figure 4-23 Modèle thermique local de la diode de redressement en situation ---- 144
Figure 4-24 Courbes de températures mesurées par fibre optique ---- 144
Figure 4-25 Courbes de températures fournies par le modèle thermique après recalage ---- 145
Figure 4-26 Illustration des règles du comptage « rainflow » [Gued05] ---- 146
Figure 4-27 Exemple d'application des règles de la méthode de comptage « rainflow » [Card06] ---- 147
Figure 4-28 Principe de l'extraction des cycles « rainflow » ---- 148

Figure 4-29 Lois de cumul du dommage pour chaque modèle [Ngar03, Past07, Fate98] ---------- *149*
Figure 4-30 Spectre d'amplitude des cycles de contrainte ---------- *151*
Figure 4-31 Fraction de durée de vie associée à une amplitude donnée d'un cycle de contrainte ---------- *152*
Figure 4-32 Diagramme de fiabilité série ---------- *153*
Figure 4-33 Profil de température de la semelle des IGBT de l'onduleur pour une succession de cinq examens de type CCTA ---------- *155*
Figure 4-34 Distribution « rainflow » correspondant au profil de stress thermique des IGBT de l'onduleur pour un profil de mission CCTA ---------- *155*
Figure 4-35 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des IGBT de l'onduleur pour un profil de mission CCTA ---------- *156*
Figure 4-36 Profil de température du boitier des diodes de redressement pour une succession de cinq examens de type vasculaire ---------- *158*
Figure 4-37 Distribution « rainflow » correspondant au profil de température des diodes de redressement pour un profil de mission vasculaire ---------- *158*
Figure 4-38 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des diodes de redressement pour un profil de mission de type vasculaire ---------- *159*
Figure 4-39 Profil de température des MLCC pour une succession de cinq examens de type Vasculaire ---------- *160*
Figure 4-40 Distribution « rainflow » correspondant au profil de température des MLCC pour un examen de type vasculaire ---------- *160*
Figure 4-41 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des MLCC pour un profil de mission de type vasculaire ---------- *161*
Figure 4-42 Profil de stress thermique d'un MOSFET de la « carte filament » pour une succession de trois examens ---------- *163*
Figure 4-43 Distribution « rainflow » correspondant au profil de stress des MOSFET de la « carte filament » - *163*
Figure 4-44 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) des MOSFET de la « carte filament » ---------- *164*
Figure 4-45 Profil de stress thermique de l'IGBT de la carte Rotation pour une succession de cinq examens --- *165*
Figure 4-46 Distribution « rainflow » correspondant au profil de stress thermique de l'IGBT de la carte Rotation pour une succession de cinq examens ---------- *165*
Figure 4-47 Courbe N/S avec placement des différences de température (ΔT en pointillés rouges) de l'IGBT de la carte rotation ---------- *166*
Figure 4-48 Effet du nombre de patients par jour et de la température ambiante sur la durée de vie du « tank » *167*
Figure 4-49 Banc de cyclage de la fonction Rotation ---------- *169*
Figure 4-50 Profil de mission standard de la « fonction rotation » ---------- *169*
Figure 4-51 Profil de mission accéléré de la fonction rotation ---------- *170*
Figure 4-52 Modèle thermique équivalent CR du « tank » construit sous l'environnement Matlab Simulink ----- *193*

Liste des tableaux

Tableau 2-1 Paramètres électriques et thermiques des composants critiques ---- 49
Tableau 2-2 Matériaux utilisés dans les MLCC ---- 70
Tableau 3-1 Paramètres du modèle de Norris Landzberg ---- 76
Tableau 3-2 Paramètres de cyclage des MOSFET ---- 79
Tableau 3-3 Résultats du cyclage des MOSFET ---- 83
Tableau 3-4 Paramètres du cyclage de la configuration 1 ---- 94
Tableau 3-5 Paramètres du cyclage de la configuration 2 ---- 95
Tableau 4-1 Analogie entre les grandeurs électriques et thermiques ---- 133
Tableau 4-2 Prévision de la durée de l'onduleur résonant en fonction du profil de mission ---- 157
Tableau 4-3 Prévision de la durée de vie du transformateur haute tension en fonction du profil de mission – Les diodes de redressement ---- 159
Tableau 4-4 Prévision de la durée de vie du transformateur haute tension en fonction du profil de mission – Les condensateurs céramique multicouches ---- 161
Tableau 4-5 Prévision de la durée de vie du « tank » en fonction du profil de mission ---- 162
Tableau 4-6 Allocation de fiabilité des différentes cartes du générateur ---- 168
Tableau 4-7 Confrontation des résultats de la prévision par rapport aux données de cyclage ---- 170

Annexe 1

La **Figure 4-52** montre le modèle thermique équivalent CR du « *tank* » construit sous l'environnement Matlab Simulink.

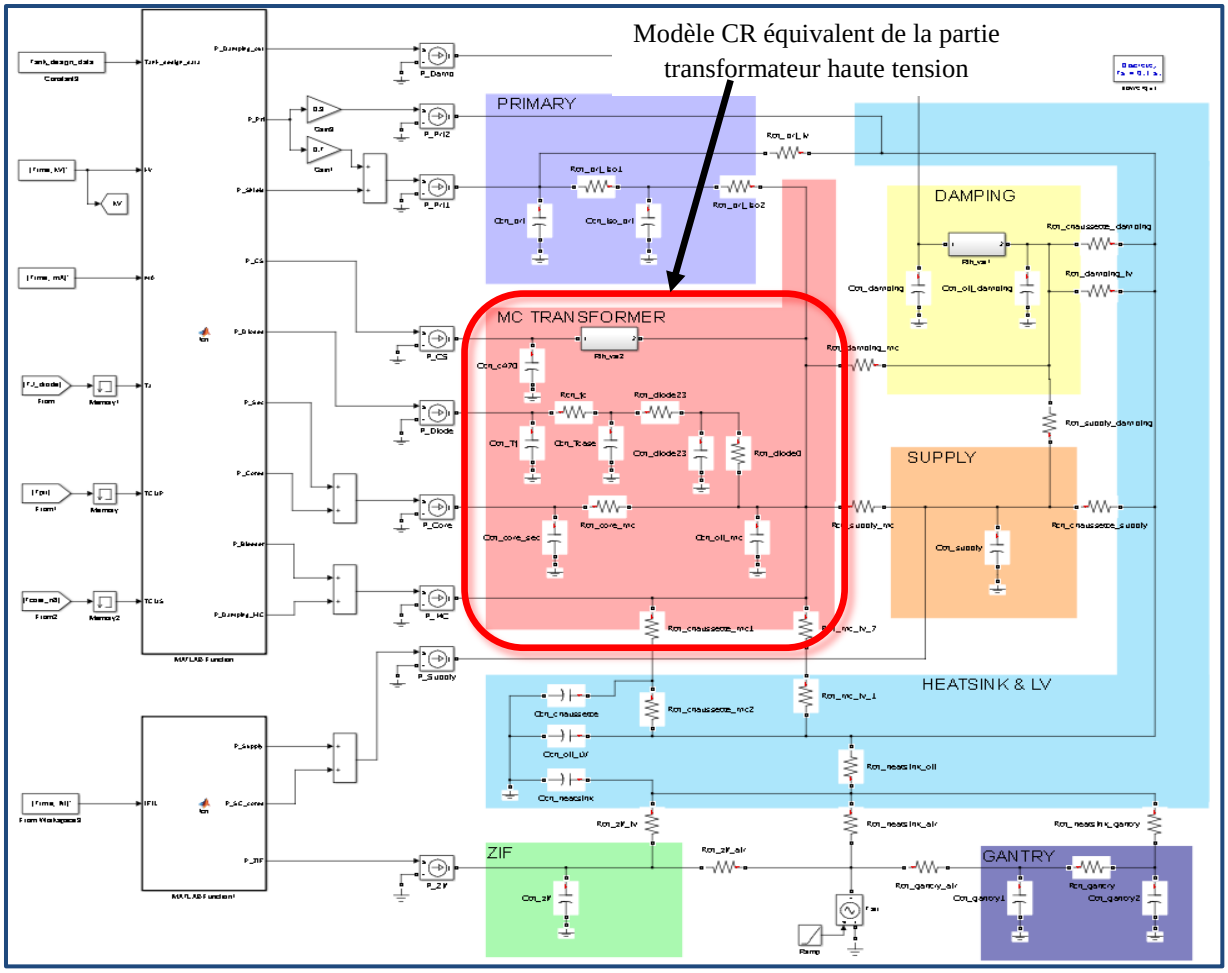


Figure 4-52 Modèle thermique équivalent CR du « *tank* » construit sous l'environnement Matlab Simulink