



HAL
open science

Contribution à l'évaluation de la fiabilité des chaînes polyphasées de conversion électromécanique d'énergie

Christophe Olmi

► **To cite this version:**

Christophe Olmi. Contribution à l'évaluation de la fiabilité des chaînes polyphasées de conversion électromécanique d'énergie. Génie des procédés. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2019. Français. NNT : 2019ENAM0013 . tel-02193573

HAL Id: tel-02193573

<https://pastel.hal.science/tel-02193573>

Submitted on 24 Jul 2019

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.

École doctorale n° 432 : Sciences des Métiers de l'Ingénieur

Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

l'École Nationale Supérieure des Arts et Métiers

Spécialité doctorale "Génie Électrique"

présentée et soutenue publiquement par

Christophe OLMI

le 07 Mai 2019

Contribution à l'évaluation de la fiabilité des chaînes polyphasées de conversion électromécanique d'énergie

Directeur de thèse : **Jean-Frédéric CHARPENTIER**

Co-encadrement de la thèse : **Franck SCUILLER**

Jury

M. Christian BROSSEAU,	Professeur, Université de Bretagne occidentale	Président
M. Philippe VIAROUGE,	Professeur, Université Laval, Québec	Rapporteur
M. Hamid BEN AHMED,	Maître de conférences HDR, ENS Rennes	Rapporteur
M. Mohamed El Hachemi BENBOUZID,	Professeur, Université de Bretagne occidentale	Examinateur
M. Franck SCUILLER,	Maître de conférences, ENSAM/Ecole Navale	Encadrant
M. Jean-Frédéric CHARPENTIER,	Maître de conférences HDR, ENSAM/Ecole Navale	Directeur de thèse
M. Erwann NICOLAS,	Ingénieur, SABELLA	Invité

Institut de Recherche de l'École Navale

EA 3634

École Navale, BREST

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés entre 2014 et 2018 à l'institut de recherche de l'école navale (IRENav). Ils ont été menés dans le cadre d'un contrat de PRAG de sciences physiques détaché à l'école navale pour une mission de formation scientifique auprès des élèves-officiers. Conjointement à leur formation de marins et de militaires, les élèves-officiers de la Marine Nationale préparent un diplôme d'ingénieur généraliste pour lequel l'enseignement scientifique est dispensé par des enseignants-chercheurs en délégation de l'ENSAM, des doctorants et du personnel de l'éducation nationale détaché.

Je remercie l'IRENav de m'avoir accueilli pendant 5 ans, de 2013 à 2018, années pendant lesquelles je me suis profondément épanoui professionnellement et humainement. La découverte du milieu de la recherche académique et de l'enseignement supérieur demeure une expérience inoubliable. Tout autant, la rencontre avec les personnels et les élèves-officiers de l'école navale, et plus généralement avec la Marine Nationale, reste une aventure unique, riche d'enseignements.

A ce titre, je tiens à remercier les membres du jury de recrutement de m'avoir retenu pour ce poste de PRAG. En 2013, je sortais d'un cycle d'ingénieur de l'école des Mines d'Albi dans le cadre d'une formation continue. Dans ce contexte, j'avais effectué un stage de fin d'étude à l'institut français du pétrole et des énergies nouvelles (IFPEN) qui m'avait permis de découvrir la recherche appliquée. J'étais alors extrêmement motivé pour démarrer des travaux de thèse. Je remercie en particulier mon équipe d'encadrement, Franck Scuiller et Jean-Frédéric Charpentier pour m'avoir proposé ce beau sujet mais également pour la qualité de leur encadrement. Ils ont su me guider dans ces travaux en me laissant une totale autonomie, tout en m'évitant de m'enliser lorsque je faisais fausse route. Ceci dans un contexte particulier, car nous étions collègues de travail pour l'enseignement auprès des élèves-officiers de l'école navale.

Franck et Jean-Frédéric se sont parfaitement complétés dans leur tâche d'encadrement. Franck est un modèle de rigueur et d'honnêteté scientifiques, il a toujours répondu à mes questions de fond avec clarté, après un moment d'intense réflexion, en étayant chaque propos. Il a la capacité de transformer l'incompréhension d'une problématique complexe en une évidence. Jean-Frédéric, par sa grande culture scientifique et technique et sa parfaite connaissance du milieu universitaire, m'a habilement guidé dans cet univers, notamment, en matière de publication. Je leur suis reconnaissant et leur souhaite à tous les deux une poursuite exemplaire de leur carrière universitaire. Mais si leurs qualités professionnelles sont indéniables, ce sont celles humaines que je retiens aujourd'hui, par les moments de partage hors du contexte professionnel.

Enfin, plus généralement, je remercie tous mes collègues de l'école navale et de l'IRENav : enseignants-chercheurs ; personnels détachés de l'éducation nationale ; jeunes et moins jeunes doctorants ; contractuels d'enseignement et de recherche ; personnels civils et militaires, administratifs et techniques, de la Marine Nationale. Ce mixe de statuts et de parcours si différents, fournit un environnement de travail à la fois extrêmement stimulant et convivial.

Le désir de poursuivre des travaux de thèse s'inscrivait dans un processus long de reconversion professionnelle, initié par la formation continue d'ingénieur et n'avait pas pour objectif de poursuivre ma carrière dans le milieu académique. Aujourd'hui, cette reconversion est une réussite malgré les faibles chances de départ. Mes fonctions actuelles ne sont clairement pas liées à des travaux de recherche. Cependant, je mesure chaque jour dans mes activités professionnelles les bénéfices apportés par les travaux de thèse en matière de capacités de réflexion, de rédaction et d'organisation. J'encourage tous les titulaires d'un diplôme de master ou d'ingénieur à poursuivre dans cette voie, quelle que soit la carrière à laquelle ils aspirent, pour peu qu'ils soient animés d'une réelle curiosité scientifique et prêts à affronter un difficile travail de patience qui impose l'humilité et la remise en question permanente.

Je remercie mes parents, tous les deux ouvriers, d'avoir toujours considéré les études comme un

moyen de s'élever intellectuellement et socialement et pour avoir respecté mes choix, y compris quand ceux-ci paraissaient incompréhensibles.

Ces travaux sont dédiés à mes 3 filles, Alix, Marianne et Clarisse. Quelle que soit la satisfaction que peut procurer la réussite à un diplôme, elle constitue peu de chose par rapport à celle qu'offre la paternité. A l'avenir, elles effectueront des choix que je respecterai. Néanmoins, je les invite à toujours faire preuve de curiosité envers le monde qui les entoure et à continuer à apprendre tout au long de leur vie.

Table des matières

Nomenclature	7
1 Introduction	11
1.1 Les machines polyphasées	11
1.2 Fiabilité des chaînes polyphasées de conversion d'énergie	12
1.3 Éléments de vocabulaire associés à la fiabilité	13
1.4 Architecture des systèmes polyphasés étudiés	16
1.5 Structure de fiabilité des systèmes polyphasés étudiés	19
1.6 Méthode d'analyse de fiabilité des systèmes polyphasés étudiés	21
1.7 Hypothèses pour l'évaluation de la fiabilité des systèmes polyphasés étudiés	22
2 Modèles physiques mis en œuvre pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie	25
2.1 Introduction	25
2.2 Modèles physiques des modules IGBT	26
2.2.1 Pertes de puissance dans les modules IGBT	26
2.2.2 Température de jonction des semi-conducteurs des modules IGBT	28
2.3 Constitution d'une base virtuelle continue de modules IGBT	30
2.3.1 Introduction	30
2.3.2 Paramètres électriques	31
2.3.3 Paramètres thermiques	33
2.3.4 Exemple d'exploitation des modèles empiriques	34
2.4 Modèles Physiques des Condensateurs	36
2.4.1 Pertes dans les condensateurs	36
2.4.2 Température du cœur des condensateurs	40
2.5 Constitution de bases virtuelles continues de condensateurs	41
2.5.1 Condensateurs électrolytiques aluminium	41
2.5.2 Condensateurs à film polypropylène métallisé	42
2.6 Modélisation de la machine électrique polyphasée	44
2.6.1 Base naturelle	45
2.6.2 Base propre	46
2.7 Modélisation de l'adaptateur mécanique	48
2.8 Conclusion	48
3 Modèles de défaillance et de fiabilité mis en œuvre pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie	49
3.1 Introduction	49
3.2 Éléments probabilistes de fiabilité	50
3.2.1 Taux de défaillance	50
3.2.2 Temps de bon fonctionnement	52
3.2.3 Fonction de fiabilité	52

3.2.4	Fonction de taux de défaillance	52
3.2.5	Distribution des temps de bon fonctionnement	54
3.2.6	Indicateurs de fiabilité, temps moyen de bon fonctionnement	54
3.3	Mécanismes et modes de défaillance des semi-conducteurs	57
3.4	Modèles de défaillance des semi-conducteurs	58
3.5	Mécanismes et modes de défaillance des condensateurs	67
3.6	Modèles de défaillance des condensateurs	68
3.7	Mécanismes et modes de défaillance des machines	72
3.8	Modèles de défaillance de la machine	73
3.8.1	Modèle de défaillance des enroulements	73
3.8.2	Modèle de défaillance des roulements	75
3.9	Mécanismes et modes de défaillance de l'adaptateur mécanique	78
3.10	Modèle de défaillance de l'adaptateur mécanique	78
3.11	Modèles de Markov	79
3.11.1	Principe	79
3.11.2	Application à un système polyphasé	82
3.11.3	Critère couplé de fiabilité-performance	92
3.12	Conclusion	95
4	Applications des modèles physiques et de défaillance pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie	97
4.1	Introduction	97
4.2	Système pentaphasé pour la propulsion navale à commande sinusoïdale	97
4.2.1	Présentation du système	97
4.2.2	Modèle physique	99
4.2.3	Modèle de défaillance	105
4.3	Système polyphasé à commande optimale	115
4.3.1	Présentation du système et de sa commande	115
4.3.2	Modèle Physique	115
4.3.3	Modèle de défaillance	119
4.3.4	Machine heptaphasée	124
4.4	Système hydrolien multi-étoile	131
4.4.1	Introduction	131
4.4.2	Conclusion	146
4.5	Conclusion	146
5	Sensibilité de la fiabilité à la variabilité des modèles	147
5.1	Introduction	147
5.2	Impact du taux de défaillance des semi-conducteurs sur la fiabilité	148
5.2.1	Système pentaphasé de propulsion navale à commande sinusoïdale	149
5.2.2	Système polyphasé à commande optimale	150
5.3	Influence de la variabilité des taux de défaillance sur la fiabilité	155
5.4	Conclusion	160
	Conclusion et perspectives	161
	Bibliographie	165
	Annexes	173

A Exemple de détermination d'un modèle empirique de la base virtuelle des modules IGBT	173
B Distribution des pertes dans les semi-conducteurs de la base virtuelle de modules IGBT	176
C Fonctions de fiabilité et de fiabilité-performance pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut jusqu'à 3 phases restantes	180
D Article concernant l'impact de la dispersion des données d'entrée sur la fonction de fiabilité du convertisseur statique d'une éolienne	185
Table des figures	193
Liste des tableaux	201
Résumé/Abstract	204

Nomenclature

Sauf indication contraire, les unités des grandeurs physiques représentées par leur symbole dans les équations sont celles du système international (SI).

Symbole	Désignation	Unité SI ou dimension
\mathbb{A}	matrice de transition d'un processus de Markov	
Al	aluminium, référence à l'électrolyte des condensateurs de cette technologie	
c	indice relatif à un type de cycle thermique	
C	capacité d'un condensateur	F
Cy	nombre total de types différents de cycle thermique	
C_N	matrice de passage de Concordia	
$\cos \phi$	facteur de puissance	
$\vec{e}(t)$	vecteur fem de la machine	V.s.rad ⁻¹
EMR	énergies marines renouvelables	
E_a	énergie d'activation d'un mécanisme de défaillance	J
E_{off}	énergie de commutation d'un IGBT lors de son passage de l'état passant à l'état bloqué	J
E_{on}	énergie de commutation d'un IGBT lors de son passage de l'état bloqué à l'état passant	J
E_{rr}	énergie de commutation d'une diode lors de son passage de l'état passant à l'état bloqué (énergie de recouvrement)	J
ESR	<i>equivalent series resistance</i> , résistance équivalente série d'un condensateur (R_s)	Ω
D_c	dommage consommé	
f	fréquence de la modulante d'une MLI	Hz
$f(t)$	densité de probabilité des temps de bon fonctionnement	
\vec{F}	vecteur fonction de modulation d'une MLI	
$F(t)$	fonction de répartition des temps de bon fonctionnement	
f_{sw}	fréquence de commutation d'une MLI	Hz
$h(t)$	fonction de taux de défaillance	[T ⁻¹]
$\vec{i}(t)$	vecteur courant de phase de la machine	A
I	intensité efficace du courant de phase de la machine	A
I_C	intensité efficace du courant dans un condensateur	A
IGBT	<i>insulated gate bipolar transistor</i> , transistor bipolaire à grille isolée	
I_{module}	courant nominal d'un module de puissance	A
$I_{moy,X/Y}$	intensité moyenne du courant du côté continu d'un convertisseur X/Y (AC/DC ou DC/AC)	A
$I_{ond,X/Y}$	intensité efficace de l'ondulation du courant du côté continu d'un convertisseur X/Y (AC/DC ou DC/AC)	A
I_{ref}	courant de référence pour la détermination des énergies de commutation d'un module de puissance	A

Symbole	Désignation	Unité SI ou dimension
k_B	constante de Boltzmann	J.K^{-1}
$k_{I,X}$	exposant de dépendance en courant des pertes par commutation d'un semi-conducteur X	
$k_{V,X}$	exposant de dépendance en tension des pertes par commutation d'un semi-conducteur X	
K_{diode}	coefficient de pertes par commutation d'une diode	
K_{IGBT}	coefficient de pertes par commutation d'un IGBT	
L	auto-inductance de la machine	H
L_C	durée de vie d'un condensateur	[T]
L_{ref}	durée de vie de référence d'un condensateur	[T]
m	profondeur de modulation d'une MLI	
M	inductance mutuelle de la machine	H
MLI	modulation de largeur d'impulsion	
$MTTF$	<i>mean time to failure</i> , temps moyen de bon fonctionnement	[T]
$MTTF_\theta$	temps moyen de bon fonctionnement calculé sur un intervalle de temps θ	[T]
MPPF	<i>metallized polypropylene film</i> , film polypropylène métallisé, fait référence à cette technologie de condensateur	
MPPT	<i>maximum power point tracking</i> , stratégie de commande destinée à maximiser la puissance extraite	
N	nombre total de phases du système polyphasé	
N_c	nombre de cycles thermiques d'un type de cycle c	
N_f	nombre de cycles thermiques avant défaillance	
N_r	fréquence de rotation	tr.s^{-1}
p	indice relatif à une phase du profil de mission	
$p(t)$	puissance électrique de la machine	W
P	nombre total de phases pris en considération dans le profil de mission	
\mathbb{P}	probabilité d'un événement aléatoire	
$\mathbf{P}(t)$	vecteur de probabilité d'état d'un processus de Markov	
P_C	puissance dissipée dans un condensateur	W
$P_{com,X}$	pertes de puissance par commutation d'un semi-conducteur X	W
$P_{cond,X}$	pertes de puissance par conduction d'un semi-conducteur X	W
$P_i(t)$	probabilité d'un processus de Markov de se trouver dans l'état i	
P_X	puissance dissipée dans un semi-conducteur X (somme des pertes par commutation et conduction)	W
Q	fonction de dommage cumulé	
r	résistance statorique par phase de la machine	Ω
$R(t)$	fonction de fiabilité	

Symbole	Désignation	Unité SI ou dimension
R_{CE}	résistance électrique collecteur-émetteur d'un IGBT à l'état passant	Ω
R_f	résistance électrique d'une diode à l'état passant	Ω
R_{ca}	résistance thermique entre le boîtier d'un condensateur et l'air ambiant	$W.K^{-1}$
R_{cc}	résistance thermique entre le cœur d'un condensateur et son boîtier	$W.K^{-1}$
R_{ch}	résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur d'un module de puissance avec semelle métallique	$W.K^{-1}$
R_{ha}	résistance thermique entre le dissipateur d'un module de puissance et l'air ambiant	$W.K^{-1}$
$R_{jc,X}$	résistance thermique entre la jonction d'un semi-conducteur X et le boîtier d'un module de puissance avec semelle métallique	$W.K^{-1}$
$R_{jh,X}$	résistance thermique entre la jonction d'un semi-conducteur X et le dissipateur d'un module de puissance sans semelle métallique	$W.K^{-1}$
R_s	résistance équivalente série d'un condensateur (ESR)	Ω
$R_{s/e}$	rapport de transmission de l'adaptateur mécanique	
s	indice relatif à un facteur de stress	
S	nombre total de facteurs de stress pris en compte	
SC	semi-conducteur	
t	temps	s
$T(t)$	couple de la machine	Nm
T_a	température ambiante	K
T_c	température du boîtier d'un module de puissance	K
T_C	température de cœur d'un condensateur	K
T_e	couple d'entrée de l'adaptateur mécanique	Nm
T_h	température du dissipateur d'un module de puissance	K
$T_{j,m}$	température moyenne de jonction d'un cycle thermique	K
$T_{j,X}$	température de jonction d'un semi-conducteur X	K
T_{ref}	température de jonction de référence pour la détermination des énergies de commutation d'un module de puissance ou température de cœur de référence pour les modèles de durée de vie d'un condensateur	K
T_s	couple de sortie de l'adaptateur mécanique	Nm
$\vec{v}(t)$	vecteur tension simple de la machine	V.s.rad ⁻¹
V_1	valeur efficace du fondamental de tension simple	V
V_1^{max}	valeur maximale du fondamental de tension simple	V
V_C	tension nominale d'un condensateur	V
V_{CE0}	tension de seuil d'un IGBT	V
V_{dc}	tension de bus continu	V
V_{f0}	tension de seuil d'une diode	V

Symbole	Désignation	Unité SI ou dimension
V_{module}	tension nominale d'un module de puissance	V
V_{ref}	tension de référence pour la détermination des énergies de commutation d'un module de puissance ou température de référence pour les modèles de durée de vie d'un condensateur	V
$X(t)$	variable d'état d'un élément (au sens de son bon fonctionnement)	
Δ	matrice inductance de la machine dans sa base propre	H
ΔT_j	amplitude de température de jonction d'un cycle thermique	K
λ	taux de défaillance	[T ⁻¹]
Λ	matrice inductance de la machine dans sa base naturelle	H
π	facteur d'accélération dû à un stresser	
$\Pi(t)$	fonction couplée de fiabilité-performance	
$\tau_{ond,X/Y}$	taux d'ondulation du courant du côté continu d'un convertisseur X/Y (AC/DC ou DC/AC)	
Ψ_θ	critère de fiabilité-performance calculé sur un intervalle de temps θ	
$\Omega(t)$	vitesse de rotation de la machine	rad.s ⁻¹
Ω_e	vitesse de rotation en entrée de l'adaptateur mécanique	rad.s ⁻¹
Ω_s	vitesse de rotation en sortie de l'adaptateur mécanique	rad.s ⁻¹

Chapitre 1

Introduction

1.1 Les machines polyphasées

Les machines polyphasées font aujourd'hui l'objet de nombreuses publications scientifiques. Par opposition aux machines triphasées conventionnelles largement utilisées, les machines qualifiées dans ce mémoire de polyphasées possèdent un nombre de phases élevé, supérieur à trois et sont dédiées à des applications spécifiques. Notamment, les avantages intrinsèques de ce type de machine en font un candidat sérieux pour la propulsion navale. En effet, la multiplication du nombre de phases permet de diminuer les ondulations de couple, réduisant a priori les phénomènes vibratoires et favorisant la discrétion acoustique. De plus, à puissance égale, le fractionnement de celle-ci entre un nombre élevé de phases permet de diminuer le calibre en courant des composants d'électronique de puissance du convertisseur statique pilotant chaque phase. Ceci permet d'accéder à des gammes de semi-conducteur « sur étagère » et assurer un meilleur pilotage par un accroissement de la fréquence de commutation de largeur d'impulsion (MLI). Ces avantages sont appréciables en propulsion navale où la puissance propulsive peut atteindre plusieurs MW, voire plusieurs dizaines de MW. A titre d'exemples, les moteurs de propulsion à aimants permanents développés par *JEUMONT ELECTRIC* [1] peuvent être cités. Ainsi la propulsion hybride CODLOG (COmbined Diesel eLectric Or Gas) des FREMM (Frégates Multimissions) de la Marine Nationale est assurée pour sa part électrique par 2 moteurs *JEUMONT* double étoile de 2,15 MW. Le sous-marin de la classe *SCORPENE*, développé et fabriqué par *NAVAL GROUP*, destiné à l'export, est propulsé par un moteur *JEUMONT* à 2×13 phases [2]. Dans ce contexte, les travaux menés au *L2EP* de Lille et au département *M2EN* (Mécanique et Energétique en Environnement Naval) de l'institut de recherche de l'école navale (*IRENav*) par Eric Semail¹ [3], Xavier Kestelyn² [4] et Franck Scuiller³ [5] ont permis de développer des outils de conception et de commande de ce type de machine. Dans tous ces travaux, c'est l'approche vectorielle multimachine qui est mise à contribution aussi bien dans les outils de conception que dans ceux de commande.

Un autre aspect relatif aux machines polyphasées concerne la sûreté de fonctionnement. Un nombre élevé de phases permet de conserver la possibilité de piloter la machine en cas d'impossibilité d'alimenter une ou plusieurs phases. Cette fonction s'accompagne généralement d'une reconfiguration de la commande, et éventuellement d'une dégradation des performances de la machine. En mer, la perte de la propulsion d'un navire peut avoir des conséquences désastreuses

1. *L2EP*

2. *L2EP*

3. *IRENav*

sur le matériel, voire plus grave, sur des vies humaines. Au-delà de la propulsion navale, des actionneurs polyphasés de plus faible puissance peuvent être envisagés dans des applications nécessitant un haut niveau de fiabilité telles que dans les secteurs aéronautique et aérospatial. Ceci permet de bénéficier des redondances intrinsèques offertes par un système à nombre de phases élevé [6] [7]. Lorsque des vies humaines ne sont pas menacées, le recours à un système polyphasé muni de ses capacités de reconfiguration peut se justifier pour des raisons économiques. Ainsi, entre autres, l'*IRENav* étudie l'opportunité d'utiliser des machines polyphasées en extraction d'énergie marine renouvelable (EMR) au travers par exemple de la thèse de Oussmane Fall [8]. En effet, l'environnement particulièrement hostile pour le matériel et la difficulté d'accès aux sites pour les opérations de maintenance peuvent fortement compromettre la viabilité économique d'un projet EMR. [9] présente les bénéfices potentiels en matière de capacité de production d'une ferme d'hydroliennes à axe horizontal à base de machine double-étoile par rapport à l'utilisation de machine triphasée conventionnelle. Ces travaux incluent des modèles de défaillance et de réparation des principaux composants de la chaîne de conversion d'énergie ainsi que la stratégie de maintenance. Ce sont les aspects relatifs à la fiabilité prévisionnelle des chaînes polyphasées de conversion d'énergie électromécanique qui font l'objet des travaux présentés dans ce mémoire.

1.2 Fiabilité des chaînes polyphasées de conversion d'énergie

Si intuitivement, il est aisé de concevoir que la multiplication du nombre de phases augmente les possibilités de reconfiguration, elle implique également une complexité croissante du système. Deux effets antagonistes se manifestent lors de l'augmentation du nombre de phases. L'accroissement de la complexité du système conduit à une propension plus importante à des défaillances, la fiabilité **structurelle** s'en trouve diminuée. En revanche, le système dispose de plus de degrés de liberté pour se reconfigurer et remédier à ses défauts, la fiabilité **fonctionnelle** est ainsi améliorée. Cependant, les reconfigurations peuvent s'accompagner d'une baisse significative des performances. Ainsi, l'existence d'un compromis acceptable se pose. Les travaux présentés dans ce mémoire tentent d'apporter des éléments quantifiés de réponse et s'articulent en 4 chapitres.

Le chapitre 2 présente les modèles physiques utilisés pour les différents composants et sous-systèmes de la chaîne de conversion d'énergie. Ils sont conçus dans l'objectif de quantifier les facteurs de stress utilisés dans les modèles de défaillance du chapitre 3. En effet, leur rôle est de pouvoir évaluer l'évolution temporelle des grandeurs physiques considérées comme ayant un impact sur la fiabilité des éléments constitutifs du système de conversion d'énergie. De plus, concernant les composants semi-conducteurs et les condensateurs, des bases continues virtuelles sont développées afin de s'affranchir des effets de quantification imposés par un choix limité dans les gammes de composants industriels.

Le chapitre 3 fournit les éléments probabilistes de la fiabilité, décrit les mécanismes et les modes de défaillance des différents composants et sous-systèmes de la chaîne de conversion d'énergie. Il expose les modèles de défaillance retenus en fonction des grandeurs physiques du chapitre 2 jugées représentatives des principaux facteurs de stress. En particulier, il introduit le modèle stochastique identifié qui permet d'intégrer l'impact des reconfigurations sur la défaillance des éléments constitutifs du système et sur ses performances.

Le chapitre 4 exploite les modèles des chapitres 2 et 3 sur des cas d'étude intégrant ou

non un profil de mission. Il montre qu'il est ainsi possible de quantifier les effets qu'offrent les possibilités de reconfiguration des systèmes polyphasés en matière de fiabilité et de compromis avec la performance.

A l'heure actuelle, si les mécanismes et les modes de défaillance sont assez bien identifiés, leur modélisation est extrêmement difficile à établir. Si le modèle est connu, ses paramètres sont sujets à une variabilité plus ou moins importante en fonction des méthodes mises en œuvre pour les obtenir. Le chapitre 5 attire l'attention du lecteur sur la sensibilité des modèles aux variations des paramètres d'entrée. Il montre que les résultats des cas d'étude du chapitre 4 sont à analyser avec précaution car la variabilité des données d'entrée impacte fortement l'estimation de la fiabilité des systèmes.

La suite de l'introduction précise les éléments nécessaires à la lecture de ces 4 chapitres. Notamment, elle présente le vocabulaire, les limites, les hypothèses et l'approche retenue pour évaluer la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie.

1.3 Éléments de vocabulaire associés à la fiabilité

Le vocabulaire relatif à la fiabilité est riche, et selon les auteurs, les définitions diffèrent. Cette section présente quelques notions de la littérature et précise ensuite le vocabulaire utilisé dans ce mémoire.

La **fiabilité** (*reliability* en anglais) est décrite qualitativement par plusieurs normes et peut se résumer à l'aptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise, dans des conditions environnementales et d'utilisation données et pendant une période définie. Quantitativement, elle est définie par la probabilité d'un dispositif à accomplir une fonction requise, sans défaillance, dans des conditions environnementales et d'utilisation données et pendant une période définie [10] [11] [12] [13] [14] [15]. Si la notion de fiabilité fait plutôt consensus dans la littérature, il en est autrement pour les autres termes. La notion de **défaillance** (*failure* en anglais), à laquelle la définition quantitative de la fiabilité fait référence est selon [14] « l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonction(s) requise(s) avec les performances définies dans les spécifications techniques ». Selon [16], la défaillance constitue une « non conformité aux spécifications d'un système » alors que selon [17] concernant la sûreté de fonctionnement des onduleurs, il s'agit de « la perte irréversible du fonctionnement d'un composant ». La notion de défaillance exclut les périodes d'interruption de la fonction dues à des activités planifiées telles que les opérations de maintenance préventive [12]. Toujours relativement aux onduleurs, selon [17], un **défaut** (*fault* en anglais) est caractérisé par « une altération du fonctionnement partielle ou globale, temporaire ou permanente, pouvant être réparable ou corrigée tant que l'intégrité des composants n'est pas affectée ». Cette situation est plutôt qualifiée d'**erreur** (*error* en anglais) pour [16], qui est « un événement interne au système correspondant à un état révélé d'un composant non conforme aux spécifications du composant ». Selon [12], une erreur définie par la norme IEC 50191 [18] est une « différence entre un état ou une valeur observé, calculé ou mesuré, et l'état ou la valeur réel, théorique ou spécifié ». Ainsi, la dérive d'un paramètre au cours du temps peut être qualifiée d'erreur selon [12] pour le système. Au-delà d'un certain seuil, l'erreur peut conduire à une défaillance nommée « de dérive » [11] ou « progressive » [14]. Par opposition, une défaillance soudaine est qualifiée de « catalectique » [11]. La défaillance peut donc être cataloguée comme un événement [19] de transition alors que la **faute** (*fault* en anglais) est un état dans lequel « un dispositif est inapte à assurer sa fonction requise » [12]. Dans [16], une faute correspond au « fait qu'un composant d'un système est défaillant ». L'indisponibilité d'un système suite à une défaillance est quali-

fiée dans [14] d'état de **panne** (*breakdown* en anglais). C'est un état de **non-conformité** ou de **dysfonctionnement** selon [20]. Dans [19], la panne d'un système constitue une « inaptitude à exercer une fonction requise » et ne peut s'appliquer à un composant. Par opposition, quand la fonction requise est assurée, le système est en état de **fonctionnement** ou en état de **marche** [21].

Un système tolérant aux fautes ou aux défauts (*fault tolerant* en anglais) est capable de maintenir une continuité de service en état de faute, éventuellement au détriment de sa performance par le biais de redondance(s). Cette capacité est nommée « tolérance aux pannes » dans [17] et [22]. La **redondance** est **passive** quand un dispositif est en attente et est enclenché uniquement suite à la défaillance d'un autre dispositif. Il s'agit également de redondance « à la commutation » selon [23]. Concernant les convertisseurs statiques multiniveaux de [22], cette situation est nommée « avec redondance matérielle ». Dans le cas d'un défaut d'un semi-conducteur, celui-ci est remplacé par un composant additionnel, conservant ainsi la topologie initiale du convertisseur ainsi que sa commande d'origine.

Par opposition, la redondance est **active** lorsque tous les composants participent au fonctionnement normal du système. La perte d'un composant redondé se traduit par la continuité de service du système. Celle-ci est obtenue par le maintien des autres composants redondants qui étaient déjà opérationnels auparavant. Si les composants restants sont incapables de maintenir le niveau de performance initial du système, sa continuité de service s'effectue au détriment de sa performance. Dans [22], la redondance active, qualifiée de « sans redondance matérielle », modifie la topologie et reconfigure la commande des convertisseurs statiques multiniveaux. La redondance est active **totale** lorsqu'un seul dispositif redondé suffit à assurer la continuité de service alors qu'elle devient **partielle** lorsqu'il en faut un nombre minimum [23].

Au regard de ces différentes définitions, et afin d'éviter toute ambiguïté, le vocabulaire utilisé dans ce mémoire est défini par la suite.

La fiabilité fait référence à la notion de « fonction requise ». Lorsque cette information est binaire, il est facile d'identifier si cette fonction est assurée ou non. Lorsque des états intermédiaires entre le fonctionnement normal et la perte totale de la fonction requise existent, l'introduction d'un critère de performance imposé par le cahier des charges permet de confirmer ou d'infirmer si la fonction requise est encore assurée. Ainsi, il peut être considéré qu'un système EMR n'est plus vraiment opérationnel s'il est seulement capable de produire 10% de sa puissance nominale. En revanche, la conservation de 10% de la puissance propulsive d'un navire peut suffire pour conserver un minimum de manœuvrabilité et rentrer au port. Par contre, un sous-marin qui conserve 100% de sa puissance propulsive avec des ondulations de couple excessives peut compromettre sa mission de combat par défaut de discrétion acoustique.

Dans ce mémoire, la notion d'**état** du système est réservée à la **fiabilité**. L'état de fonctionnement normal d'un système dont tous les sous-systèmes et composants sont disponibles et opérationnels et qui assure nécessairement sa fonction requise, est qualifié d'état **sain**. Un état de **défaut** ou de **faute** se traduit par des composants ou sous-systèmes défaillants mais dans lequel la fonction requise est encore assurée par le système. Il s'agit d'une perte qui peut être qualifiée de **structurelle** pour le système. A partir du moment où la fonction requise est assurée, le système est dans un état de **fonctionnement** ou de **marche**. Les états de fonctionnement regroupent ainsi les états sain et de faute ou de défaut. Par opposition, un état de **panne** correspond à la perte de la fonction requise. Il s'agit alors pour le système d'une **perte fonctionnelle**.

La notion de **mode** est relative à la **performance**. Le mode **nominal** correspond au niveau de performance défini à la conception du système. Il est lié à son état sain. Un mode **dégradé**, quant à lui, qualifie un mode de fonctionnement dans lequel la performance est inférieure à celle du mode sain [22] [24].

Ainsi, les systèmes polyphasés étudiés dans ce mémoire sont constitués de sous-systèmes dont certains sont redondés et d'autres non. A partir de l'état sain, un événement de défaillance de l'un d'entre eux peut conduire à un état de défaut ou à un état de panne. A partir d'un état de défaut, une nouvelle défaillance d'un sous-système conduit à un autre état de défaut ou à un état de panne. A un état de défaut peut être associé le mode nominal ou un mode dégradé. En effet, le surdimensionnement des composants dans le cas d'une redondance active peut conduire à un maintien du niveau de performance dans le cas de la perte de certains d'entre eux [25], mais avec des niveaux de facteurs de stress plus importants. La perte totale de la fonction requise correspond à un état de panne. Cet état peut également résulter uniquement d'une perte partielle de cette fonction. Le niveau de performance associé à cet état est alors inférieur à un seuil de valeur spécifiée par le cahier des charges.

Les notions de fiabilité et de défaillance étant définies, il est nécessaire de les quantifier. Ces éléments de nature probabiliste, sont développés dans le chapitre 3. Cependant, afin de fixer quelques ordres de grandeur, la notion statistique du **taux de défaillance** est introduite. Elle est complétée par son approche probabiliste de la fonction taux de défaillance $h(t)$ dans la section 3.2.4. Le taux de défaillance consiste à comptabiliser le nombre de défaillances n constaté pendant le temps cumulé de fonctionnement $T_c = \sum_{i=1}^{i=N} T_i$ de N éléments observés. Le terme élément peut indifféremment désigner un composant, un sous-système ou un système. Le taux de défaillance λ , qui dans ce cas est une grandeur statistique peut s'exprimer par (1.1).

$$\lambda = \frac{n}{T_c} \quad (1.1)$$

A titre de référence, l'ordre de grandeur de la probabilité horaire individuelle de décès d'une personne, qui peut être assimilée au taux de défaillance d'un équipement est estimé à 10^{-6} h^{-1} [26]. En complément, ceux de quelques systèmes issus de la littérature [27] [28] [29] [30] [31] [32] sont compilés dans la table 1.1.

Système	Taux de défaillance (h^{-1})
Moteur à courant alternatif	10^{-5}
Ensemble Diesel-Générateur	10^{-4}
Ensemble Turbine à gaz-Générateur	10^{-4}
Eolienne	10^{-4}
Convertisseur statique triphasé d'une éolienne	10^{-5}
Banc de condensateurs du bus continu d'une éolienne	10^{-5}
Machine électrique d'une éolienne	10^{-5}
Réducteur d'une éolienne	10^{-5}
Perte de l'alimentation normale en eau des générateurs de vapeur (centrale à combustible fossile ou nucléaire)	10^{-4}
Perte d'une fonction aéronautique avec conséquence de criticité majeure	10^{-5}
Perte d'une fonction aéronautique avec conséquence de criticité dangereuse	10^{-7}
Perte d'une fonction aéronautique avec conséquence de criticité catastrophique	10^{-9}
Incident mineur (catégorie 2) dans le nucléaire électrogène français (par tranche)	10^{-6} à 10^{-4}
Accident peu probable (catégorie 3) dans le nucléaire électrogène français (par tranche)	10^{-8} à 10^{-6}
Accident important (catégorie 4) dans le nucléaire électrogène français (par tranche)	10^{-10} à 10^{-8}

TABLE 1.1 – Ordre de grandeur du taux de défaillance de quelques systèmes et sous-systèmes (par heure de fonctionnement, donc par heure de vol en aéronautique)

Le taux de défaillance d'une cellule de commutation à base d'IGBT avec sa commande rapprochée est de l'ordre de 10^{-5} h^{-1} selon [17]. De plus, [17] relève un effet d'échelle avec un taux de défaillance qui augmente avec la gamme de puissance du transistor. Ce phénomène est aussi évoqué dans [33] concernant les MOSFET de puissance à base de carbure de silicium. De même, dans les systèmes éoliens, [32] mentionne une tendance à la défaillance accrue en fonction de la puissance du convertisseur. Si ces effets existent, ils sont à l'heure actuelle difficilement quantifiables.

1.4 Architecture des systèmes polyphasés étudiés

L'architecture générale d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie est présentée sur la figure 1.1.

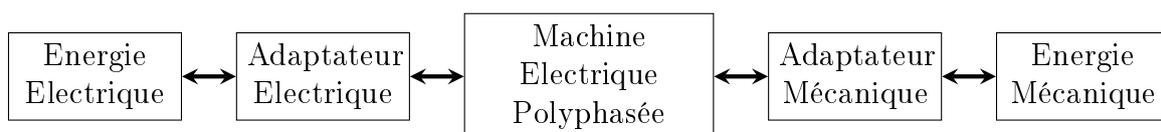


FIGURE 1.1 – Architecture d'un système de conversion électromécanique d'énergie réalisé autour d'une machine électrique polyphasée

La machine électrique est l'élément principal de la chaîne de conversion de la figure 1.1, elle assure la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique ou inversement via une énergie

de transition électromagnétique. Elle peut être synchrone ou asynchrone. C'est le premier type de machine avec un rotor à pôles lisses qui est systématiquement envisagée dans le cadre des travaux présentés. La machine est polyphasée, de nombre de phases supérieur à trois. L'adaptateur mécanique permet d'assurer l'interface entre la machine et sa charge ou son entraînement mécanique. Généralement, il s'agit d'un train d'engrenage permettant d'adapter la vitesse de rotation et le couple. Il peut également consister en un renvoi d'angle ou un changement de mouvement par le biais d'un système pignon-crémaillère par exemple. Si le mouvement et les niveaux de vitesse et de couple de la machine et de la charge ou de l'entraînement sont compatibles, l'étage de conversion « Adaptateur Mécanique » peut être supprimé. Il s'agit alors d'une structure à entraînement direct. L'adaptateur électrique est l'équivalent électrique de l'adaptateur mécanique. Généralement, la source d'énergie électrique est disponible sous la forme d'un réseau alternatif triphasé, voire un réseau continu ou encore une batterie pour un système autonome. Dans le cas d'un réseau alternatif, le premier étage de l'adaptateur consiste en une conversion alternatif-continu. A partir du bus continu, un réseau alternatif polyphasé est généré par un second étage de conversion. L'adaptateur électrique est alors un convertisseur de type statique, à base de composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance. Si tous les sous-systèmes de l'architecture de la figure 1.1 sont réversibles, alors la chaîne de conversion peut indifféremment assurer la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement.

Dans les travaux présentés, la topologie de l'étage de conversion continu-alternatif de l'adaptateur électrique de la figure 1.1 est une structure en demi-pont à 2 niveaux largement répandue dans les convertisseurs industriels. Cet étage est alimenté par une source de tension continue constituée d'une batterie dans le cas d'une installation autonome, ou issue d'une conversion alternatif-continu pour une alimentation à partir d'un réseau alternatif. L'étage de conversion considéré forme un onduleur de tension ou un redresseur de courant selon le sens de transfert de l'énergie. Les interrupteurs électroniques constituant chaque bras du convertisseur sont à fermeture et ouverture commandées, bidirectionnels en courant. Actuellement, la solution industrielle majoritairement retenue pour la constitution de ces interrupteurs consiste en une association d'un IGBT avec une diode en parallèle inverse. Dans le cadre de ce mémoire, les machines électriques polyphasées considérées sont couplées en étoile. Il en résulte l'architecture détaillée de la chaîne de conversion d'énergie de la figure 1.2.

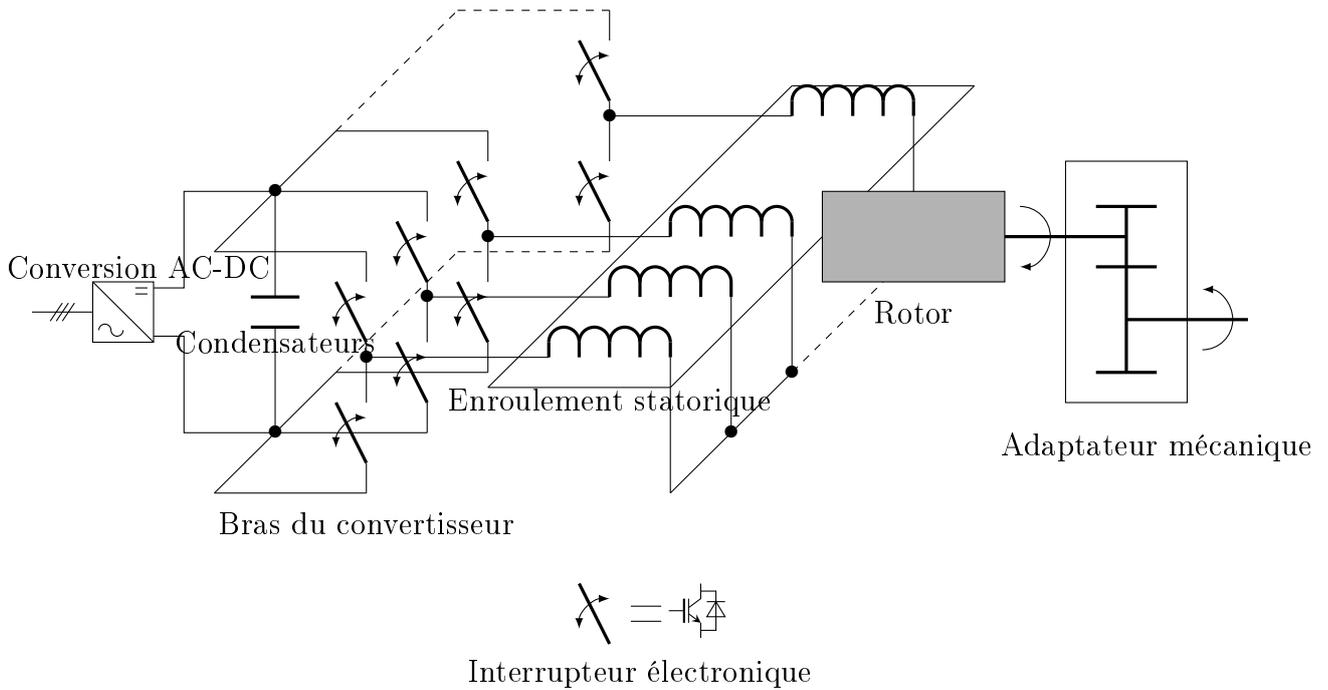


FIGURE 1.2 – Système de conversion électromécanique d'énergie avec une machine polyphasée couplée en étoile et alimentée par un convertisseur à 2 niveaux

La figure 1.2 montre à gauche le premier étage de conversion alternatif-continu qui, associé aux condensateurs, permet d'obtenir une source de tension continue à partir du réseau alternatif triphasé. Pour certaines applications, cet ensemble peut être remplacé par une batterie ou un réseau continu. L'étage de conversion alternatif-continu peut ne pas être réversible lorsqu'il est réalisé à l'aide de diodes. Dans ce cas, l'injection de puissance sur le réseau est impossible. Les interrupteurs électroniques du convertisseur triphasé alternatif-continu peuvent être identiques à ceux du convertisseur polyphasé. Dans cette hypothèse, l'architecture de l'adaptateur électrique de la figure 1.1 est nommée « *back-to-back* ». Elle permet la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique par le fonctionnement en génératrice de la machine dans un mode de freinage par récupération ou d'extraction d'énergie. Le rôle des condensateurs dans la structure de la figure 1.2 est de minimiser les variations de tension du bus continu. Les deux technologies présentes dans de telles applications de puissance sont les condensateurs électrolytiques aluminium et les condensateurs à film polypropylène métallisé [33]. Elles possèdent chacune leurs avantages et leurs inconvénients. Si la densité d'énergie stockée et la valeur de capacité restent à l'avantage de la technologie à électrolyte aluminium, la tenue en tension et en ondulation de courant est supérieure pour la technologie à film polypropylène métallisé [33] [34]. Les condensateurs sont regroupés au sein d'un banc par des associations série et/ou parallèle permettant d'augmenter sa tenue en tension et/ou sa capacité totale. Les bras du convertisseur de la figure 1.2 sont à deux niveaux. Le potentiel du point milieu connecté à l'enroulement qu'ils alimentent ne peut prendre que le potentiel positif ou négatif du bus continu. Des structures multiniveaux en demi-pont existent pour les convertisseurs triphasés, mais ne sont pas traitées dans le cadre des travaux présentés pour des systèmes polyphasés. Outre les avantages en matière de réduction de la richesse harmonique et d'augmentation du niveau de tension de sortie du convertisseur offerts par les structures multiniveaux, le nombre important des semi-conducteurs en leur sein permet de les reconfigurer en cas de défaillance de l'un d'entre eux [22]. Les bras du convertisseur de la figure 1.2 ne possèdent pas cette capacité, mais la redondance active intrinsèque des convertisseurs triphasés multiniveaux est reportée sur les nombreux bras de celui polyphasé. De plus, la structure polyphasée de la machine lui confère des possibilités de

reconfiguration par la redondance active présentée par le nombre d'enroulements statoriques. Ainsi, contrairement à un ensemble convertisseur multiniveaux/machine triphasé, celui polyphasé peut aussi compenser un défaut électrique d'un ou de plusieurs enroulements statoriques de la machine polyphasée en plus des défauts de l'électronique de puissance. Dans les travaux présentés, seules les machines à nombre impair de phases sont envisagées. Au niveau du rotor, il n'y a plus de distinction entre une machine triphasée et une machine polyphasée en matière de fiabilité, une défaillance du rotor conduisant à celle de la machine. Une structure de fiabilité peut être associée à l'architecture générale des systèmes polyphasés étudiés de la figure 1.2. Elle fait l'objet de la section suivante. L'architecture multi-étoile du système d'extraction d'énergie hydrolienne de la section 4.4 est différente de celle proposée sur la figure 1.2, ses spécificités sont précisées dans la section mentionnée, notamment du fait que son nombre de phases peut être pair.

1.5 Structure de fiabilité des systèmes polyphasés étudiés

Un bloc-diagramme de fiabilité [12] [35] est la traduction graphique de la fonction de structure, qui elle-même est un modèle à représentation binaire de la sûreté de fonctionnement d'un système [20]. Celui de la figure 1.3 précise la frontière incluant les éléments pris en compte dans l'évaluation de la fiabilité des systèmes polyphasés présentés dans ce mémoire.

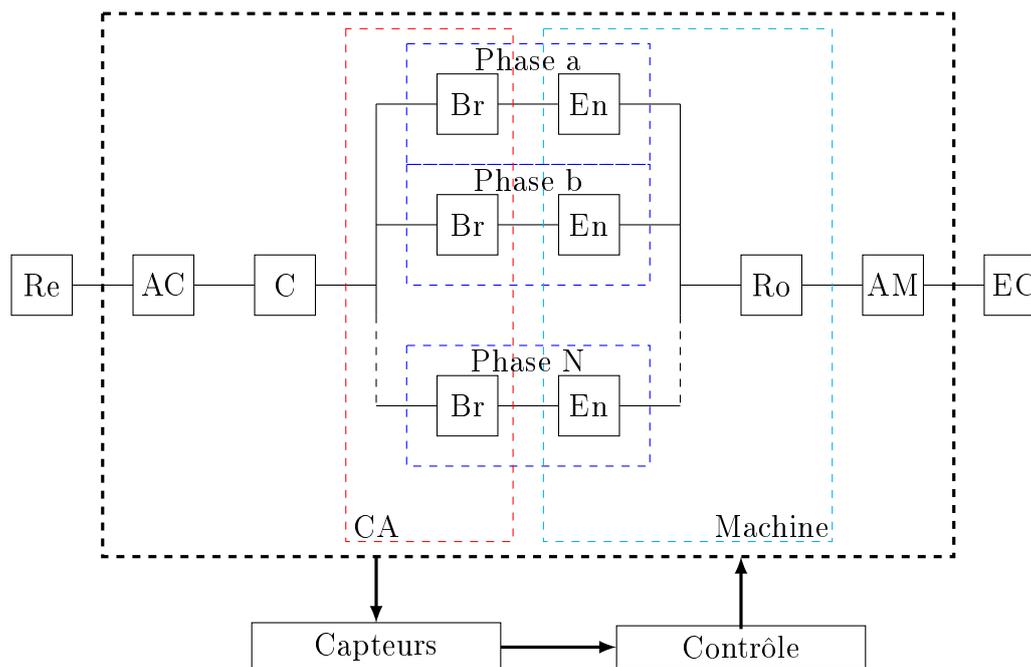


FIGURE 1.3 – Bloc-diagramme de fiabilité et frontière d'étude d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie

Le bloc-diagramme de fiabilité de la figure 1.3 indique que la fonction requise est assurée par le système s'il existe un chemin possible (lien) entre le réseau électrique **Re** et l'entraînement ou charge mécanique **EC**. La fonction requise consiste alors à convertir l'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement. Chaque sous-système représenté par un carré sur la figure 1.3 possède 2 états : fonctionnement ou panne. La figure 1.3 montre que l'état de panne du système est atteint dès la défaillance du convertisseur alternatif-continu **AC**, ou du banc de condensateurs **C**, ou du rotor **Ro** de la machine, ou de l'adaptateur mécanique **AM** du fait de la structure série affichée. En revanche, le convertisseur continu alternatif **CA** et le

stator de la machine affichent une redondance active au travers de la structure parallèle des N phases. Chacune d'elle est constituée d'une structure série d'un bras du convertisseur **Br** et de l'enroulement statorique **En** qu'il alimente. Ceci nécessite que la défaillance d'une phase s'effectue « phase ouverte » suite à un défaut du bras du convertisseur ou de l'enroulement statorique. Les défauts de type court-circuit ne sont pas pris en compte, sauf à considérer que le système dispose de moyens matériels et logiciels capables d'ouvrir une phase en court-circuit. Ceci équivaut à transformer un défaut de court-circuit en défaut d'ouverture par l'utilisation de fusibles [36] ou d'interrupteurs électroniques auxiliaires d'isolement [24]. Dans tous les cas, il est supposé que le système est muni d'outils de diagnostic permettant d'identifier la phase en défaut [37] et d'outils matériels capable d'isoler celle-ci du système [36]. Dans ces conditions, les phases, chacune constituée d'un enroulement statorique de la machine alimenté par un bras du convertisseur, forment un dispositif à **redondance active partielle** [11] [23]. En effet, le couplage étoile de la machine polyphasée présenté sur la figure 1.2 conduit à $N - 1$ phases indépendantes. Or, le contrôle du champ magnétique tournant nécessite au moins deux composantes indépendantes. Ainsi, la conservation du contrôle du champ tournant d'une machine couplée en étoile impose au minimum le maintien de 3 phases alimentées. Si N constitue le nombre total de phases disponibles dans l'état sain, le système polyphasé dispose de $N - 3$ degrés de liberté du point de vue reconfiguration et l'ensemble des phases constitue une structure de fiabilité 3 parmi N [12]. En supposant l'indépendance des sous-systèmes constitutifs du diagramme de fiabilité de la figure 1.3, la structure 3 parmi N peut être traitée par la théorie de la fiabilité (figure 1.4). Il est ainsi possible d'exprimer la fonction de fiabilité $R(t)$ (définie au paragraphe 3.2.3) du système connaissant la fonction de fiabilité de chacun de ses sous-systèmes et composants au travers de la fonction de structure [12] [20]. Cependant, cela implique que la fonction de fiabilité de chaque composant ou sous-système ne soit pas affectée par les reconfigurations. Or, les états de faute modifient considérablement la distribution des courants au sein des phases, et plus généralement les facteurs de stress sur les composants et sous-systèmes. La prise en compte des effets des reconfigurations sur le système conduit à la méthode d'analyse de la fiabilité présentée dans la section suivante.

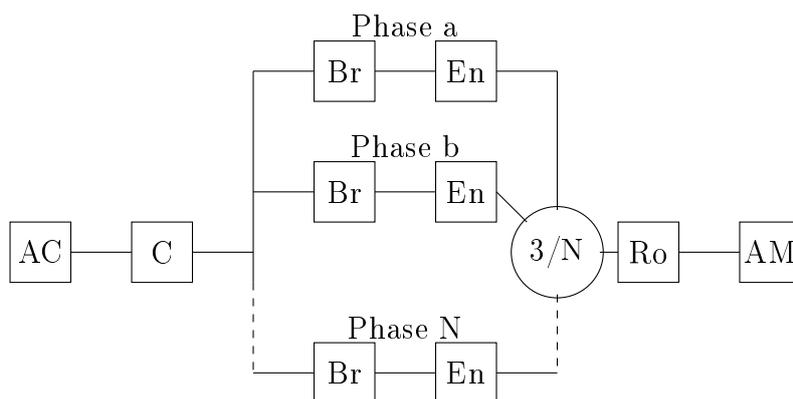


FIGURE 1.4 – Bloc-diagramme de fiabilité en structure de redondance active partielle 3 parmi N ($3/N$) imposée par le couplage étoile d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie

1.6 Méthode d'analyse de fiabilité des systèmes polyphasés étudiés

La méthode d'évaluation de la fiabilité d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie développée dans ce mémoire est basée sur le synoptique de la figure 1.5.

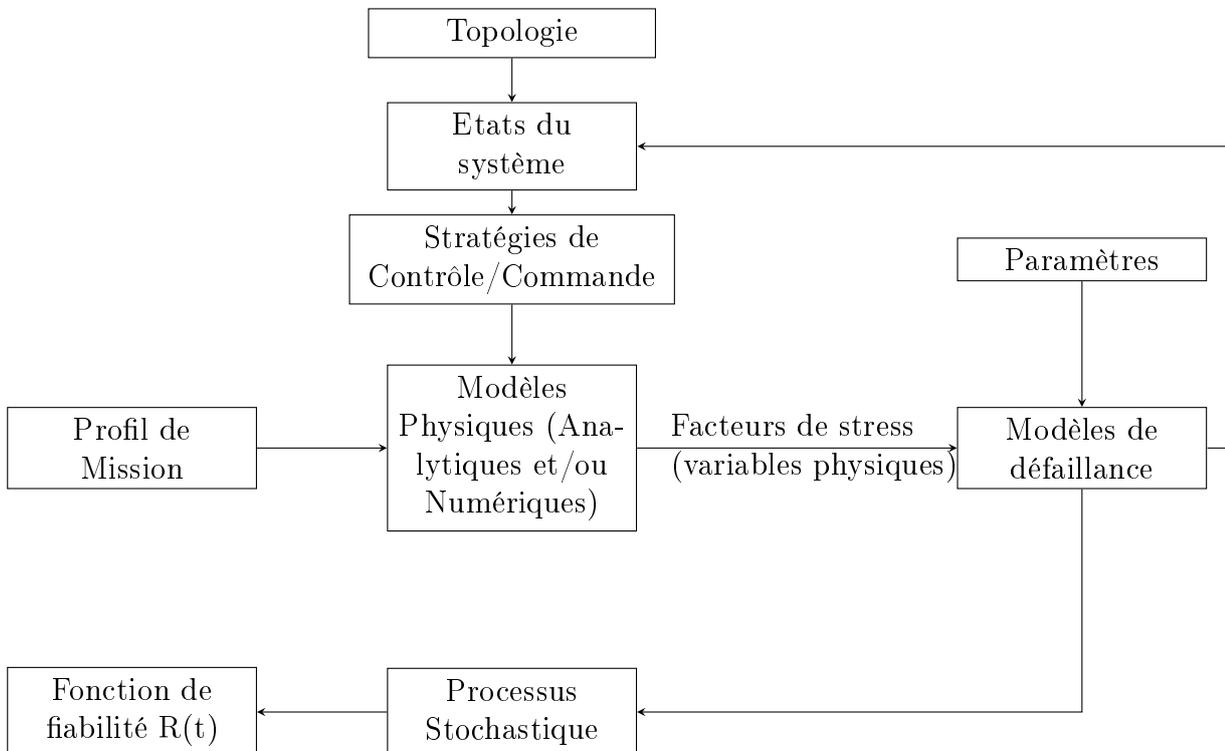


FIGURE 1.5 – Synoptique de la méthode d'évaluation de la fiabilité d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie

Le profil de mission de la figure 1.5 reflète les conditions d'utilisation et environnementales d'un dispositif au cours de sa durée de vie. Les termes « profil d'usage » ou « profil de fonctionnement » sont également usités. Au stade de la conception, l'estimation du profil de mission est indispensable pour le choix des matériaux, des solutions technologiques et du dimensionnement des matériels [38]. C'est également un élément déterminant à intégrer dans une étude de fiabilité prévisionnelle. Le profil de mission présente différents aspects. Dans le secteur du transport, il est essentiellement dépendant des besoins opérationnels qui se décomposent en plusieurs phases distinctes [14]. Concernant un navire, il est possible de quantifier les durées des phases à quai et des phases actives correspondant à plusieurs points de fonctionnement. C'est également le cas en aéronautique avec les différentes phases de vol et de maintenance. Il peut s'agir de cycles normalisés comme en automobile qui sont considérés représentatifs des conditions opérationnelles du véhicule. Si une partie majoritaire du profil de mission est prédictible dans le transport, il reste néanmoins une composante aléatoire au travers des conditions météorologiques (états de mer, conditions de vol) et des facteurs humains. Cette composante devient prépondérante dans l'exploitation des énergies renouvelables, dont la nature même présente le plus souvent un caractère aléatoire (vitesse du vent, ensoleillement) [39]. Généralement, dans ce cas, le profil de mission revêt un caractère majoritairement probabiliste par opposition à la nature déterministe de ceux issus du secteur du transport. Dans ce contexte, la nature prédictible des courants de marée présente un avantage certain du point de vue de leur exploitation mais également pour l'étude de la fiabilité des systèmes d'extraction d'énergie hydrolienne.

Sur la figure 1.5, la topologie et les défaillances conditionnent les différents états du système. En fonction de l'état, la reconfiguration du système et de sa commande ainsi que le profil de mission impactent les modèles physiques présentés au chapitre 2. Ces derniers fournissent les facteurs de stress pris en compte dans les modèles de défaillance du chapitre 3. La physique de la défaillance, s'efforce de comprendre les mécanismes et les modes de défaillance et de les quantifier. Ainsi, à partir d'un modèle probabiliste, la distribution des temps de bon fonctionnement d'un composant dépend du stress appliqué et de paramètres résultant des matériaux utilisés ainsi que des processus de fabrication. Les modèles de défaillance alimentent un processus stochastique présenté dans la section 3.11 qui permet d'intégrer l'effet des reconfigurations sur la fonction de fiabilité $R(t)$ du système. A présent, les hypothèses retenues pour l'évaluation de la fiabilité selon la méthode de la figure 1.5 sont exposées.

1.7 Hypothèses pour l'évaluation de la fiabilité des systèmes polyphasés étudiés

Le profil de mission est considéré comme une succession de points de fonctionnement en régime permanent. La dynamique du système n'est pas prise en compte, elle est jugée suffisamment rapide au regard de la période d'échantillonnage du profil de mission pour que le régime établi du système soit atteint à chaque point de fonctionnement.

Les défaillances des constituants du système situés à l'intérieur du périmètre de la figure 1.3 sont considérés comme des événements indépendants. Implicitement, cette hypothèse exclut toute défaillance de cause commune, ce qui rend très faible la probabilité de la défaillance simultanée ou dans un intervalle de temps court de deux composants. Cette indépendance, bien que peu réaliste, simplifie cependant l'analyse du système est constitue la base de la majorité des méthodes d'étude de fiabilité des systèmes [12].

La détection des défauts et les reconfigurations sont supposées être des processus totalement fiables du point de vue fonctionnel. Ces opérations sont considérées suffisamment rapides pour que les changements d'état du système associés soient transitoires.

Les aspects de maintenance et de réparation sont exclus des travaux présentés qui ne s'intéressent qu'à la fiabilité. Même si des modèles probabilistes de réparation existent [12], ils relèvent de la **maintenabilité** largement dépendante de l'ergonomie du système à la réparation et de facteurs organisationnels et humains (disponibilité des pièces de rechange, compétences de l'équipe de maintenance, etc.). Il est difficile d'imaginer un système d'extraction d'énergie ou de propulsion navale, à fort investissement en capitaux, ne pas disposer de capacité de réparation. Cependant, la quantification de la fiabilité constitue une étape de l'analyse de sûreté de fonctionnement d'un système réparable. L'intégration des réparations dans l'analyse, autorisant la perte de la fonction pendant les interventions de maintenance, consiste en une étude de **disponibilité** du système.

L'évaluation quantifiée de la fiabilité dépend fortement du moment auquel elle est estimée et de l'indicateur utilisé. Ces aspects sont détaillés dans la section 3.2. Les cas d'étude présentés dans le chapitre 4 sont dans des domaines d'applications différents, avec des cahiers des charges et des profils de mission très variés. Afin de conserver des éléments de comparaison entre eux, il est arbitrairement choisi de limiter la durée de l'étude à 2 ans pour procéder à l'évaluation de la fiabilité des systèmes, hormis pour celui de la section 4.4 présentant un article publié [40]

hors du contexte de synthèse de ce mémoire. Cette période sans envisager de réparation et en laissant le système en mode dégradé peut paraître excessive, bien que dans le secteur des énergies marines renouvelables, la difficulté d'accès aux sites couplée aux phénomènes météorologiques peut laisser présager des interventions de maintenance avec des périodes bien plus élevées. Ainsi, le calcul d'un indicateur de fiabilité tel que la moyenne des temps de bon fonctionnement est déterminé sur un temps tendant vers l'infini pour un système pourtant conçu pour une durée de vie finie [19].

Un système d'alimentation électrique capable de continuer à fonctionner suite à la perte de k éléments est qualifié de système « en sécurité $N - k$ » [41]. Cette notion peut être transposée au nombre N de phases du système polyphasé de la figure 1.2. Il peut ainsi afficher en principe, du fait du couplage étoile, un critère de sûreté $N - (N - 3)$. *A priori*, un système polyphasé n'est pas conçu pour ses possibilités de reconfiguration. Il s'agit uniquement d'exploiter cette capacité intrinsèque au système pour fonctionner en état de défaut. Celui-ci s'accompagne d'un mode dégradé qui d'après [4], « ne peut être qu'exceptionnel et doit permettre un fonctionnement le plus satisfaisant possible ». Toujours dans l'objectif de comparaison des systèmes du chapitre 4, il est à nouveau choisi arbitrairement de limiter la perte à 2 phases (hormis dans la section 4.4) afin de conserver un niveau de performance acceptable. Le critère de sûreté retenu est $N - 2$, ce qui peut également être justifié par le fait que l'étude de la fiabilité est limitée dans le temps.

Enfin, des doutes subsistent sur les modèles de défaillance et leurs paramètres de la figure 1.5. L'impact de la variation de ces paramètres sur la fonction de fiabilité $R(t)$ est exposé dans le chapitre 5. En valeur absolue, les éléments quantifiés de fiabilité de ce mémoire sont à prendre avec précaution. Dans la mesure du possible, ils sont présentés en valeur relative par rapport à une configuration triphasée de référence bénéficiant des mêmes méthodes et paramètres d'estimation des taux de défaillance. A ce titre, la puissance du système de conversion est limitée à l'ordre du MW afin que la configuration triphasée de référence conserve une architecture conventionnelle (pas d'association de semi-conducteurs en série et/ou en dérivation, voire de convertisseurs). Il reste à souligner que le périmètre de l'étude de fiabilité présenté sur la figure 1.3 n'inclut que les sous-systèmes faisant transiter l'énergie, ce qui constitue la « partie puissance » du système. Les capteurs, l'électronique analogique et/ou numérique, les algorithmes de contrôle/commande, qui constituent la « partie commande » du système sont exclus de l'évaluation de sa fiabilité. Or, la défaillance de cette partie du système peut ne pas être négligeable. Dans [32], la proportion de défaillance des convertisseurs statiques des éoliennes imputable aux cartes de commande est estimée à 26%. De même, le logiciel de contrôle des systèmes photovoltaïques est responsable de 28% des déclenchements d'opération de maintenance corrective selon [42]. Bien que les méthodes ne fassent pas consensus, il est possible de modéliser la fiabilité des logiciels [13] [43]. Il faut donc garder à l'esprit que par rapport à un système triphasé non reconfigurable, les systèmes polyphasés munis de leur capacité de reconfiguration intrinsèque nécessitent une électronique de commande plus complexe. Elle s'accompagne nécessairement de capteurs et de besoins logiciels et matériels supplémentaires pour assurer la détection et la localisation des défauts ainsi que la reconfiguration de la topologie. Un taux de défaillance prohibitif de cette partie commande par rapport à la partie puissance peut fortement compromettre les bénéfices apportés en matière de fiabilité par une structure polyphasée.

Chapitre 2

Modèles physiques mis en œuvre pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie

2.1 Introduction

Ce chapitre est destiné à présenter les modèles physiques qui permettent de fournir les facteurs de stress constitués de grandeurs physiques aux modèles de défaillance du chapitre 3. Ils sont choisis uniquement dans le but d'estimer ces facteurs. ceux-ci sont impactés par les états du système, le profil de mission et la stratégie de contrôle/commande. Les modèles proposés sont relatifs à tous les composants et sous-systèmes situés à l'intérieur du périmètre de l'étude du système polyphasé exposé sur la figure 1.3. La table 2.1 résume les facteurs de stress retenus dans les modèles de défaillance et dont l'évaluation constitue l'objectif des modèles physiques de ce chapitre. L'évolution temporelle ou la distribution de ces variables physiques est par la suite exploitée par les modèles de défaillance du chapitre 3.

Les sections 2.3 et 2.5 proposent des bases continues virtuelles de modules de puissance à IGBT et de condensateurs. Les modèles physiques recourent à plusieurs paramètres caractéristiques des composants. Or, leur choix limité dans la gamme de puissance considérée des systèmes polyphasés, conduit à des effets notables de quantification de ces paramètres consécutifs au dimensionnement. Ces bases virtuelles résultent de l'interpolation des paramètres caractéristiques des composants. Elles permettent de disposer dans tous les cas de composants virtuels parfaitement adaptés au dimensionnement du système. Leur utilisation évite ainsi l'introduction d'un biais dans l'étude de la fiabilité du système qui pourrait être introduit par un effet de quantification.

Sous-système	Adaptateur Electrique		Machine électrique		Adaptateur mécanique
Composants	Semi-conducteurs	Condensateurs	Enroulements	Roulements	Engrenages et roulements
Facteurs de stress	Température (régime permanent et cycles thermiques)	Température	Température	Couple et vitesse de rotation	Couple et vitesse de rotation

TABLE 2.1 – Facteurs de stress retenus dans les modèles de défaillance du chapitre 3 et relatifs aux composants et sous-systèmes situés à l’intérieur du périmètre d’étude du système de la figure 1.3

2.2 Modèles physiques des modules IGBT

Cette section a pour objet de présenter les modèles physiques des modules IGBT qui permettent d’estimer les températures de jonction des semi-conducteurs. Il s’agit pour ces modèles d’évaluer l’évolution temporelle de ces températures. En effet, celles-ci sont destinées à alimenter les modèles de défaillance présentés dans la section 3.3. Or, ceux-ci intègrent la notion de cycles thermiques et ne peuvent pas se contenter d’une simple distribution de température. Certains constructeurs de modules de puissance, tels que *ABB* et *SEMIKRON* mettent à disposition des simulateurs en ligne permettant d’évaluer les pertes et les températures de jonction des semi-conducteurs pour les architectures conventionnelles monophasées et triphasées [44] [45].

2.2.1 Pertes de puissance dans les modules IGBT

Les modules de puissance à IGBT intègrent dans un même boîtier des cellules de commutation constituées d’un IGBT associé à une diode antiparallèle. Selon ses calibres en courant et en tension, le module peut comporter une seule cellule, un bras de convertisseur constitué de deux cellules, un pont monophasé (pont complet en H : deux bras) ou une structure triphasée en demi-pont (trois bras). Les puces à base de matériau semi-conducteur qui constituent les IGBT et les diodes sont les éléments actifs de l’assemblage du module. A ce titre, elles sont le siège de pertes de puissance par commutation et par conduction responsables de l’élévation en température du module IGBT.

Dans le cas d’un bras d’onduleur commandé avec une référence sinusoïdale en modulation scalaire linéaire (sans surmodulation) de largeur d’impulsion, ces pertes peuvent être évaluées [46] à l’aide des équations (2.1) à (2.4). Dans les autres cas (injection d’harmoniques, autres stratégies de modulation, contrôleurs à hystérésis), le recours à des modèles numériques est nécessaire. C’est le cas dans la section 4.3 de la commande optimale d’une machine polyphasée exploitant des contrôleurs à hystérésis.

$$\begin{aligned}
P_{cond,IGBT}(T_{j,IGBT}) = & \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \phi}{8} \right) \cdot V_{CE0}(T_{j,IGBT}) \cdot \sqrt{2} \cdot I + \\
& \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \phi}{3\pi} \right) \cdot R_{CE}(T_{j,IGBT}) \cdot 2 \cdot I^2
\end{aligned} \tag{2.1}$$

$$P_{com,IGBT}(T_{j,IGBT}) = f_{sw} \cdot E_{on+off} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{I_{ref}} \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,IGBT}} (1 + TC_{Esw}(T_{j,IGBT} - T_{j,IGBT,ref})) \quad (2.2)$$

$$P_{cond,diode}(T_{j,diode}) = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos \phi}{8} \right) \cdot V_{f0}(T_{j,diode}) \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos \phi}{3\pi} \right) \cdot R_f(T_{j,diode}) \cdot 2 \cdot I^2 \quad (2.3)$$

$$P_{com,diode}(T_{j,diode}) = f_{sw} \cdot E_{rr} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{I}{I_{ref}} \right)^{k_{I,diode}} \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,diode}} (1 + TC_{Err}(T_{j,diode} - T_{j,diode,ref})) \quad (2.4)$$

Dans les équations (2.1) à (2.4), $P_{cond,SC}$ représentent les pertes par conduction (pertes statiques) relatives au semi-conducteur SC (IGBT ou diode). $P_{com,SC}$ représentent les pertes par commutation relatives au semi-conducteur SC. $T_{j,SC}$ indique la température de jonction du semi-conducteur SC. I est l'intensité efficace du courant sinusoïdal de fréquence f de la phase alimentée par le bras d'onduleur. m est la profondeur de modulation définie par l'équation (2.5). Dans le cas d'un pont complet en H, la tension à prendre en compte dans (2.5) est l'intégralité de la tension V_{dc} du bus continu, qui remplace $V_{dc}/2$.

$$m = \frac{V_1^{max}}{\frac{V_{dc}}{2}} = \frac{\sqrt{8}V_1}{V_{dc}} \quad (2.5)$$

V_1 est la valeur efficace souhaitée du fondamental de fréquence f entre la phase alimentée par le bras d'onduleur et le neutre, $V_1^{max} = \sqrt{2}V_1$ étant sa valeur maximale. $\cos \phi$ est le facteur de puissance de la phase alimentée par le bras d'onduleur, ϕ étant le déphasage entre le courant sinusoïdal parcourant la phase considérée et son fondamental de tension. f_{sw} est la fréquence de découpage de la porteuse. V_{CE0} est la tension de seuil à l'état passant de l'IGBT et R_{CE} sa résistance interne. V_{f0} est la tension de seuil à l'état passant de la diode et R_f sa résistance interne. E_{on+off} constituent la somme des énergies de commutation vers l'état passant et vers l'état bloqué de l'IGBT. E_{rr} représente l'énergie de commutation vers l'état bloqué de la diode (énergie de recouvrement). Ces énergies sont données par le constructeur dans des conditions de référence mentionnant notamment l'intensité du courant I_{ref} , la tension de blocage V_{ref} et la température de jonction $T_{j,SC,ref}$ du semi-conducteur SC. $k_{I,SC}$ et $k_{V,SC}$ sont respectivement les exposants de dépendance en courant et en tension des pertes par commutation du semi-conducteur SC. TC_{Esw} et TC_{Err} sont les coefficients de dépendance en température des pertes par commutation respectivement de l'IGBT et de la diode.

L'utilisation des équations (2.1) à (2.4) suppose un certain nombre d'hypothèses :

- les pertes par conduction à l'état bloqué, les pertes par commutation vers l'état passant de la diode et les pertes au niveau de la commande de l'IGBT (grille) sont négligées ;
- les températures de jonction restent constantes durant la période $T = \frac{1}{f}$ du signal modulant ;
- la fréquence de commutation f_{sw} est suffisamment grande devant celle du signal modulant f ($f_{sw} \gg f$).

- les ondulations de courant dues à la commutation sont négligées, le courant dans la phase alimentée par le bras d'onduleur est purement sinusoïdal de fréquence f .

Les équations (2.1) à (2.4) montrent que la détermination des pertes dans le module IGBT est fortement dépendante des températures de jonction des semi-conducteurs qui le constituent. Ainsi, les données des constructeurs fournissent des abaques en fonction de la température de jonction de ces différents paramètres entrant dans le calcul des pertes (V_{CE0} , R_{CE} , V_{f0} et R_f). L'établissement précis des pertes dans le module nécessite un processus itératif, la modification des pertes entraînant une variation des températures de jonction provoquant à leur tour un effet sur les pertes. Du fait des incertitudes sur les données d'entrée de défaillance des semi-conducteurs, les effets de la température sur ces paramètres sont négligés, évitant ainsi de recourir à un algorithme itératif et à des valeurs tabulées. Dans les études réalisées dans le cadre des travaux présentés, les équations (2.1) à (2.4) sont remplacées par les équations (2.6) à (2.9), jugées suffisantes au regard des incertitudes mentionnées.

$$P_{cond,IGBT} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \phi}{8} \right) \cdot V_{CE0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \phi}{3\pi} \right) \cdot R_{CE} \cdot 2 \cdot I^2 \quad (2.6)$$

$$P_{com,IGBT} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{I_{ref}} \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,IGBT}} \quad (2.7)$$

$$P_{cond,diode} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos \phi}{8} \right) \cdot V_{f0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos \phi}{3\pi} \right) \cdot R_f \cdot 2 \cdot I^2 \quad (2.8)$$

$$P_{com,diode} = f_{sw} \cdot E_{rr} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{I}{I_{ref}} \right)^{k_{I,diode}} \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,diode}} \quad (2.9)$$

2.2.2 Température de jonction des semi-conducteurs des modules IGBT

Les pertes dans les semi-conducteurs évoquées dans la section 2.2.1 provoquent une élévation de température des différents matériaux constituant les modules de puissance, notamment celle du silicium des jonctions des composants IGBT et diode. Ainsi, les pertes de puissance constituent des sources de chaleur au sein du silicium dont le flux est évacué par conduction jusqu'au dissipateur au travers des différentes couches de matériaux constitutives du module. Enfin, le transfert thermique du dissipateur vers l'environnement est assuré par convection naturelle ou forcée avec l'air ambiant, voire par un circuit de refroidissement à base de circulation d'un liquide caloporteur. Les capacités thermiques des différents matériaux engendrent des phénomènes transitoires décrits par l'équation de la chaleur. Le modèle de Cauer [47] est un modèle nodal à base de résistances et capacités thermiques capable de rendre compte du comportement thermique transitoire du module. Il est basé sur la physique de la conduction et requiert la connaissance des propriétés physiques et géométriques des différentes couches de matériau. Le modèle empirique de Foster [47] est lui aussi construit sur une base de résistances et capacités thermiques mais sans réelle consistance physique, les valeurs des composants étant obtenues par ajustement à des résultats expérimentaux. Ce sont généralement ces valeurs qui

sont disponibles dans la documentation du constructeur. Le temps de réponse inertielle pour un module *5SNA 1200E250100* de *ABB*, de calibre en courant 1200 A et en tension 2500 V est de l'ordre d'une seconde. Dans le cadre des profils de mission étudiés dans les travaux présentés, les variations de puissance des profils de mission sont suffisamment lentes par rapport à l'inertie thermique des modules et les régimes transitoires thermiques y sont donc négligés. En conséquence, des modèles thermiques représentatifs du régime permanent, basés uniquement sur des résistances selon les figures 2.1 et 2.2 sont utilisés dans le cadre de ces travaux.

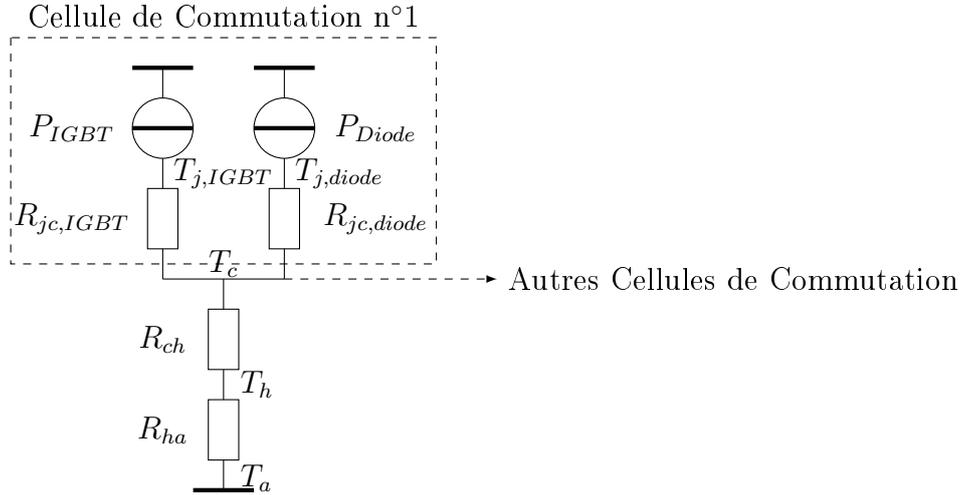


FIGURE 2.1 – Modèle thermique équivalent en régime permanent d'un module IGBT comportant une semelle métallique

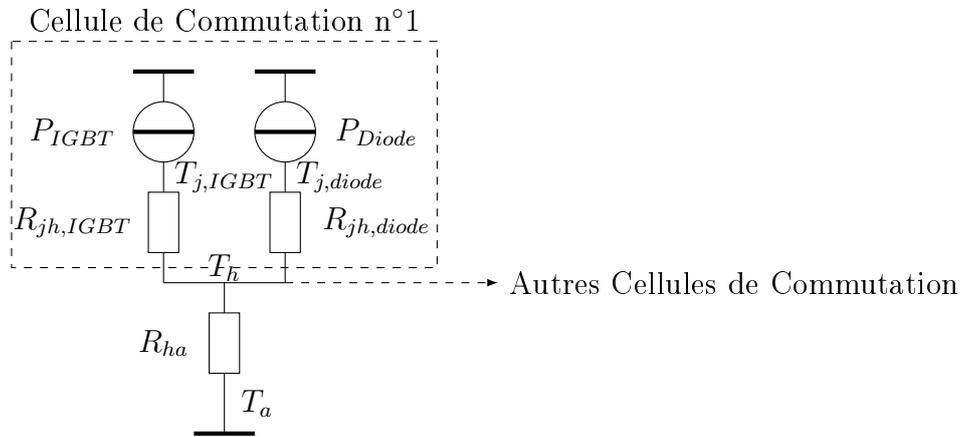


FIGURE 2.2 – Modèle thermique équivalent en régime permanent d'un module IGBT sans semelle métallique

Sur les figures 2.1 et 2.2, P_{IGBT} et P_{diode} sont les pertes totales respectivement de l'IGBT et de la diode d'une première cellule de commutation. Elles résultent de la somme des termes (2.6) et (2.7) pour l'IGBT et des termes (2.8) et (2.9) pour la diode. $T_{j,IGBT}$ et $T_{j,diode}$ représentent respectivement les températures de jonction de l'IGBT et de la diode d'une première cellule de commutation. Ce motif de cellule de commutation se répète autant de fois que le module en comporte. T_c , T_h et T_a représentent les températures respectives du boîtier, du dissipateur et du fluide ambiant. R_{ha} est la résistance thermique équivalente entre le dissipateur et le fluide ambiant. R_{ch} représente la résistance thermique équivalente entre le boîtier et le dissipateur dans

le cas de la présence d'une semelle métallique. $R_{jh,SC}$ représente la résistance équivalente entre la jonction d'un semi-conducteur SC et le dissipateur dans un module sans semelle et $R_{jc,SC}$ celle entre la jonction et le boîtier dans le cas de la présence d'une semelle métallique. Dans le cadre des travaux présentés, les modules considérés sont à semelle métallique et comportent une seule cellule de commutation, la figure 2.1 conduit dans ce cas aux estimations de température de jonction (2.10) pour l'IGBT et (2.11) pour la diode.

$$T_{j,IGBT} = P_{IGBT} \cdot R_{jc,IGBT} + (P_{IGBT} + P_{diode}) \cdot (R_{ch} + R_{ha}) + T_a \quad (2.10)$$

$$T_{j,diode} = P_{diode} \cdot R_{jc,diode} + (P_{IGBT} + P_{diode}) \cdot (R_{ch} + R_{ha}) + T_a \quad (2.11)$$

2.3 Constitution d'une base virtuelle continue de modules IGBT

2.3.1 Introduction

Les relations (2.6) à (2.9) associées aux équations (2.10) et (2.11) permettent de déterminer les températures de jonction des semi-conducteurs d'un bras de convertisseur piloté par une MLI scalaire linéaire avec référence sinusoïdale. Cependant, cette méthode nécessite d'accéder à un grand nombre de paramètres du module (résistances électriques (R_{CE} , R_f) et thermiques ($R_{jc,SC}$, R_{ch}), tensions de seuil (V_{CE0} , V_f), énergies de commutation (E_{on+off} , E_{rr}, \dots) généralement disponibles dans la documentation des constructeurs. Dans la gamme de puissance envisagée dans les travaux présentés (de l'ordre du MW), les calibres en courant sont de l'ordre de plusieurs centaines d'Ampère pour des calibres en tension de l'ordre du millier de Volt. Dans cette gamme de calibres, il y a peu de composants proposés par les constructeurs. Du fait des nombreuses incertitudes concernant les paramètres d'entrée de défaillance, il est choisi dans le cadre de ces travaux de toujours présenter les résultats pour une architecture polyphasée en relatif par rapport à une topologie triphasée conventionnelle de référence.

Afin de s'affranchir des effets de quantification dûs au faible choix de calibres des modules IGBT dans la gamme de puissance considérée, une base continue est créée afin de toujours disposer de composants « virtuels » de calibres parfaitement adaptés à l'application envisagée. Il est ainsi évité tout effet de surdimensionnement impliqué par un choix limité de calibres des composants. Cette base est construite autour des modules de la série *SKM* de *SEMIKRON* [48] de calibres en courant de 400 à 900 A et en tension de 1200 et 1700 V (table 2.2). Ces modules sont constitués d'une seule cellule de commutation avec semelle métallique, c'est donc le modèle thermique équivalent de la figure 2.1 qui s'applique. Tous les paramètres nécessaires aux calculs des pertes et des températures de jonction ne dépendent alors que du choix des calibres en tension et en courant du module.

Désignation	Calibre en courant (A)	Calibre en tension (V)
SKM400GA12E4	400	1200
SKM600GA12E4	600	1200
SKM600GA17E4	600	1700
SKM900GA12E4	900	1200

TABLE 2.2 – Calibres en courant et tension des modules IGBT de la série *SKM* de *SEMIKRON*

Après une étude de sensibilité des différents paramètres aux calibres en courant et en tension, des tendances ont été dégagées puis des modèles empiriques ont été trouvés. Il est nécessaire de rappeler que l'influence de la température de jonction sur ces paramètres existe mais n'est pas prise en compte. Ce sont ainsi les valeurs typiques fournies dans la documentation du constructeur qui sont considérées. Ces modèles empiriques peuvent être uniquement des constantes quand l'influence des calibres ne se manifeste pas clairement, ou des fonctions des calibres en courant et/ou en tension. Les résultats sont exposés dans la suite de cette section. L'annexe A fournit la méthode détaillée pour l'évaluation de la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT.

2.3.2 Paramètres électriques

Les tensions de seuil V_{CE0} de l'IGBT et V_f de la diode des équations (2.6) et (2.8) présentent peu de sensibilité au choix du calibre en courant du module I_{module} . En revanche, elles sont sensibles au calibre en tension V_{module} . Des modèles selon les lois affines des équations (2.12) et (2.13) sont proposés.

$$V_{CE0} = 6.10^{-4}V_{module} - 0,02 \quad (2.12)$$

$$V_f = 3,6.10^{-4}V_{module} + 0,468 \quad (2.13)$$

Les résistances électriques à l'état passant R_{CE} de l'IGBT et R_f de la diode des équations (2.6) et (2.8) sont dépendantes des calibres en tension V_{module} et en courant I_{module} selon les expressions (2.14) et (2.15).

$$R_{CE} = (-4,48.10^{-4}V_{module} + 1,83).I_{module}^{-0,976} \quad (2.14)$$

$$R_f = (-1,48.10^{-4}V_{module} + 0,568).I_{module}^{-0,816} \quad (2.15)$$

A titre d'exemple, la figure 2.3 montre l'évolution de la résistance R_{CE} en fonction des calibres du module. La courbe en trait continu indique la variation de la résistance en fonction du calibre en courant pour $V_{module} = 1200$ V. Celle en trait pointillé montre son évolution pour un calibre en tension passant à 1700 V. Les points bleus correspondent aux modules réels.

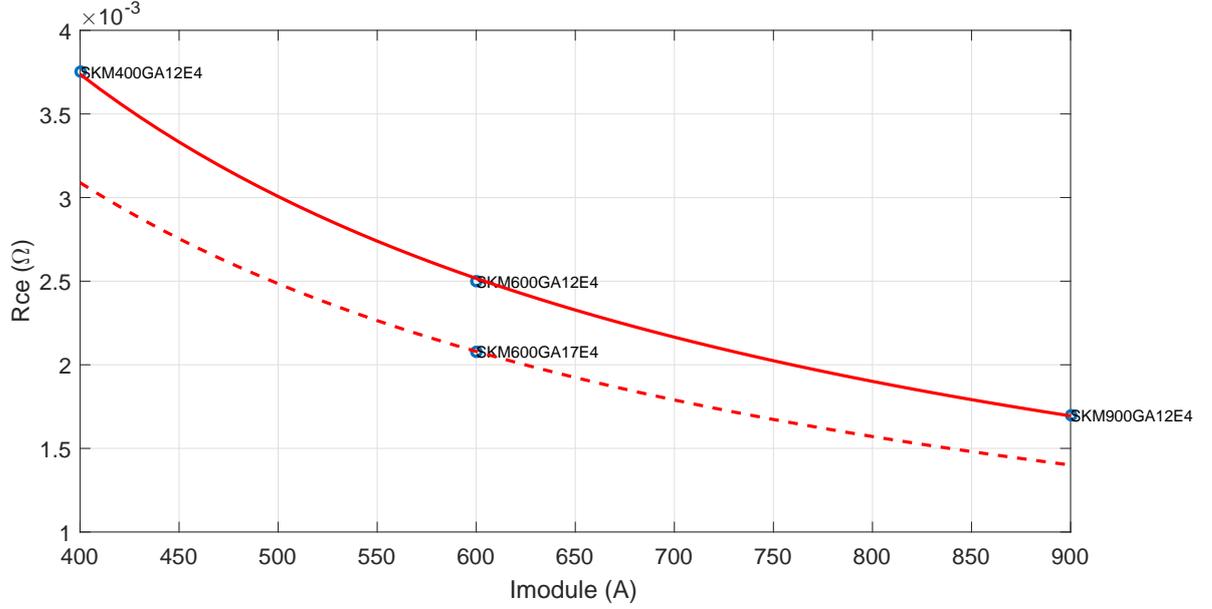


FIGURE 2.3 – Modèle empirique de la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT - $V_{module} = 1200$ V en trait continu; $V_{module} = 1700$ V en trait pointillé; points bleus : valeurs typiques des modules réels extraites de la documentation du constructeur

La documentation des constructeurs montre que les énergies de commutation E_{on+off} de l'IGBT et E_{rr} de la diode dépendent fortement des calibres en tension et courant. Cependant, selon le module considéré, ces énergies sont relevées à des niveaux de courant et de tension de référence I_{ref} et V_{ref} sensiblement différents. Ainsi dans les équations (2.7) et (2.9) apparaissent deux facteurs identifiés K_{IGBT} et K_{diode} dont les expressions sont données en (2.16) et (2.17).

$$K_{IGBT} = \frac{E_{on+off}}{I_{ref} V_{ref}^{k_{V,IGBT}}} \quad (2.16)$$

$$K_{diode} = \frac{E_{rr}}{I_{ref}^{k_{I,diode}} V_{ref}^{k_{V,diode}}} \quad (2.17)$$

C'est l'évolution de ces facteurs (2.16) et (2.17) en fonction des calibres qui prévaut. En utilisant les valeurs $k_{V,IGBT} = 1,35$; $k_{V,diode} = 0,6$ et $k_{I,diode} = 0,6$ proposées dans [46], les modèles associés à ces facteurs ont pour expressions (2.18) et (2.19).

$$K_{IGBT} = 1,34 \cdot 10^{-8} \cdot \ln(I_{module}) + (2,71 \cdot 10^{-11} \cdot V_{module} - 7,35 \cdot 10^{-8}) \quad (2.18)$$

$$K_{diode} = 4,16 \cdot 10^{-8} \cdot V_{module} - 3,03 \cdot 10^{-5} \quad (2.19)$$

La figure 2.3 montre l'évolution du facteur K_{IGBT} selon l'expression (2.18) en fonction des calibres du module. La courbe en trait continu indique l'évolution du facteur K_{IGBT} en fonction de calibre en courant pour $V_{module} = 1200$ V. Celle en trait pointillé montre son évolution pour un calibre en tension passant à 1700 V. Les points bleus correspondent aux modules réels.

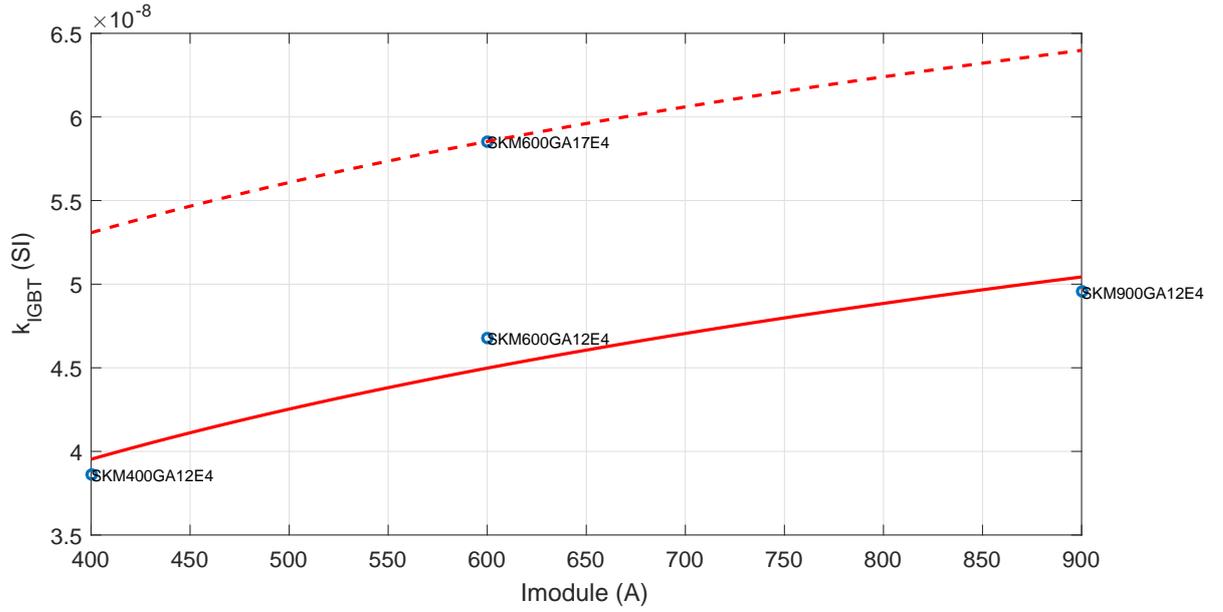


FIGURE 2.4 – Modèle empirique du facteur K_{IGBT} - $V_{module} = 1200$ V en trait continu ; $V_{module} = 1700$ V en trait pointillé ; points bleus : représentation des modules réels calculée avec les valeurs typiques de la documentation du constructeur

En injectant les relations (2.12) à (2.19) dans les équations (2.6) à (2.9), il est possible d'estimer les pertes de puissances du module IGBT pour un point de fonctionnement considéré uniquement en fonction du choix des calibres en courant I_{module} et en tension V_{module} .

2.3.3 Paramètres thermiques

Les résistances thermiques entre les jonctions et le boîtier $R_{jc,IGBT}$ et $R_{jc,diode}$ présentent les mêmes propriétés que les résistances électriques. Elles suivent les lois empiriques (2.20) et (2.21).

$$R_{jc,IGBT} = (-4, 61.10^{-3}V_{module} + 20, 3).I_{module}^{-0,889} \quad (2.20)$$

$$R_{jc,diode} = (2, 56.10^{-4}V_{module} + 22, 1).I_{module}^{-0,855} \quad (2.21)$$

Ainsi la figure 2.5 montre l'évolution de la résistance de jonction entre l'IGBT et le boîtier en fonction des calibres en courant et en tension du module. Les points bleus positionnent les modules réels alors que la relation empirique (2.20) est représentée en trait continu pour $V_{module} = 1200$ V et en trait pointillé pour $V_{module} = 1700$ V.

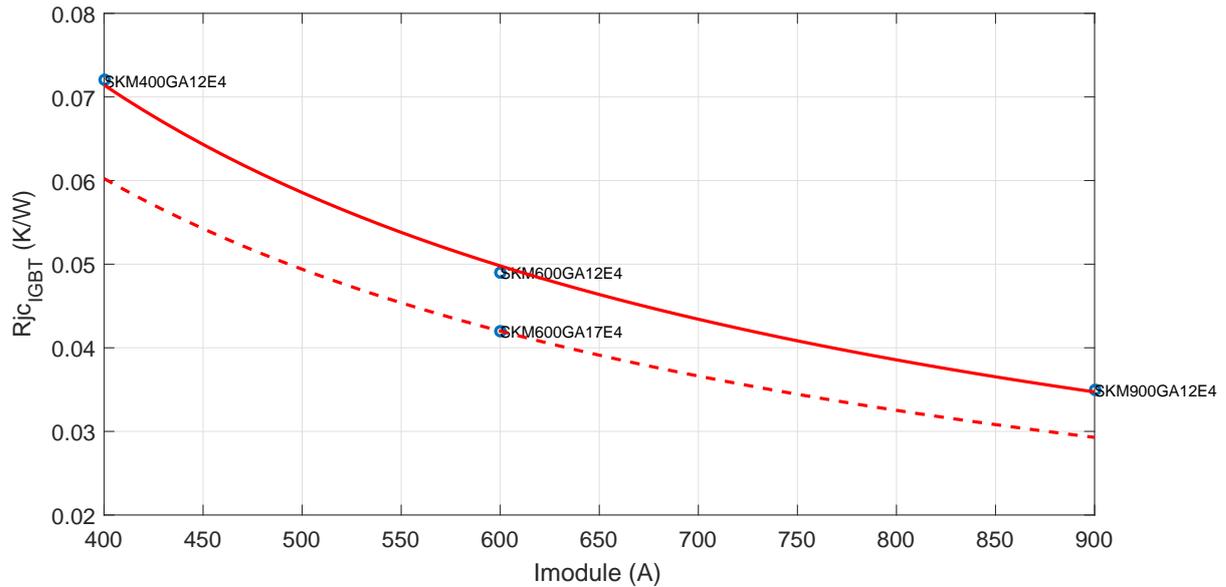


FIGURE 2.5 – Modèle empirique de la résistance thermique $R_{jc,IGBT}$ entre la puce de l’IGBT et le boîtier - $V_{module} = 1200$ V en trait continu; $V_{module} = 1700$ V en trait pointillé; points bleus : valeurs typiques des modules réels extraites de la documentation du constructeur

Les exposants de I_{module} des équations (2.14), (2.15), (2.20) et (2.21) montrent que les résistances électriques et thermiques des modules sont approximativement inversement proportionnelles au calibre en courant I_{module} .

La résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur est constante car tous ces modules sont intégrés dans des boîtiers identiques. Ainsi $R_{ch} = 0,02$ K.W⁻¹. Quant à la résistance thermique équivalente entre le dissipateur et le fluide ambiant R_{ha} , elle est indépendante du module mais dépend du choix du dissipateur et du type de refroidissement.

2.3.4 Exemple d’exploitation des modèles empiriques

Les figures 2.6 et 2.7 montrent les résultats des modèles empiriques sur la puissance dissipée dans l’IGBT et sur sa température de jonction. Ces valeurs sont obtenues pour différents calibres en courant I_{module} et en tension V_{module} pour un bras d’onduleur à commande MLI scalaire à référence sinusoïdale dans les mêmes conditions : intensité efficace du courant de 800 A ; profondeur de modulation et facteur de puissance de 0,9 ; fréquence de commutation de 1000 Hz avec un bus continu de 1400 V. La température ambiante est à 20°C. La résistance thermique équivalente entre le dissipateur et le fluide ambiant est ajustée afin d’obtenir une température de jonction de 150°C pour les calibres en courant et tension du module de valeurs identiques à celles du point de référence (800 A/1400 V).

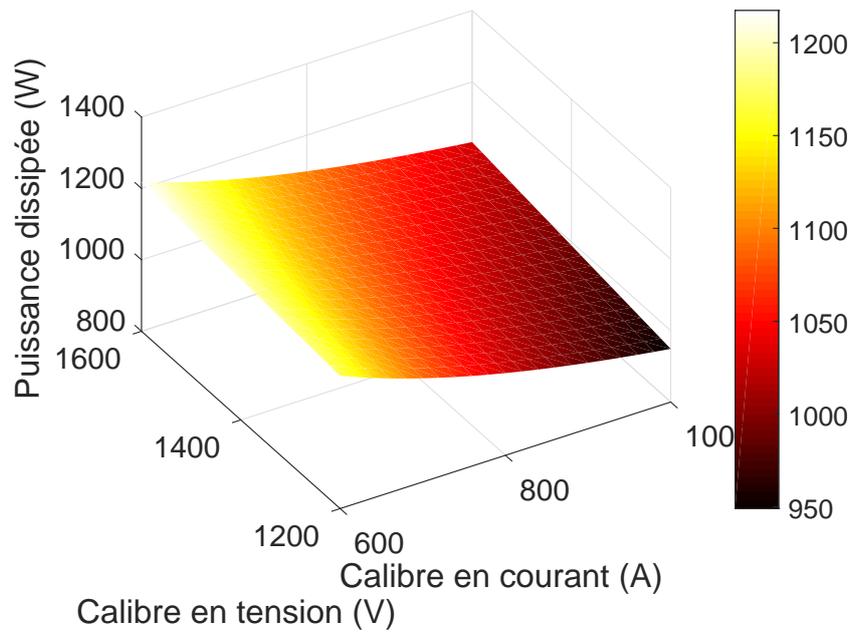


FIGURE 2.6 – Evolution des pertes de puissance dans l’IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module obtenue à partir des modèles empiriques pour un même point de fonctionnement (800 A)

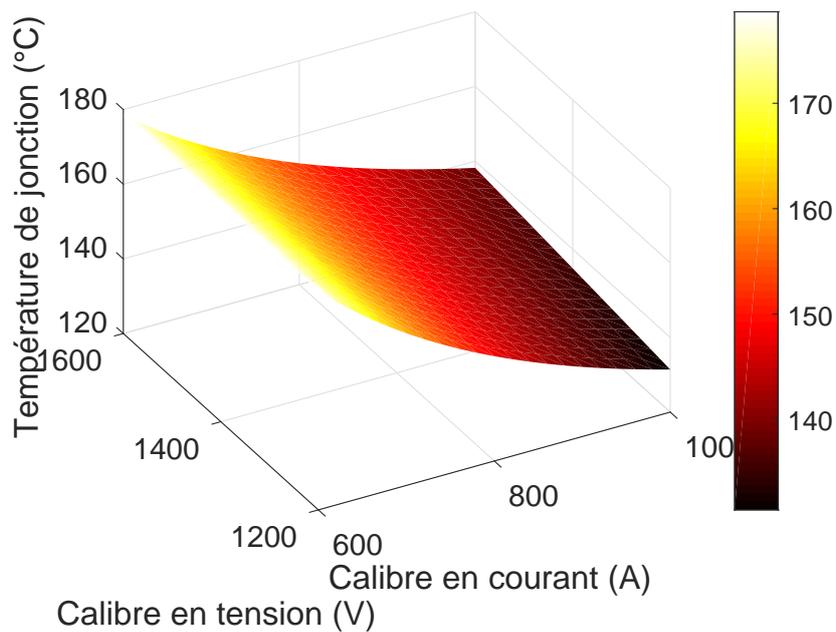


FIGURE 2.7 – Evolution de la température de jonction de l’IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module obtenue à partir des modèles empiriques pour un même point de fonctionnement (800 A)

Pour le point de fonctionnement considéré, les figures 2.6 et 2.7 montrent qu’une augmentation du calibre en courant du module conduit à une réduction des pertes et de la température de jonction de l’IGBT alors que l’augmentation de son calibre en tension conduit à l’effet inverse. Une analyse plus fine des pertes par conduction et par commutation montre qu’elles ont des comportements antagonistes en fonction des calibres. L’annexe B montre la répartition de ces pertes pour l’IGBT et la diode pour le point de fonctionnement considéré. La tendance précédemment décrite n’est pas générale et dépend fortement de la proportion entre les pertes par

conduction et celles par commutation. Celle-ci est tributaire de la fréquence de commutation lorsque les autres paramètres (intensité efficace du courant, facteur de puissance, profondeur de modulation) sont maintenus constants.

2.4 Modèles Physiques des Condensateurs

Cette section présente les modèles physiques permettant d'estimer la température de cœur des condensateurs. Celle-ci est utilisée comme donnée d'entrée des modèles de défaillance de la section 3.6 conformément à la table 2.1. Contrairement au cas des semi-conducteurs, seule la distribution des températures de cœur sur le profil de mission importe. Les éléments de bibliographie consultés ne montrent pas d'impact quantifié des cycles thermiques sur la défaillance des condensateurs. La succession des températures de cœur au sein du profil de mission n'est ainsi pas pris en compte par les modèles de défaillance de la section 3.6.

2.4.1 Pertes dans les condensateurs

Il existe plusieurs schémas électriques équivalents d'un condensateur selon la précision requise et les phénomènes physiques à prendre en compte par le modèle [49] [33]. Cependant, ces modèles font toujours apparaître la résistance série équivalente R_s ou ESR (*Equivalent Series Resistance* en anglais) et dont la valeur typique est donnée dans la documentation technique des constructeurs. Ainsi, la valeur efficace I_C du courant traversant la résistance série équivalente est responsable de pertes de puissance P_C (2.22) par effet Joule dans le condensateur.

$$P_C = R_s \cdot I_C^2 \quad (2.22)$$

Au niveau du bus continu, le condensateur est soumis aux ondulations de courant résultant des commutations des convertisseurs alternatif-continu et continu-alternatif. Ainsi, le condensateur est parcouru par les composantes harmoniques du courant du côté continu du redresseur et de l'onduleur. Selon la topologie et la commande de ces convertisseurs, la richesse harmonique du courant peut être extrêmement variée. Dans le cas d'un redresseur passif à diodes de topologie PD3, la composante fréquentielle dominante est de fréquence égale à 6 fois celle du réseau alternatif. Dans le cas d'une conversion active à base d'IGBT, la fréquence dominante est à 2 fois la fréquence de commutation (mode dominant) dans le cas d'une MLI scalaire [50]. Si les spectres des courants des 2 convertisseurs ne se recouvrent pas, il n'y a pas d'interactions entre les différentes composantes. Dans le cas contraire, il peut y avoir des phénomènes de compensation de certaines fréquences en fonction des phases relatives des composantes sinusoïdales des courants de chaque convertisseur. Ce cas est possible dans une architecture *back-to-back*. Cependant, dans l'objectif d'un dimensionnement, en se plaçant dans un cadre conservatif, il peut être considéré que les composantes fréquentielles de courant des 2 convertisseurs n'interagissent pas. Si $I_{ond,AC/DC}$ désigne la valeur efficace de l'ondulation en courant du côté continu du convertisseur alternatif-continu et $I_{ond,DC/AC}$ désigne celle du côté continu du convertisseur continu-alternatif, alors le courant efficace I_C du courant traversant la résistance série équivalente de l'équation (2.22) s'exprime selon (2.23).

$$I_C = \sqrt{I_{ond,AC/DC}^2 + I_{ond,DC/AC}^2} \quad (2.23)$$

L'équation (2.23) permet de déterminer l'intensité efficace d'ondulation I_C circulant dans la totalité du banc de condensateurs. En effet, celui-ci est généralement constitué de plusieurs condensateurs en dérivation, voire d'une association série/parallèle. Dans ce cas, il est supposé

que le courant se partage équitablement entre les différentes branches du banc de condensateurs. Il est alors impératif d'estimer le courant du côté continu généré par les 2 convertisseurs. Si $i_{X/Y}(t)$ représente le courant instantané du côté continu du convertisseur X/Y , ses valeurs efficace $I_{X/Y}$, efficace de l'ondulation $I_{ond,X/Y}$ et moyenne $I_{moy,X/Y}$ sont reliées par l'équation (2.24).

$$I_{X/Y}^2 = I_{ond,X/Y}^2 + I_{moy,X/Y}^2 \quad (2.24)$$

Le courant généré du côté continu $i_{X/Y}(t)$ par un convertisseur structuré en demi-pont résulte de la somme des courants de chacun de ses bras. Ainsi, si $\vec{F}(t)$ représente le vecteur fonction de modulation défini par la stratégie de contrôle du convertisseur et si $\vec{i}(t)$ représente le vecteur courant N-phasé du côté alternatif AC , le courant $i_{X/Y}(t)$ du côté continu du convertisseur X/Y s'exprime par le produit scalaire (2.25) entre $\vec{F}(t)$ et $\vec{i}(t)$. La figure 2.8 illustre les relations entre les différents courants et l'équirépartition supposée entre les condensateurs de celui du banc $i_C(t)$.

$$i_{X/Y}(t) = \vec{F}(t) \cdot \vec{i}(t) \quad (2.25)$$

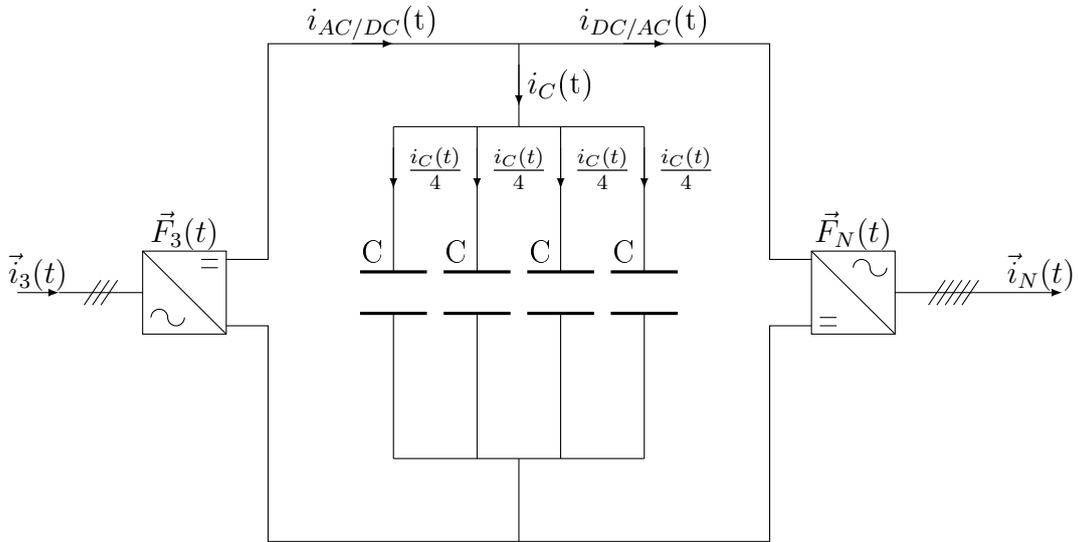


FIGURE 2.8 – Les différents courants du bus continu et l'hypothèse de répartition dans les condensateurs dans le cas d'un banc constitué de 4 unités en parallèle

L'ondulation en courant du côté continu du convertisseur X/Y par rapport à sa valeur moyenne peut être quantifiée par le taux d'ondulation (2.26).

$$\tau_{ond,X/Y} = \frac{I_{ond,X/Y}}{I_{moy,X/Y}} \quad (2.26)$$

A titre d'exemples, les figures 2.9 à 2.12 obtenues par simulation, montrent l'évolution temporelle et la décomposition fréquentielle du courant $i_{DC/AC}(t)$ du côté continu d'un onduleur à MLI scalaire à références sinusoïdales pour des configurations triphasée et pentaphasée du convertisseur. Ces figures sont obtenues dans les mêmes conditions : la fréquence de découpage est fixée à $f_{sw} = 2$ kHz ; la charge du côté alternatif absorbe une puissance de 1 MW avec un facteur de puissance arrière $\cos \phi = 0,9$; la fréquence de la commande est $f = 50$ Hz avec une profondeur de modulation $m = 0,87$; la tension de bus continu est à $V_{dc} = 1300$ V.

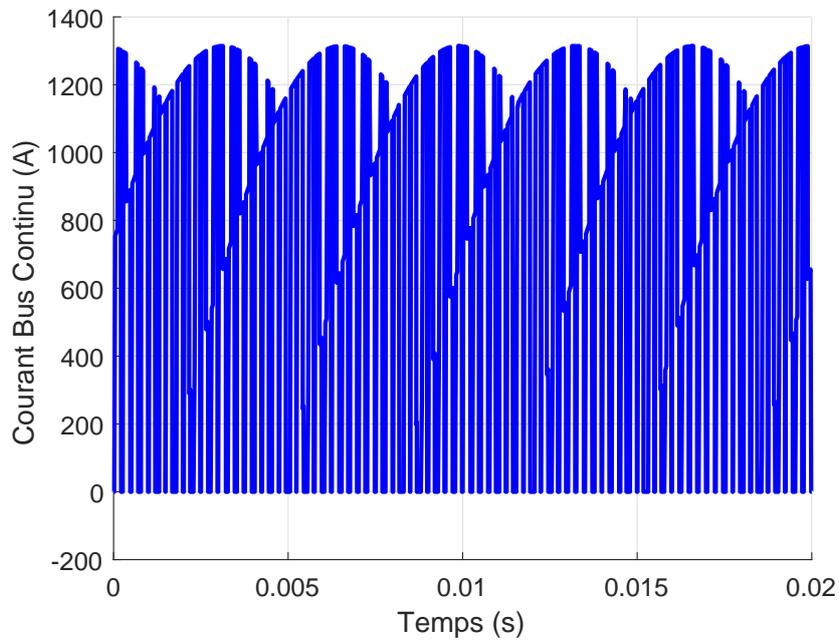


FIGURE 2.9 – Représentation temporelle du courant du côté continu d’un onduleur triphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales

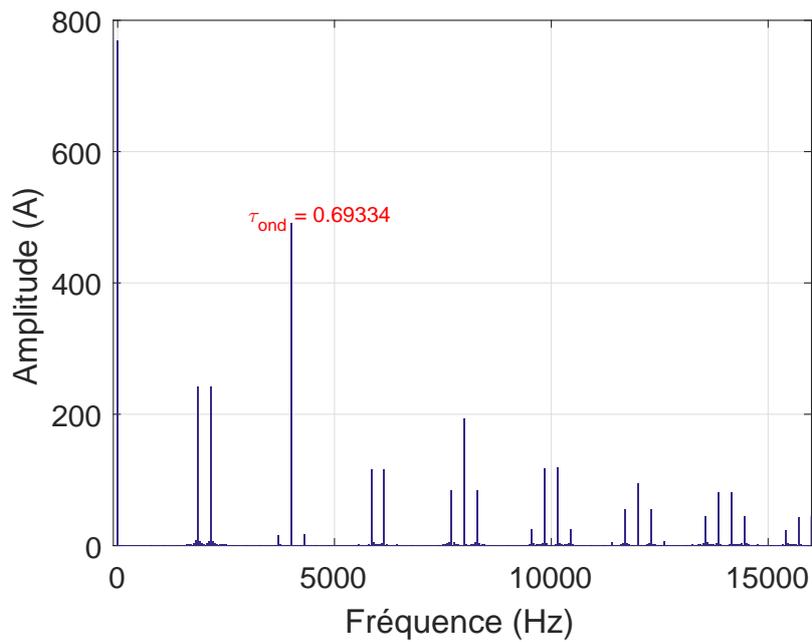


FIGURE 2.10 – Décomposition fréquentielle du courant du côté continu d’un onduleur triphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales de la figure 2.9 - τ_{ond} indique le taux d’ondulation

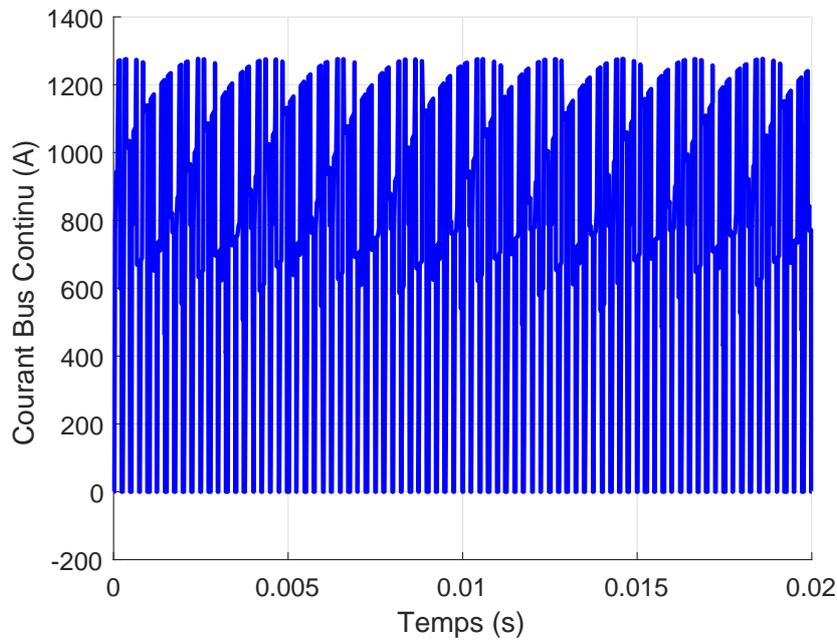


FIGURE 2.11 – Représentation temporelle du courant du côté continu d’un onduleur pentaphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales

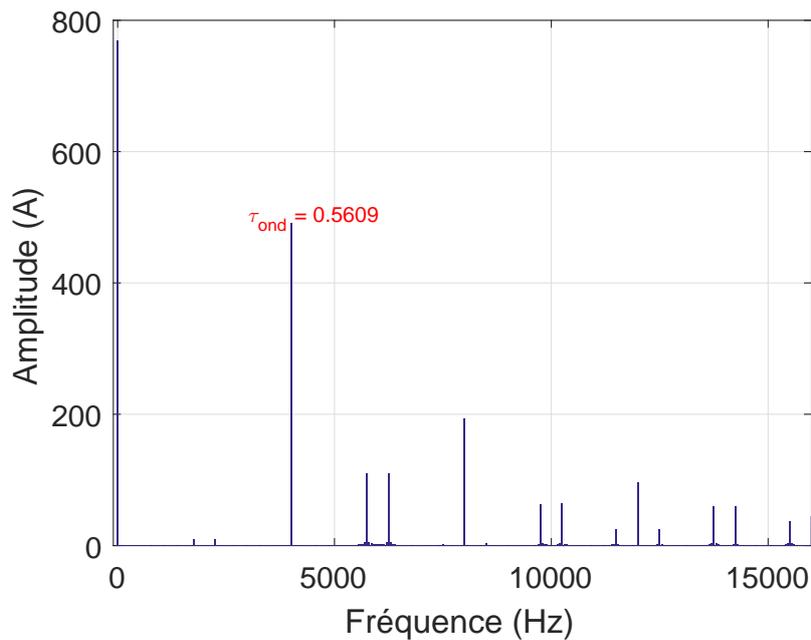


FIGURE 2.12 – Décomposition fréquentielle du courant du côté continu d’un onduleur pentaphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales de la figure 2.11 - τ_{ond} indique le taux d’ondulation

Les spectres des figures 2.10 et 2.12 montrent des groupes d’harmoniques centrés sur les multiples de la fréquence de découpage f_{sw} , avec des raies latérales situées à $\pm N \times f$ de la fréquence centrale, N étant le nombre de phases. Il est constaté que seuls les groupes situés autour d’un multiple pair de la fréquence de découpage possèdent une raie centrale à cette valeur. A ce titre, le mode dominant à $2 \times f_{sw} = 4$ kHz est clairement identifié. Le spectre de l’onduleur pentaphasé de la figure 2.12 montre une atténuation des raies latérales des premiers groupes par rapport à celles du spectre de l’onduleur triphasé de la figure 2.10. Le taux d’ondulation s’en trouve diminué puisqu’il passe de 69% pour l’onduleur triphasé à 56% pour celui pentaphasé. Cette tendance de la diminution du courant d’ondulation avec l’augmentation du nombre de

phases N se confirme, mais dans une moindre mesure, par d'autres simulations qui donnent des taux d'ondulation de 0,53 et 0,52, respectivement pour des onduleurs à 7 et 9 phases. Ce fait est confirmé par d'autres simulations avec différents facteurs de puissance, profondeurs de modulation ou fréquences de commutation. Ainsi, en considérant des bancs de condensateurs rigoureusement identiques, les condensateurs sont d'autant moins sollicités thermiquement que le nombre de phases N de l'onduleur fonctionnant en MLI scalaire à références sinusoïdales est élevé. Ce constat est fait uniquement dans l'état sain du système, toutes les phases étant disponibles.

En réalité, la résistance série équivalente ESR varie avec la fréquence et la température [50]. Une méthode de détermination plus précise des pertes dans les condensateurs consiste à additionner les pertes relatives à chaque fréquence des composantes harmoniques du courant d'ondulation (2.27). La résistance $R_{s,f}$ représente la valeur de la résistance série à la fréquence f de la composante sinusoïdale $I_{C,f}$ considérée du courant d'ondulation.

$$P_C = \sum_{f=f_{min}}^{f=f_{max}} R_{s,f} \cdot I_{C,f}^2 \quad (2.27)$$

De plus, dans le cas de condensateurs à film polypropylène métallisé, il faut aussi intégrer les pertes dans le diélectrique dues aux ondulations de tension à hautes fréquences [50]. Les informations relatives à l'évolution de la résistance série équivalente en fonction de la fréquence et aux pertes supplémentaires dans le diélectrique des condensateurs à film polypropylène métallisé ne sont pas nécessairement disponibles dans la documentation du constructeur. Si elles sont présentes, elles sont présentées sous forme d'abaques. Enfin, si l'effet de la température sur la résistance série équivalente doit être prise en considération, comme pour les semi-conducteurs, la détermination des pertes dans le condensateur devient un processus itératif, les pertes impactant la température du cœur, qui elle-même influence les pertes. Devant les incertitudes concernant les modèles de défaillance des condensateurs et de leurs données d'entrée, l'estimation des pertes (2.22) couplée à la relation (2.23) est jugée suffisante dans le cadre des travaux présentés.

2.4.2 Température du cœur des condensateurs

Les pertes de puissance (2.22) au sein du condensateur provoquent une augmentation de la température de son cœur par rapport à la température ambiante. Dans la littérature étudiée [33] [50] [51] [52], les phénomènes transitoires ne sont pas évoqués. De plus, les hypothèses de la section 1.7 considèrent le profil de mission comme une succession de points de fonctionnement en régime permanent. Ainsi, le modèle thermique d'un condensateur se résume au schéma à résistances thermiques équivalentes proposé en figure 2.13.

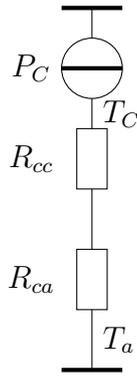


FIGURE 2.13 – Modèle thermique 0D équivalent d’un condensateur en régime permanent

P_C représente sur la figure 2.13 la puissance (2.22) dissipée dans le condensateur. R_{cc} est la résistance thermique équivalente entre le cœur du condensateur et son boîtier. Elle modélise de phénomènes de transfert thermique par conduction et dépend donc de la géométrie du condensateur et des matériaux utilisés. La résistance thermique équivalente R_{ca} modélise les transferts thermiques entre le boîtier et le milieu ambiant. Elle dépend donc de la géométrie du condensateur mais également des conditions de convection autour de lui. T_a représente la température ambiante et T_c celle du cœur du condensateur exprimée par l’équation (2.28).

$$T_C = (R_{cc} + R_{ca}).P_C + T_a \quad (2.28)$$

2.5 Constitution de bases virtuelles continues de condensateurs

La capacité et la tension nominale sont les 2 grandeurs de sélection d’un condensateur destiné à un bus continu. En effet, la valeur de la tension de bus continu va conditionner le choix de la tension nominale des condensateurs et une éventuelle mise en série de ceux-ci. La capacité totale du bus continu est déterminée en fonction de l’ondulation en tension désirée. Cependant, un autre critère de dimensionnement existe : le courant efficace d’ondulation maximum que peut tolérer le condensateur. Il peut ainsi être nécessaire d’augmenter le nombre de condensateurs en dérivation dans le banc, non pas pour en augmenter la capacité totale, mais pour diminuer l’intensité efficace d’ondulation du courant dans chaque condensateur. Le dimensionnement du banc de condensateurs est donc un processus itératif complexe [50] qui va conduire à une combinaison d’associations série/parallèle sous contraintes de coût et de volume. Comme pour les semi-conducteurs, et bien que l’offre de choix soit plus importante, deux bases virtuelles continues de condensateurs sont proposées, une pour les condensateurs électrolytiques aluminium et une pour les condensateurs à film polypropylène métallisé toujours dans l’objectif de s’affranchir des effets de quantification. Après une étude de sensibilité, les différents paramètres nécessaires aux calculs des pertes et de la température de cœur du condensateur sont exprimés uniquement en fonction de sa technologie, de sa capacité et de sa tension nominale. Ces modèles empiriques sont présentés dans cette section.

2.5.1 Condensateurs électrolytiques aluminium

Cette base virtuelle est construite autour de la série *Al500C* de *CORNELL DUBILIER*. Elle peut s’appliquer pour des capacités entre 100 et 10000 μF pour une tension nominale

comprise entre 100 et 500 V. Il est proposé pour l'expression de la résistance série équivalente l'équation (2.29).

$$R_{s,Al} = 6.10^4 . C^{-0.9} \quad (2.29)$$

Dans l'équation (2.29), la capacité C s'exprime en μF . Comme le montre la figure 2.14, la résistance série équivalente est peu sensible à la tension nominale. La surface est relative au modèle de l'équation (2.29) alors que les points rouges matérialisent les positions des condensateurs réels.

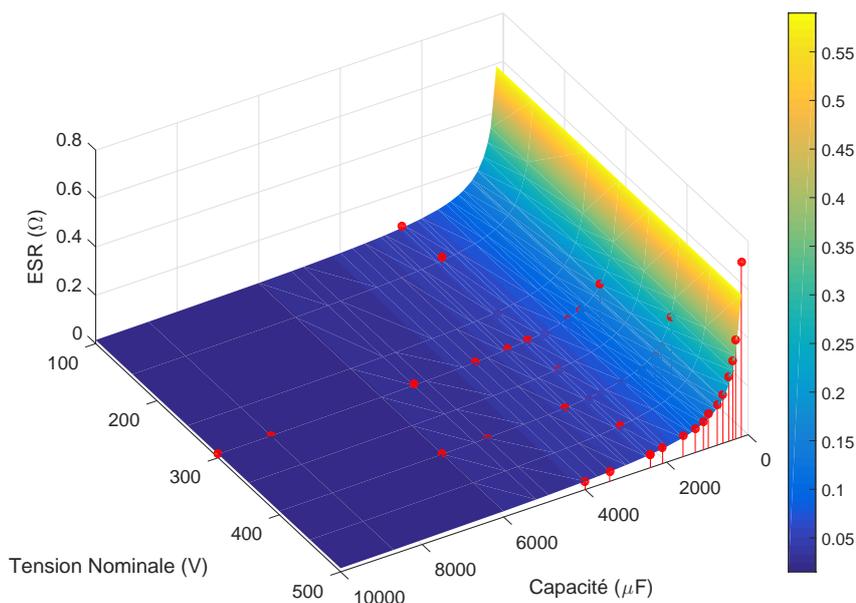


FIGURE 2.14 – Modèle empirique de la résistance série équivalente d'un condensateur électrolytique aluminium - points rouges : position des condensateurs réels en exploitant les données du constructeur

Quant à la résistance thermique résultant de la somme $R_{cc,Al} + R_{ca,Al}$, sa formule empirique en fonction de la tension nominale V_C et de la capacité C s'exprime par (2.30).

$$R_{cc,Al} + R_{ca,Al} = (-1,03.V_C + 773).C^{-0.55} \quad (2.30)$$

Dans l'équation (2.30), la capacité C s'exprime en μF . La valeur de R_{ca} correspond à une convection naturelle. Enfin, il est indispensable de pouvoir estimer le courant efficace d'ondulation maximum admissible dans le condensateur pour le dimensionnement du banc. Celui-ci vérifie l'équation (2.31) (avec C en μF).

$$I_{rms,max,Al} = (9.10^{-6}.V_C - 1,2.10^{-3}).C + (-10,1.10^{-3}.V_C + 6,45) \quad (2.31)$$

2.5.2 Condensateurs à film polypropylène métallisé

La base virtuelle est construite autour de la série 947D de CORNELL DUBILIER. Elle peut s'appliquer pour des capacités entre 100 et 1500 μF pour une tension nominale comprise entre

800 et 1500 V. La figure 2.15 montre qu'il ne se dégage pas de tendance claire de l'évolution de la résistance série équivalente en fonction de la tension nominale V_C et de la capacité C . Elle varie peu et sa valeur est fixée à la moyenne (2.32).

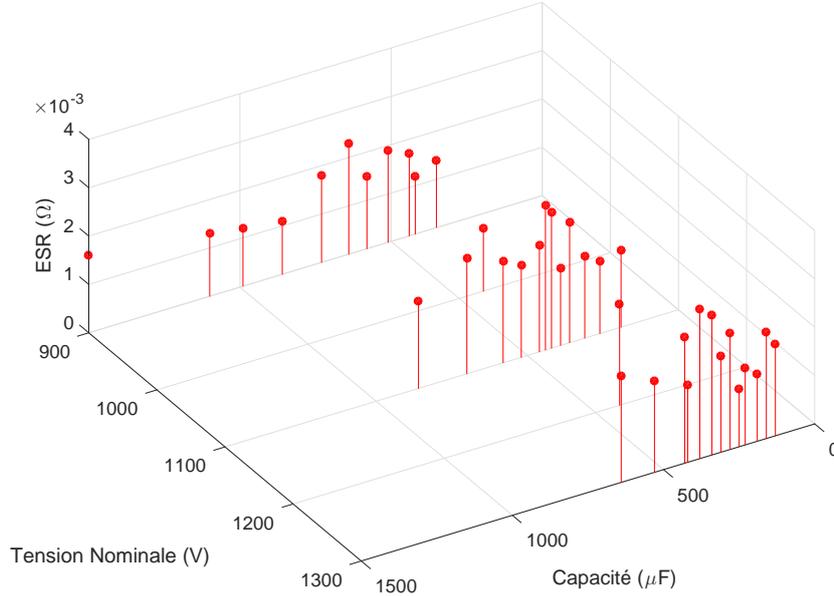


FIGURE 2.15 – Évolution de la résistance série équivalente d'un condensateur à film polypropylène métallisé en fonction de sa tension nominale et de sa capacité - exploitation des données du constructeur

$$R_{s,MPPF} = 1,9 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.32)$$

La formule empirique de la résistance thermique est fournie par (2.33).

$$R_{cc,MPPF} + R_{ca,MPPF} = (-0,14 \cdot V_C + 240) \cdot C^{-0.53} \quad (2.33)$$

Dans l'équation (2.33), la capacité C s'exprime en μF . La valeur de R_{ca} correspond à une convection naturelle. Enfin, comme pour la résistance série équivalente, il n'y a pas de tendance claire qui se dégage concernant le courant efficace d'ondulation maximum admissible, la tension nominale V_C et la capacité C ont peu d'impact sur sa valeur, c'est sa moyenne (2.34) qui permet de l'évaluer.

$$I_{rms,max,MPPF} = 70 \text{ A} \quad (2.34)$$

Les figures 2.16 et 2.17 montrent l'impact des paramètres de choix du condensateur sur sa température de cœur pour un même point de fonctionnement obtenue par les modèles empiriques. L'augmentation de la capacité et de la tension admissible permet à la fois de diminuer la résistance série équivalente, donc de réduire les pertes, et de diminuer la résistance thermique équivalente, donc de favoriser les transferts thermiques et d'abaisser la température de cœur.

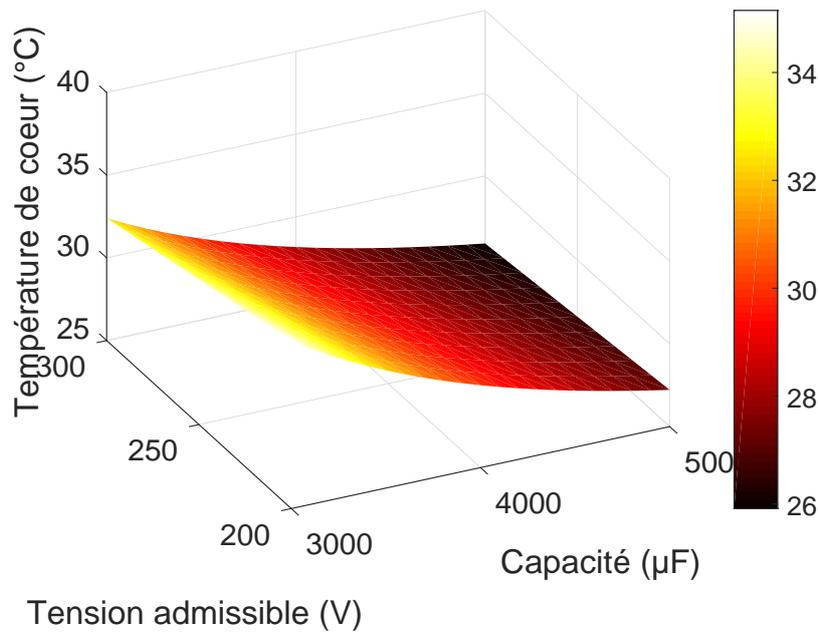


FIGURE 2.16 – Influence des paramètres d’un condensateur électrolytique aluminium sur sa température de cœur déterminée à l’aide des modèles empiriques pour un point de fonctionnement à courant efficace d’ondulation de 7 A et température ambiante de 20°C

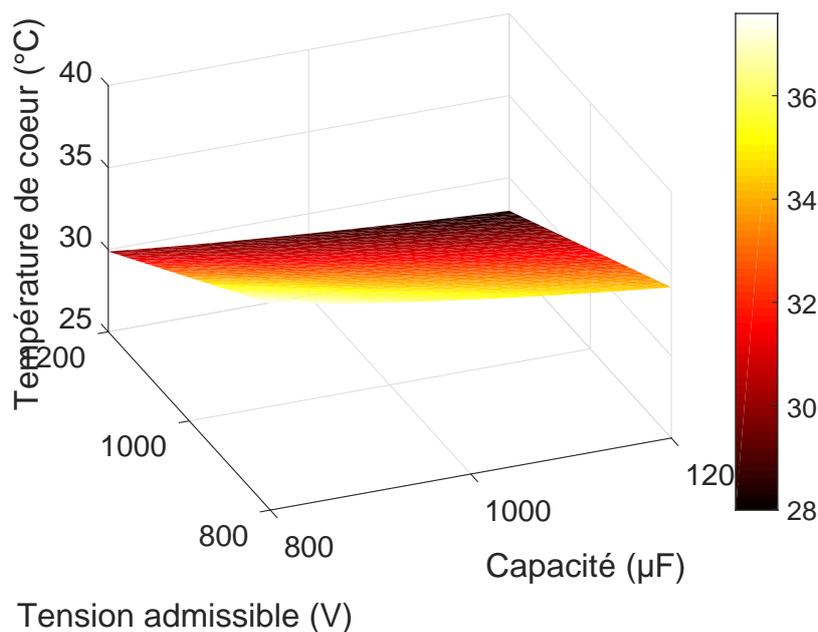


FIGURE 2.17 – Influence des paramètres d’un condensateur à film polypropylène métallisé sur sa température de cœur déterminée à l’aide des modèles empiriques pour un point de fonctionnement à courant efficace d’ondulation égal à 50 A et température ambiante de 20°C

2.6 Modélisation de la machine électrique polyphasée

La modélisation physique de la machine dans le but de fournir les facteurs de stress relatifs à la table 2.1 aux modèles de défaillance du chapitre 3 concerne deux aspects. La défaillance des enroulements est corrélée à leur température. Celle-ci est tributaire des pertes dans la machine, principalement celles par effet joule représentées par la valeur efficace du courant. Le modèle physique de la machine électrique doit être en mesure de fournir l’intensité efficace du

courant dans chaque enroulement. Les facteurs de stress influant la défaillance mécanique des roulements de la machine sont le couple et la vitesse de rotation. Le modèle physique de la machine doit permettre d'évaluer son couple, sa vitesse de rotation étant également tributaire de sa charge ou entraînement mécanique.

2.6.1 Base naturelle

Dans les hypothèses de non saturation du circuit magnétique, de non variation de réluctance et de pertes magnétiques négligées, une machine synchrone à aimants permanents polyphasée à N phases peut être modélisée [4] [5] par l'équation (2.35) en convention récepteur.

$$\vec{v}(t) = r.\vec{i}(t) + \Lambda \frac{d\vec{i}(t)}{dt} + \vec{e}(t) \quad (2.35)$$

Dans (2.35), $\vec{x}(t)$ est un vecteur de dimension N représentatif d'une variable physique $x(t)$ vérifiant (2.36).

$$\vec{x}(t) = \sum_{n=1}^{n=N} x_n(t).\vec{e}_n \quad (2.36)$$

$x_n(t)$ est la variable physique relative à la phase n et \vec{e}_n le vecteur unitaire associée à la phase n de la base statorique orthonormée de dimension N . $\vec{v}(t)$ est le vecteur tension, $\vec{i}(t)$ le vecteur courant et $\vec{e}(t)$ le vecteur force électromotrice (fem) dont les composantes sont proportionnelles à la vitesse de rotation Ω . r est un scalaire représentant la résistance d'un enroulement statorique et Λ est une application linéaire décrite par la matrice (2.37) nommée matrice inductance statorique. La résistance r et l'inductance Λ statoriques sont supposées être indépendantes de l'intensité du courant.

$$\Lambda = \begin{pmatrix} L_{1,1} & M_{1,2} & \cdots & M_{1,n} & \cdots & M_{1,N} \\ M_{2,1} & L_{2,2} & \cdots & M_{2,n} & \cdots & M_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{m,1} & M_{m,2} & \cdots & M_{m,n} & \cdots & M_{m,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{N,1} & M_{N,2} & \cdots & M_{N,n} & \cdots & L_{N,N} \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

Dans (2.37), $L_{n,n}$ constitue l'auto-inductance de la phase n et $M_{m,n}$ l'inductance mutuelle de couplage entre les phases m et n . La réciprocité du phénomène de couplage magnétique entre 2 phases m et n impose $M_{m,n} = M_{n,m}$. Dans les hypothèses de régularité spatiale de construction des phases, toutes les auto-inductances sont égales $L_{n,n} = L; \forall n$. Ces propriétés permettent d'affirmer que la matrice inductance Λ est symétrique et circulante [5].

Le produit scalaire dans la base naturelle entre le vecteur tension $\vec{v}(t)$ (2.35) et le vecteur courant $\vec{i}(t)$ permet d'obtenir la puissance électrique instantanée $p(t)$ de la machine (2.38).

$$p(t) = \vec{v}(t).\vec{i}(t) = r.(\vec{i}(t))^2 + \Lambda \frac{d\vec{i}(t)}{dt}.\vec{i}(t) + \vec{e}(t).\vec{i}(t) \quad (2.38)$$

Dans l'équation (2.38), le premier terme $r.(\vec{i}(t))^2$ représente les pertes par effet Joule, le second $\Lambda \frac{d\vec{i}(t)}{dt}.\vec{i}(t)$ la puissance magnétique et le troisième $\vec{e}(t).\vec{i}(t)$ la puissance électromagnétique. C'est

ce dernier terme qui est converti en puissance mécanique de rotation. La puissance électromagnétique est égale au produit de la vitesse de rotation $\Omega(t)$ par le couple électromagnétique $T(t)$ (2.39).

$$\vec{e}(t).\vec{i}(t) = T(t).\Omega(t) \rightarrow T(t) = \frac{\vec{e}(t).\vec{i}(t)}{\Omega(t)} \quad (2.39)$$

Les fem $e(t)$ étant proportionnelles à la vitesse de rotation $\Omega(t)$, des fem élémentaires décorréliées de la vitesse de rotation peuvent être définies. Elles sont représentées par le vecteur $\vec{e}(t)$ (2.40).

$$\epsilon(t) = \frac{\vec{e}(t)}{\Omega(t)} \quad (2.40)$$

Ainsi le couple électromagnétique de la machine s'écrit selon (2.41).

$$T(t) = \vec{e}(t).\vec{i}(t) \quad (2.41)$$

La relation (2.41) montre que la machine est un générateur de couple piloté par les courants statoriques.

2.6.2 Base propre

Les relations (2.35) et (2.37) montrent un fort couplage entre les différentes phases, ne permettant pas une conception simple du système de contrôle de la machine. Cependant, les propriétés évoquées de la matrice inductance Λ (symétrie, circularité) permettent d'affirmer qu'elle est diagonalisable. Il en résulte que les valeurs propres sont toutes réelles et que les vecteurs propres qui constituent la base propre orthonormée obtenue sont à coefficients réels [5]. La matrice inductance diagonalisée Δ est appelée matrice inductance cyclique. Les termes de la diagonale de Δ , correspondant aux valeurs propres de (2.37) sont appelés inductances cycliques L_n . Dans les cas envisagés dans les travaux présentés, le nombre de phase N est impair. En conséquence, la matrice inductance cyclique ne comporte que $\frac{N+1}{2}$ inductances cycliques distinctes [5]. En effet, les propriétés de la matrice inductance statorique Λ conduisent dans ce cas à une valeur propre d'ordre de multiplicité 1 et à $\frac{N-1}{2}$ valeurs propres d'ordre de multiplicité 2. La matrice inductance cyclique Δ a la forme définie par (2.42).

$$\Delta = \begin{pmatrix} L_0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & \cdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & L_1 & \cdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & L_{\frac{N-1}{2}} & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & L_{\frac{N-1}{2}} \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Le sous-espace propre associé à la valeur propre L_0 de Λ de dimension 1 est une droite. Les $\frac{N-1}{2}$ sous-espaces propres associés aux valeurs propre L_1 à $L_{\frac{N-1}{2}}$ de dimension 2 sont des plans. La base propre orthonormée ainsi constituée est nommée base de Concordia. La transformation de Concordia généralisée qui décompose les vecteurs de la base de Concordia dans la base statorique initiale a pour matrice de passage C_N (2.43).

$$C_N = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} & 0 & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{(N-1)\pi}{N}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{(N-1)\pi}{N}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2(N-2)\pi}{N}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2(N-2)\pi}{N}\right) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{(N-1)(N-2)\pi}{N}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{(N-1)(N-2)\pi}{N}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2(N-1)\pi}{N}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2(N-1)\pi}{N}\right) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{(N-1)^2\pi}{N}\right) & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{(N-1)^2\pi}{N}\right) \end{pmatrix} \quad (2.43)$$

Il est ainsi possible de décomposer un vecteur de la base statorique initiale dans la base de Concordia à l'aide la matrice de passage C_N^{-1} . Le caractère orthonormé de la base de Concordia permet d'écrire que l'inverse de la matrice C_N est égale sa transposée $C_N^{-1} = C_N^t$ [5]. Il est alors possible de déterminer la matrice inductance cyclique Δ à partir de la relation (2.44).

$$\Delta = C_N^t \Lambda C_N \quad (2.44)$$

La transformation de Concordia conserve le produit scalaire effectué dans la base naturelle, donc la puissance instantanée $p(t)$ (2.38) de la machine [5]. La base de Concordia constitue une base de découplage magnétique de la machine polyphasée. Sa décomposition multimachine [4] [5] permet d'associer une machine fictive à chaque sous-espace propre. La machine fictive associée au sous-espace de dimension 1, relatif à la valeur propre simple L_0 est une machine monophasée appelée machine homopolaire. Les $\frac{N-1}{2}$ machines fictives associées aux sous-espaces de dimensions 2 relatifs aux $\frac{N-1}{2}$ valeurs propres doubles sont des machines diphasées. Ces machines fictives sont mécaniquement couplées mais magnétiquement découplées. La conservation de la puissance implique que les pertes Joule, les puissances magnétiques et électromagnétiques de la machine polyphasée se répartissent sur les différentes machines fictives. Ainsi, le couple électromagnétique de la machine polyphasée résulte de la somme des couples électromagnétiques exercés par chaque machine fictive [5]. La projection d'un vecteur de la base statorique initiale d'une variable physique dans la base de Concordia définit la variable fictive associée à chaque machine fictive. Le couple électromagnétique d'une machine fictive est égal au produit scalaire de sa fem élémentaire fictive par son courant fictif.

Le contenu harmonique de la fem élémentaire d'une machine fictive est déterminant pour sa commande en courant afin de générer le couple souhaité. La richesse harmonique des fem induites par le rotor de la machine polyphasée dépend de certains éléments de sa conception comme la nature du bobinage, la topologie et l'aimantation des aimants. La projection d'un vecteur périodique dans les machines fictives [5] montre que les harmoniques s'y regroupent en fonction de leur rang et du nombre de phases de la machine polyphasée [4] [5]. Dans le cas idéal où les alternances positives des variables physiques sont identiques au signe près aux alternances négatives, leur valeur moyenne est nulle et leur décomposition fréquentielle ne fait apparaître que des harmoniques de rang impair. Dans ce cas, la machine homopolaire regroupe les harmoniques de rang multiple impair du nombre de phases N de la machine polyphasée. La machine diphasée dans laquelle se projette le fondamental est appelée machine principale. Les machines diphasées sont capables de développer un couple constant alors que le celui développé par la machine homopolaire, du fait de sa nature monophasée, est nécessairement pulsatoire. Il faut noter que dans le cas d'un couplage étoile des phases tel qu'il est envisagé dans les présents travaux, la machine homopolaire ne développe pas de couple. En effet, la somme nulle des courants de phases imposée par ce couplage conduit à un courant homopolaire nul. Ainsi, la machine synchrone à aimants permanents polyphasée peut être conçue et/ou pilotée

pour améliorer le couple, tant en valeur moyenne qu'en qualité par réduction des ondulations, à partir de stratégies généralement définies dans la base propre issue de la décomposition multimachine [53] [54] [55] et plus rarement dans la base initiale [56].

Dans le cadre des travaux présentés, conformément à la relation (2.41), la machine est considérée comme un générateur de couple piloté par le courant, indifféremment dans la base initiale ou dans la base propre selon la stratégie de commande adoptée.

2.7 Modélisation de l'adaptateur mécanique

Les modèles de défaillance proposés pour les éléments mécaniques (roulements, engrenages) du chapitre 3 font référence à la charge et à la vitesse de rotation. L'objectif du modèle physique de l'adaptateur mécanique consiste simplement à évaluer le couple et la vitesse de rotation indifféremment sur l'arbre d'entrée ou de sortie, le modèle de défaillance faisant appel à des valeurs normalisées. Dans le cadre des travaux présentés, l'adaptateur mécanique est réalisé à partir d'un train d'engrenages dont le rapport de transmission $R_{s/e}$ est défini par (2.45).

$$R_{s/e} = \frac{\Omega_s}{\Omega_e} \quad (2.45)$$

Ω_s et Ω_e représentent respectivement les vitesses de rotation de l'arbre de sortie et de celui d'entrée. Si les frottements sont négligés, le rendement de conversion est égal à l'unité et le rapport de transmission donne également le rapport des couples d'entrée T_e et de sortie T_s .

$$R_{s/e} = \frac{T_e}{T_s} \quad (2.46)$$

Conformément aux hypothèses de la section 1.7, les phénomènes transitoires sont négligés. Ils peuvent être intégrés via des modèles relativement simples [57] qui nécessitent de connaître les inerties des roues dentées, les raideurs des arbres et les coefficients d'amortissement. Ces grandeurs sont cependant difficiles à évaluer dans un cadre générique. Le NREL (National Renewable Energy Laboratory) présente dans [58] un modèle détaillé d'un réducteur d'une éolienne de 750 kW. Si ce modèle est capable de restituer fidèlement la physique d'un train d'engrenages, les modèles de défaillance restent essentiellement basés sur les valeurs moyennes des charges et des vitesses de rotation.

2.8 Conclusion

Les modèles physiques proposés dans ce chapitre sont tous perfectibles. Leur objectif est de répondre au besoin d'estimation des facteurs de stress de la table 2.1 sur un profil de mission défini. A ce titre, ils génèrent les données d'entrée des modèles de défaillance du chapitre 3. Si la précision de l'évaluation quantifiée de la fiabilité d'un système dépend de celle des profils de stress, elle dépend également de celle des paramètres des modèles de défaillance. Aujourd'hui, ceux-ci sont encore très difficiles à estimer. L'utilisation de modèles physiques plus précis, mais plus complexes, impliquant de temps de calcul plus importants n'a de sens que si la confiance que l'on peut avoir aux modèles de défaillance et à leurs paramètres est suffisante.

Chapitre 3

Modèles de défaillance et de fiabilité mis en œuvre pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie

3.1 Introduction

Comme le montre la figure 1.5, la méthodologie retenue pour évaluer la fiabilité d'une chaîne polyphasée de conversion d'énergie électromécanique est basée sur un modèle stochastique capable de fournir une fonction de fiabilité $R(t)$. La prise en compte des reconfigurations est régie au sein du processus stochastique par des taux de transition fournis par des modèles de défaillances. Les modèles physiques présentés dans le chapitre 2 permettent d'obtenir les facteurs de stress, qui alimentent les modèles de défaillance en fonction du profil de mission et de l'état du système. Dans ce chapitre 3, les modèles de défaillance des composants et sous-systèmes utilisés pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie sont présentés, dans la limite de la frontière fixée sur la figure 1.3. Dans un premier temps, les notions générales probabilistes de fiabilité sont exposées. La fin du chapitre est consacrée aux modèles de Markov, identifiés pour quantifier la fiabilité d'un système reconfigurable. Notamment, préalablement aux cas d'étude détaillés dans le chapitre 4 et dans un objectif didactique, la section 3.11.2 présente une application à un système polyphasé, dans des conditions et des hypothèses simplifiées.

Dans l'introduction (section 1), la notion de performance est évoquée au travers des modes nominal et dégradés. La fiabilité du système est estimée au travers de sa capacité à assurer sa fonction requise, y compris dans des modes dégradés ou la performance est moindre par rapport à celle du mode sain si le cahier des charges le tolère. La faculté des systèmes polyphasés à être reconfigurés en cas de défaut permet *a priori* d'améliorer leur fiabilité par rapport à un système triphasé. A l'issue d'une reconfiguration, le système se trouve dans un état de défaut considéré comme un état de fonctionnement si la performance du mode dégradé associé est encore conforme au cahier des charges. Cependant, la fiabilité est améliorée au détriment de la performance du système, laissant entrevoir la notion de compromis. En effet, la comparaison de la fiabilité entre des systèmes polyphasés de conversion d'énergie, avec des nombres de phases et/ou des stratégies de reconfiguration différents, peut s'accompagner avantageusement d'une étude couplée de fiabilité-performance. Celle-ci doit être capable de pondérer la fiabilité par la performance afin de détecter si l'apparente meilleure fiabilité d'une solution par rapport à une autre n'est pas obtenue au prix d'une performance trop amoindrie. Cette étude impose

de pouvoir définir et quantifier la performance. En première approche, il pourrait s'agir de la puissance maximale qui peut transiter au travers du système. A titre d'exemple, si le cahier des charges impose un minimum de 50% de la puissance disponible de l'état sain dans un mode dégradé, est-il préférable d'adopter un système dont l'état dégradé conduit à une meilleure fiabilité avec une puissance disponible de 60%, par rapport à une solution moins fiable mais de puissance disponible de 70% ? En effet, la deuxième solution dispose d'une réserve de puissance plus importante. A ce titre, un critère quantitatif d'étude couplée de fiabilité-performance, utilisé dans les cas d'étude du chapitre 4 est suggéré dans la section 3.11.3. Il résulte de la valeur moyenne calculée sur une durée spécifique d'une fonction couplée de « fiabilité-performance » correspondant à une grandeur physique probable, éventuellement normalisée, représentative de la performance du système. Dans le cas d'un profil de mission défini, le critère permet de quantifier la satisfaction à la mission.

3.2 Eléments probabilistes de fiabilité

Les différentes notions probabilistes liées au temps de bon fonctionnement d'un élément sont présentées dans cette section. En effet, celui-ci est une grandeur aléatoire, dépendant à la fois des caractéristiques intrinsèques (géométrie, matériaux, processus de fabrication/intégration) de l'élément et de variables environnementales externes. Un élément désigne indifféremment un composant, un sous-système ou un système.

3.2.1 Taux de défaillance

L'évaluation du taux de défaillance statistique par l'équation (1.1) introduite dans la section 1 conduit à une constante qui n'intègre pas le facteur temps. Or, l'observation au cours du temps de l'évolution de ce taux de défaillance est un indicateur important de l'appréciation de la sûreté de fonctionnement de l'élément. Il peut révéler par exemple un vieillissement prématuré ou un problème de maintenance. L'évolution temporelle du taux de défaillance peut être prise en compte en échantillonnant celui-ci avec un intervalle de temps $\Delta T_i = t_{i+1} - t_i$. Dans ce cas le taux de défaillance $\lambda(t_i)$ en fonction du temps échantillonné t_i s'écrit selon (3.1).

$$\lambda(t_i) = \frac{n_i}{N_i \Delta t_i} \quad (3.1)$$

Dans (3.1), n_i dénombre les éléments subissant une défaillance pendant l'intervalle ΔT_i alors que N_i spécifie le nombre d'éléments survivants à l'instant t_i d'entrée dans l'intervalle i . La figure 3.1 illustre de manière qualitative l'évolution généralement constatée du taux de défaillance $\lambda(i)$ en fonction de l'intervalle i .

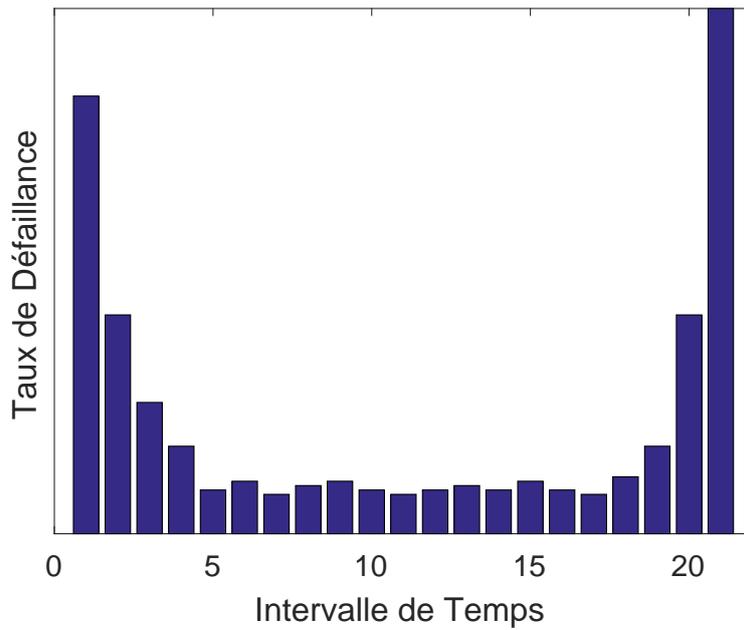


FIGURE 3.1 – Exemple d'évolution du taux de défaillance d'un élément en fonction de l'intervalle de temps

Si le nombre d'éléments N est suffisamment important, le nombre d'intervalles peut être augmenté et leur durée réduite. Dans le cas limite où $N \rightarrow \infty$ et $\Delta t_i \rightarrow 0$, le taux de défaillance discret de la figure 3.1 devient une fonction continue du temps $\lambda(t)$ présentée en figure 3.2.

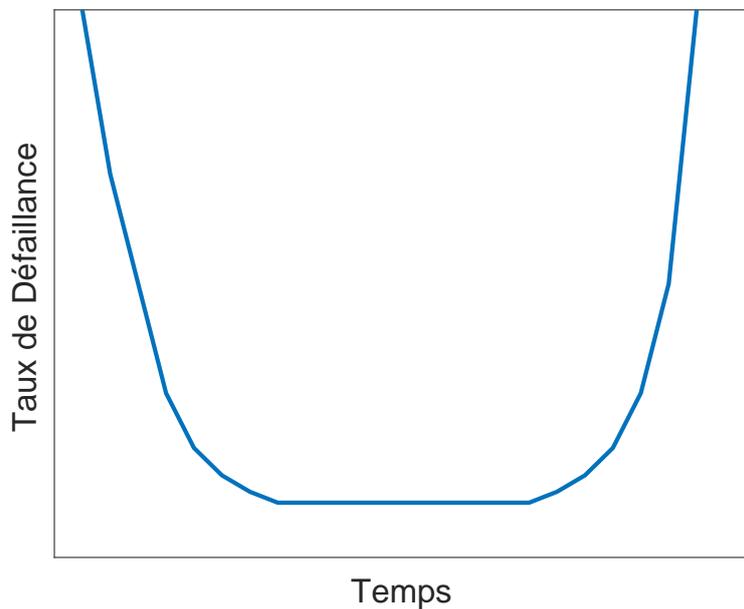


FIGURE 3.2 – Courbe en baignoire de l'évolution du taux de défaillance d'un élément en fonction du temps

La courbe de la figure 3.2 est appelée « courbe en baignoire ». Elle présente 3 périodes différentes de la vie d'un élément. Une première période où le taux de défaillance décroît du fait de la défaillance des éléments comportant des défauts de fabrication non détectés par les contrôles de qualité. C'est la période de jeunesse ou de déverminage. Une dernière période où le taux de défaillance augmente impliquant des phénomènes d'usure et de vieillissement : c'est la période de vieillesse où les éléments qui ont survécu finissent par défaillir. La période intermédiaire est

appelée période de vie utile ou de maturité de l'élément. Elle présente généralement un taux de défaillance relativement constant pour les composants électroniques ou légèrement croissant pour les composants mécaniques dû à l'usure normale [13].

3.2.2 Temps de bon fonctionnement

L'état de fonctionnement d'un élément est décrit par une variable binaire d'état $X(t)$. $X(t) = 1$ quand il peut assurer sa fonction requise (état de fonctionnement) à l'instant t considéré et $X(t) = 0$ quand il n'assure pas cette fonction (état de panne). Du fait du caractère non déterministe de la défaillance, $X(t)$ est une variable aléatoire. Le temps de bon fonctionnement T de l'élément est également une variable aléatoire liée à $X(t)$ telle que $T = \inf\{t \geq 0 : X(t) = 0\}$. La variable aléatoire temps de bon fonctionnement ou temps avant défaillance T est distribuée selon une fonction de répartition $F(t)$ qui est la probabilité (3.2) que $T \leq t$.

$$F(t) = \mathbb{P}(T \leq t) \quad (3.2)$$

Pour caractériser la distribution des temps de bon fonctionnement, la densité de probabilité $f(t)$ est utilisée (3.3).

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{F(t + \Delta t) - F(t)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\mathbb{P}(t < T \leq t + \Delta T)}{\Delta t} \quad (3.3)$$

Ainsi la probabilité de défaillance de l'élément entre les instants t et $t + \Delta t$, quand Δt est suffisamment faible peut être approximée par (3.4).

$$\mathbb{P}(t < T \leq t + \Delta T) \approx f(t)\Delta t \quad (3.4)$$

3.2.3 Fonction de fiabilité

La fonction de fiabilité $R(t)$ de l'élément à l'instant t correspond à la probabilité (3.5) qu'il assure sa fonction requise pendant l'intervalle de temps $[0, t]$.

$$R(t) = \mathbb{P}(X(s) = 1, \forall s \in [0, t]) = \mathbb{P}(T > t) = 1 - \mathbb{P}(T \leq t) = 1 - F(t) \quad (3.5)$$

La fonction de fiabilité $R(t)$ est parfois appelée « fonction de survie » et la fonction de répartition $F(t)$ peut être nommée « défiabilité ».

3.2.4 Fonction de taux de défaillance

La fonction de taux de défaillance $h(t)$ est la limite de la probabilité conditionnelle que l'élément subisse une défaillance dans l'intervalle $[t, t + \Delta t]$, sachant qu'il fonctionnait encore à l'instant t , divisée par la largeur Δt de l'intervalle quand celui-ci tend vers 0 (3.6).

$$h(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\mathbb{P}(t < T \leq t + \Delta T | T > t)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\mathbb{P}(t < T \leq t + \Delta T)}{\mathbb{P}(T > t)\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{F(t + \Delta t) - F(t)}{R(t)\Delta t} = \frac{f(t)}{R(t)} \quad (3.6)$$

Ainsi, la fonction taux de défaillance $h(t)$ permet d'évaluer la probabilité de défaillance de l'élément qui fonctionne encore à l'instant t dans l'intervalle de temps Δt qui suit si celui-ci

est suffisamment faible (3.7). Il traduit la propension de l'élément à la défaillance à l'instant t . Cette fonction peut être nommée en anglais par « *force of mortality* » (FOM) [12]. Plus généralement, hors du cadre de la fiabilité, quand la variable aléatoire ne représente pas un temps de bon fonctionnement, cette fonction $h(t)$ est appelée taux de hasard [21].

$$\mathbb{P}(t < T \leq t + \Delta T | T > t) \approx h(t)\Delta t \quad (3.7)$$

La fonction de taux de défaillance $h(t)$ (3.6) est une limite d'une probabilité conditionnelle par unité de temps, alors que la densité de probabilité $f(t)$ (3.3) est une limite d'une probabilité sans condition par unité de temps. Elles mesurent la probabilité du même événement : la défaillance de l'élément dans un intervalle de temps Δt suffisamment faible qui suit l'instant présent t , mais dans 2 univers différents. Celui de $h(t)$ correspond à l'ensemble des éléments en bon fonctionnement à l'instant t , qui est une partie de celui de $f(t)$ correspondant à l'ensemble des éléments en bon fonctionnement au début de la période d'étude. En conséquence et d'après (3.6), les deux fonctions vérifient $h(t) \geq f(t)$. Une fonction taux de défaillance $h(t)$ élevée ne traduit pas nécessairement un nombre de défaillances important, mais éventuellement une fiabilité faible. La définition statistique (3.1) du taux de défaillance mesure le rapport du nombre de défaillances n_i pendant l'intervalle de temps ΔT_i considéré, sur le nombre d'éléments N_i encore opérationnels au début de l'intervalle, divisé par la durée de celui-ci. Cette définition correspond à l'équation (3.7) et, quand $\Delta t \rightarrow 0$, il n'y a plus de distinction entre les définitions statistique (3.1) et probabiliste (3.7) du taux de défaillance. A nouveau, un taux de défaillance élevé peut se traduire par un nombre important de défaillances n_i pendant l'intervalle ΔT_i ou par un faible nombre N_i de « survivants » entrant dans l'intervalle. De même, la définition probabiliste (3.4) de la densité de probabilité $f(t)$ peut se traduire en termes de statistique par (3.8), avec N_0 étant le nombre initial d'éléments mis en fonctionnement à l'instant $t = 0$.

$$f(t_i) = \frac{n_i}{N_0 \Delta t_i} \quad (3.8)$$

Le taux de défaillance dénombre des événements, en l'occurrence ici des défaillances par unité de temps ou s'y rapportant (distance parcourue, nombre de cycles,...). Une unité fortement répandue dans le domaine de la sûreté de fonctionnement est le FIT (Failure In Time) correspondant à une défaillance par milliard d'heures de fonctionnement :

$$1 \text{ FIT} = 10^{-9} \text{ h}^{-1}$$

La connaissance de la fonction taux de défaillance $h(t)$ est suffisante pour définir complètement la distribution des temps de bon fonctionnement, conformément aux relations (3.9) et (3.10).

$$R(t) = 1 - F(t) = \exp\left(-\int_0^t h(s)ds\right) \quad (3.9)$$

$$f(t) = h(t) \cdot \exp\left(-\int_0^t h(s)ds\right) \quad (3.10)$$

On peut déduire de l'expression (3.9) la fonction taux de défaillance $h(t)$ en fonction de celle de fiabilité $R(t)$ par (3.11)

$$h(t) = -\frac{d \ln R(t)}{dt} \quad (3.11)$$

3.2.5 Distribution des temps de bon fonctionnement

Il existe un grand nombre de distributions disponibles pour les modèles de défaillance [12]. Il peut être cité les deux principales que sont les modèles exponentiel et de Weibull. Le modèle exponentiel possède un seul paramètre λ . Sa densité de probabilité est définie par (3.12).

$$f(t) = \begin{cases} \lambda \exp(-\lambda t) & \text{pour } t \geq 0, \lambda > 0 \\ 0 & \text{pour } t < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

Dans ce cas la fonction de fiabilité s'écrit $R(t) = \exp(-\lambda t)$ et la fonction de taux de défaillance $h(t) = \lambda$. Cette dernière ne dépend pas du temps, elle est constante et égale au paramètre λ de la distribution exponentielle qui est tout simplement appelé taux de défaillance. La distribution exponentielle est « sans mémoire [12] », ce qui traduit le fait que la probabilité conditionnelle de survie $R(s|t)$ à un l'instant t à un intervalle de temps supplémentaire s est identique pour un élément neuf et un élément usagé ($R(s|t) = R(s)$).

Le modèle de Weibull à 2 paramètres est défini par un paramètre d'échelle η et un paramètre de forme β . Sa densité de probabilité est définie par (3.13).

$$f(t) = \begin{cases} \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1} \exp\left(-\left(\frac{t}{\eta}\right)^\beta\right) & \text{pour } t \geq 0, \eta > 0, \beta > 0 \\ 0 & \text{pour } t < 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

La fonction de fiabilité $R(t)$ du modèle de Weibull s'écrit selon (3.14) et sa fonction taux de défaillance $h(t)$ selon (3.15).

$$R(t) = \exp\left(-\left(\frac{t}{\eta}\right)^\beta\right) \quad (3.14)$$

$$h(t) = \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta-1} \quad (3.15)$$

L'intérêt du modèle de Weibull est qu'il peut rendre compte de l'évolution de la fonction taux de défaillance $h(t)$ au travers de son paramètre de forme β . Si celui-ci est supérieur à 1, il traduit un taux de défaillance qui augmente (IFR : *Increasing Failure Rate*) alors que si $\beta < 1$, la fonction taux de défaillance (3.15) décroît en fonction du temps (DFR : *Decreasing Failure Rate*). Le cas limite où $\beta = 1$ implique un taux de défaillance constant. Dans ce cas, le modèle de Weibull est assimilable à un modèle exponentiel de taux de défaillance $\lambda = \frac{1}{\eta}$.

3.2.6 Indicateurs de fiabilité, temps moyen de bon fonctionnement

Un des indicateurs de fiabilité couramment utilisé est la durée de vie L_x à x %, correspondant au temps au bout duquel x % des éléments ont subi une défaillance ou $1-x$ % ont survécu (3.16). Il s'agit d'un fractile de la fonction de distribution $F(t)$ (3.2) des temps de bon fonctionnement. Dans les calculs d'estimation de durée de vie des roulements, c'est la durée de vie L_{10} à 10% qui est usitée dans le secteur industriel.

$$F(L_x) = \frac{x}{100}; R(L_x) = 1 - \frac{x}{100} \quad (3.16)$$

Un autre indicateur de fiabilité largement répandu est le temps moyen de bon fonctionnement

MTTF (pour *Mean Time To Failure* en anglais). Il correspond à l'espérance de la variable aléatoire du temps de bon fonctionnement T (3.17).

$$\text{MTTF} = \mathbb{E}(T) = \int_0^{\infty} t.f(t)dt = \int_0^{\infty} \mathbb{P}(T > t)dt = \int_0^{\infty} R(t)dt \quad (3.17)$$

Il faut remarquer que le modèle exponentiel permet une expression simple de son temps moyen de bon fonctionnement car $\text{MTTF} = \frac{1}{\lambda}$. Cependant, le MTTF suppose une étude sur une durée de vie infinie. Or, celle d'un projet industriel est nécessairement finie, même si elle peut se compter en dizaines d'années (centrale nucléaire, navire, avion, système d'extraction d'énergie marine renouvelable). De plus, des opérations de maintenance préventive peuvent consister à remplacer un élément en bon état de fonctionnement à des intervalles de temps réguliers pour prévenir sa défaillance potentielle. Dans ces cas où une durée caractéristique de fonctionnement du système est considérée, il peut être intéressant d'intégrer sur un temps fini θ la fonction de fiabilité $R(t)$ de l'équation (3.17) pour calculer un indicateur MTTF_θ (3.18).

$$\text{MTTF}_\theta = \int_0^\theta R(t)dt \quad (3.18)$$

Dans le cas d'une maintenance préventive systématique, le temps moyen de bon fonctionnement de l'équation (3.18) est appelé en anglais « *Mean Time Between Renewals* » (MTBR) où θ représente l'intervalle de temps entre deux maintenances systématiques.

Les éléments introduits dans cette section montrent que lorsque la fiabilité d'un système doit être quantifiée, la question de l'indicateur à utiliser se pose. Si la durée caractéristique de fonctionnement d'un système est θ , sa fiabilité peut être mesurée au travers de son MTTF_θ , de sa fonction de fiabilité $R(\theta)$ à $t = \theta$, voire de son MTTF.

L'exemple disponible sur la figure 3.3 illustre ces propos. Il représente la fonction de fiabilité $R(t)$ d'un modèle exponentiel et d'un modèle de weibull de paramètre de forme $\beta = 1,5$, en fonction du temps adimensionné par rapport au paramètre d'échelle η du modèle de Weibull. Le taux de défaillance λ du modèle exponentiel a été choisi afin d'obtenir le même $\text{MTTF} = 0,9$ que celui du modèle de Weibull. Cependant, si la fonction de fiabilité $R(t)$ est considérée, le modèle de Weibull présente une meilleure fiabilité que celui exponentiel pour $0 < t < 1,23$ alors que ce n'est plus le cas pour $t > 1,23$. La fonction de fiabilité $R(\theta)$ donne les mêmes conclusions que son intégrale MTTF_θ entre 0 et $\theta < 1,23$, à savoir une meilleure fiabilité du modèle de Weibull. Ce n'est plus le cas au-delà de $\theta = 1,23$. Par exemple, pour $\theta = 2$, $R(2) = 0,11$ pour le modèle exponentiel alors que $R(2) = 0,06$ pour la distribution de Weibull. Pourtant $\text{MTTF}_2 = 0,8$ pour le modèle exponentiel alors que $\text{MTTF}_2 = 0,88$ pour le modèle de Weibull. Ceci indique que le choix du critère de comparaison de la fiabilité de différents systèmes est déterminant.

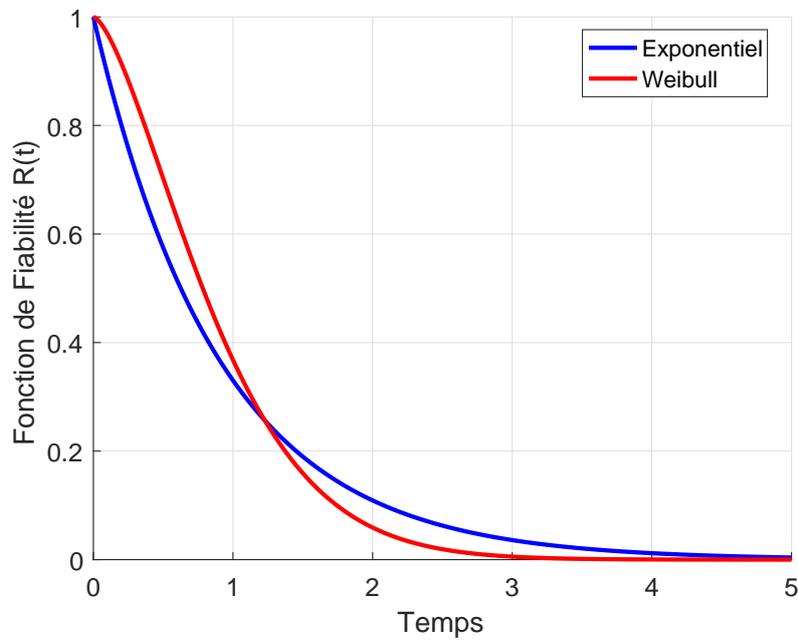


FIGURE 3.3 – Fonction de fiabilité pour 2 modèles de défaillance ayant le même MTTF ($\approx 0,9$), un modèle exponentiel en rouge et un modèle de Weibull en bleu

De même, l'observation de l'évolution du taux de défaillance peut encore conduire à d'autres conclusions. La figure 3.4 montre celle du modèle de Weibull par rapport à la valeur constante du modèle exponentiel. Au-delà de $t \approx 0,5$, le taux de défaillance du modèle de Weibull devient supérieur à celui du modèle exponentiel bien que sa fonction de fiabilité $R(t)$ reste au-dessus de celle du modèle exponentiel jusqu'à $t \approx 1,23$.

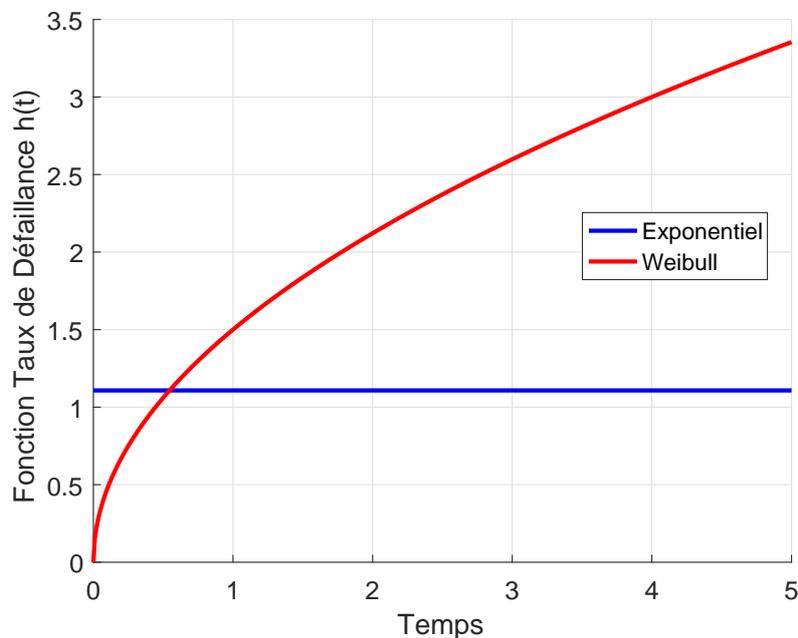


FIGURE 3.4 – Taux de défaillance pour le modèle exponentiel en bleu et pour le modèle de Weibull en rouge avec un paramètre de forme $\beta = 1,5$

Ainsi, le critère de $MTTF_\theta$ défini par l'équation (3.18) présente un bon compromis pour un indicateur de fiabilité. Il est représentatif de la fiabilité sur une durée caractéristique de fonctionnement du système. Il permet de discriminer 2 systèmes dont les fonctions de fiabilité

$R(t)$ présentent une ou plusieurs intersections au cours de cette durée caractéristique. C'est cet indicateur qui est privilégié dans les applications du chapitre 4 et dans les études de sensibilité du chapitre 5.

3.3 Mécanismes et modes de défaillance des semi-conducteurs

Selon les statistiques issues de retour d'expérience de terrain présentées dans [59], [60] et [39], les facteurs de stress susceptibles de provoquer la défaillance d'un semi-conducteur de puissance sont : la température (régimes permanent et cyclique) pour environ 50% des défaillances ; les chocs et les vibrations pour approximativement 20% des défaillances et l'humidité pour également environ 20%. Les mécanismes de défaillance d'un module semi-conducteur de puissance sont extrêmement variés. Au niveau de la puce de silicium, le phénomène de reconstruction de la métallisation est souvent citée [61] [62] [63] [64]. Sous l'effet de contraintes thermomécaniques, la métallisation en aluminium destinée à réduire les contraintes sur la céramique du substrat, subit une modification structurelle qui fragilise les connexions. Pour les MOSFET, il est également cité [60] [61] [38] la dégradation de l'oxyde. Celle-ci se traduit par un courant de fuite qui traverse l'oxyde de grille pouvant provoquer un court-circuit. En anglais, il s'agit du phénomène de « *time dependent dielectric breakdown (TDDB)* ».

Cependant, un grand nombre de mécanismes de défaillance se situe au niveau de l'assemblage. Ainsi le substrat en céramique subit des contraintes thermomécaniques pouvant conduire à la séparation de ses métallisations par propagation d'une fissure [61] [62]. Au niveau des connexions électriques, les soudures et les fils de liaisons sont également le siège de propagation de fissuration conduisant potentiellement à la défaillance du module de puissance. La figure 3.5 montre en rouge les connexions électriques susceptibles de présenter ce type de défaillance.

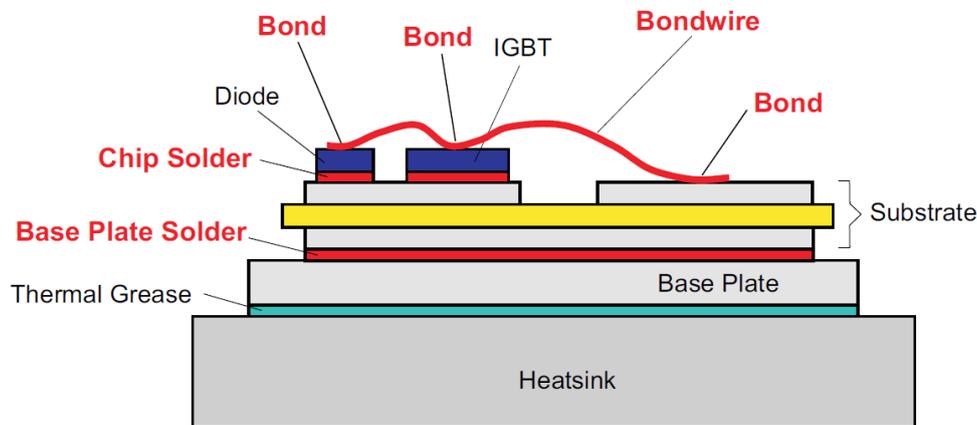


FIGURE 3.5 – Structure d'un module de puissance à IGBT avec en rouge les parties susceptibles de subir une défaillance par contraintes thermomécaniques - figure extraite de [46]

Un module de puissance présente une structure stratifiée qui peut être observée sur la figure 3.5. Cette architecture multicouche est soumise à un fort gradient de température dû aux pertes de puissance localisées au niveau des puces de silicium (IGBT et diode sur la figure 3.5). Les températures des jonctions peuvent être de l'ordre de 150°C pour une température du dissipateur de quelques dizaines de degrés. La nature différente des matériaux, avec des coefficients de dilatation thermique variés, couplée à ce gradient de température provoque des contraintes thermomécaniques importantes au niveau des matériaux. Celles-ci sont susceptibles d'engendrer des défauts et des défaillances. Ainsi, les contraintes thermomécaniques

sont souvent citées comme causes majeures de défaillance des modules d'électronique de puissance [59] [61] [62] [65] [64]. De plus, le profil de mission peut imposer des aspects cycliques dans la dissipation de puissance des semi-conducteurs et en conséquence, dans leur profil de température de jonction. Il en résulte un phénomène de fatigue mécanique supplémentaire au niveau des matériaux constitutifs du module pour les raisons évoquées précédemment (fort gradient de température et différents coefficients de dilatation thermique).

Selon le mécanisme de défaillance considéré, le mode de défaillance peut être :

- une défaillance en circuit ouvert d'une diode ;
- une défaillance en court-circuit d'une diode ;
- une défaillance en circuit ouvert d'un transistor ;
- une défaillance en court-circuit d'un transistor.

Une synthèse établissant le lien entre les mécanismes et les modes de défaillance d'un module IGBT est disponible dans [17]. Il est évident que les conséquences ne sont pas les mêmes sur l'onduleur selon le mode de défaillance envisagé. Ces conséquences sont également présentées dans [17]. Ainsi, celles d'une défaillance d'un transistor en état « basse impédance » sont plus critiques que dans le cas « haute impédance » dans un onduleur triphasé. Dans le cas de l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents, l'état « haute impédance » d'un transistor d'un bras d'onduleur prive la phase correspondante d'une alternance de courant. Il en résulte une distorsion des courants et une forte fluctuation de puissance de la machine. L'état « basse impédance » d'un transistor d'un bras provoque un court-circuit du bus continu lors de la commande du transistor encore sain. La puce de ce dernier est rapidement amenée à la fusion rendant le court-circuit du bus continu permanent avec tous les risques que cela comporte.

3.4 Modèles de défaillance des semi-conducteurs

Comme il est mentionné dans la section 3.3, la température est le principal facteur de stress et de cause de défaillance des semi-conducteurs. C'est également celui qui est le plus facilement accessible par la simulation sur un profil de mission à l'aide des modèles physiques proposés dans la section 2.2. Dans le cadre de la fiabilité prévisionnelle, l'évaluation des profils vibratoires et d'humidité sont bien plus difficiles à évaluer sur un profil de mission. En conséquence et bien qu'il existe des modèles de défaillance pour les aspects vibratoires et pour l'humidité [66], ce sont ceux relatifs à la température qui sont uniquement considérés ici.

Établir un modèle de défaillance d'un composant n'est pas une tâche aisée. L'évaluation *a posteriori* de la performance de fiabilité d'un composant basée sur le traitement statistique de données de terrain nécessite des volumes importants, un long retour d'expérience et en conséquence un coût prohibitif. Dans un secteur extrêmement concurrentiel, avec des faibles volumes de production, des contraintes de coût, de masse, de volume, de densité de puissance, l'électronique de puissance moderne ne peut pas se satisfaire de telles méthodes. Aujourd'hui, la fiabilité d'un composant doit pouvoir être évaluée au stade de la conception du système. En effet, le manque de fiabilité d'un sous-système peut fortement impacter la viabilité économique d'un projet, notamment dans le secteur de l'énergie, à forts capitaux, où la sûreté de fonctionnement peut devenir un élément contractuel.

L'estimation de la fiabilité à l'étape de la conception permet de définir les méthodes à mettre en œuvre pour améliorer la disponibilité d'une installation (utilisation de composants plus fiables, redondances, surdimensionnement, politique de maintenance). Cette nouvelle approche est basée sur la physique de la défaillance des composants. Cette discipline s'articule autour d'outils

de simulation mutliphysique, de tests accélérés, d'analyse statistique et d'analyse des profils de mission [62] [64] [67]. Ainsi, le souci de mieux comprendre et modéliser les phénomènes de défaillance des composants d'électronique de puissance concerne aussi bien le monde académique que les milieux industriels. Des travaux de recherche sont menés conjointement par ces acteurs comme à *CORPE* (Center Of Reliable Power Electronics) [68] plutôt orienté sur les énergies renouvelables ou à l'institut *VEDECOM* [69] focalisé sur le transport automobile. Un des projets de recherche de *VEDECOM* associés au domaine de l'électrification des véhicules concerne la fiabilité des moteurs électriques et de l'électronique de puissance [70].

D'une manière générale, le taux de défaillance λ d'un composant soumis à un stress s résulte de la multiplication d'un taux de défaillance de référence $\lambda_{ref,s}$ par un facteur d'accélération π_s dû au stress s selon l'équation (3.19). C'est le cas dans la norme internationale IEC 61709 destinée aux prévisions de fiabilité. Elle présente les méthodes permettant d'établir les taux de défaillance de référence de composants électriques et de les extrapoler pour d'autres conditions d'utilisation.

$$\lambda = \lambda_{ref,s} \cdot \pi_s \quad (3.19)$$

Or, les facteurs de stress évoluent au cours du profil de mission. Dans la méthode *FIDES* [66], ce dernier est pris en compte au travers de P phases clairement identifiées au cours du temps de mission $t_{mission}$. Pour chaque phase p de la mission, un taux de défaillance du composant est déterminé pour chaque facteur de stress s selon une relation de la forme de (3.19). En supposant les facteurs de stress indépendants, le taux de défaillance λ_p pendant une phase p est calculé par la somme des taux de défaillance inhérents à chaque stress s sur l'ensemble S des facteurs de stress pris en compte (3.20). Le taux de défaillance du composant $\lambda_{mission}$, associé à la mission de durée $t_{mission}$ s'exprime alors par une moyenne des taux de défaillance de chaque phase p , pondérés par leur durée t_p . L'expression du taux de défaillance $\lambda_{mission}$ est de la forme (3.21).

$$\lambda_p = \sum_{s=1}^{s=S} \lambda_{ref,s} \cdot \pi_s \quad (3.20)$$

$$\lambda_{mission} = \sum_{p=1}^{p=P} \frac{t_p}{t_{mission}} \lambda_p \quad (3.21)$$

L'équation (3.21) ne prend en compte que la contribution physique de la défaillance. En réalité, la méthode *FIDES* intègre également des facteurs de fabrication et d'intégration ainsi que ceux induits par le domaine d'application.

Ainsi, la contribution physique du taux de défaillance d'un composant semi-conducteur λ_{SC} en n'intégrant que les aspects thermiques s'exprime selon la méthode *FIDES* par (3.22).

$$\lambda_{SC} = \sum_{p=1}^{p=P} \frac{t_p}{t_{mission}} (\lambda_{0Th} \times \pi_{Thermique} + \lambda_{0Cy} \times \pi_{Cyclage}) \quad (3.22)$$

Dans le taux de défaillance λ_{SC} du semi-conducteur (3.22), λ_{0Th} représente le taux de défaillance de base relatif à la puce du semi-conducteur et λ_{0Cy} celui relatif à l'assemblage. $\pi_{Thermique}$ et $\pi_{Cyclage}$ sont les facteurs d'accélération associés respectivement à la température de la puce

selon l'équation (3.23) et aux cycles thermiques de l'assemblage selon l'équation (3.24).

$$\pi_{Thermique} = \exp \left(11604 \times 0,7 \times \left[\frac{1}{293} - \frac{1}{T_{j,p}} \right] \right) \quad (3.23)$$

$$\pi_{Cyclage} = \left(\frac{12 \times N_c}{t_p} \right) \left(\frac{\Delta T_j}{20} \right)^4 \exp \left(11604 \times 0,122 \times \left[\frac{1}{313} - \frac{1}{T_{j,max,p}} \right] \right) \quad (3.24)$$

De plus, l'équation (3.23) intègre, uniquement pour les diodes de signal, une composante électrique basée sur le rapport de la tension inverse appliquée sur la tension inverse nominale [66, page 124]. Selon la méthode *FIDES* [66, page 123], le taux de défaillance de base associé à la puce λ_{0Th} vaut 0,3021 FIT pour un IGBT ; 1,4980 FIT pour une diode de protection de plus de 3 kW et 0,1574 FIT pour une diode de redressement de plus de 3 A. Le facteur d'accélération $\pi_{Thermique}$ (3.23) constitue une loi d'Arrhenius. 11604 est l'inverse de la constante de Boltzmann $k_B = 8,617 \cdot 10^{-5}$ eV.K⁻¹. 0,7 est l'énergie d'activation du processus de défaillance en eV. $T_{j,p}$ est la température de jonction du semi-conducteur associée à la phase p . Le facteur d'accélération (3.24) constitue un modèle de Coffin-Manson d'énergie d'activation 0,122 eV. $T_{j,max,p}$ est la température maximale de jonction au cours du cycle associée à la phase p , de durée t_p , comportant N_c cycles identiques et d'amplitude de température ΔT_j . Le taux de défaillance de base associé à l'assemblage λ_{0Cy} dépend du type de boîtier [66, page 122]. Il reste à noter que la méthode *FIDES* [66, page 123] préconise de multiplier le taux de défaillance de base associé à la puce λ_{0Th} par \sqrt{n} quand n composants sont intégrés dans un même module.

La méthode *FIDES* nécessite de connaître parfaitement le profil de mission. Cela suppose que ses phases soient bien identifiables y compris celles de non fonctionnement, ce qui peut être le cas d'un entraînement à vitesse variable d'un système de propulsion navale ou d'un système industriel. Dans d'autres cas ou le profil de mission est moins maîtrisé, tels que des systèmes d'extraction d'énergie ou des compensateurs statiques, la littérature fait référence à nouveau au modèle de Coffin-Manson mais qui peut prendre différentes formes selon les publications [46] [60] [62] [65] [64] [39] [71] [72] [73]. En effet, le niveau de détail n'est pas le même selon les phénomènes pris en compte. Notamment, le phénomène de fluage au niveau des matériaux introduit un aspect temporel dans le modèle [46] [39]. De plus, les modèles sont différents selon la localisation du phénomène de fatigue (soudure ou fil de liaison) [72] [73]. Ce qu'il faut avoir à l'esprit, c'est que l'utilisation d'un modèle de plus en plus précis nécessite un nombre de paramètres de plus en plus grand. Ces paramètres sont obtenus par ajustement à des résultats expérimentaux résultant de tests accélérés de durée de vie. En toute rigueur, les résultats obtenus ne sont applicables que pour le module de puissance étudié et ne sont pas transposables à d'autres modules.

En conséquence, il est retenu dans les travaux présentés un modèle de Coffin-Manson basé uniquement sur la température moyenne de jonction $T_{j,m}$ et sur son amplitude $\Delta T_j = T_{j,max} - T_{j,min}$ lors d'un cycle donnée. Ces deux variables définissent alors un type de cycle [71] et le nombre de cycles de ce type avant défaillance du semi-conducteur est défini par (3.25).

$$N_f(T_{j,m}, \Delta T_j) = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot \exp \left(\frac{E_a}{k_B \cdot T_{j,m}} \right) \quad (3.25)$$

E_a représente dans (3.25) l'énergie d'activation du processus de défaillance et k_B la constante de Boltzmann. A et α sont les paramètres d'ajustement. Ce sont les valeurs issues de [46] qui

sont retenues dans les travaux exposés : $A = 3,025.10^5$; $\alpha = -5,039$ et $E_a = 0,62$ eV.

D'autre part, il est peu probable que le profil de mission induise un seul type de cycle de température. Dans ce cas, c'est la règle de Miner également nommée règle d'accumulation linéaire des dommages de fatigue qui est utilisée [67] [71] [72] [73]. Le principe en est le suivant : au cours d'un profil de mission de temps t_m , il est dénombré Cy types de cycle différents. Chaque type de cycle est identifié par sa température de jonction moyenne $T_{j,m,c}$ et son amplitude $\Delta T_{j,c}$. Pour chaque type, un nombre de cycles avant défaillance $N_{f,c}(T_{j,m,c}, \Delta T_{j,c})$ est évalué à l'aide de (3.25). Le nombre de cycle $N_c(T_{j,m,c}, \Delta T_{j,c})$ de chaque type de cycle c au cours de la mission apporte sa contribution à la dégradation au travers du dommage consommé D_c (3.26).

$$D_c = \frac{N_c(T_{j,m,c}, \Delta T_{j,c})}{N_{f,c}(T_{j,m,c}, \Delta T_{j,c})} \quad (3.26)$$

Enfin, la fonction de dommage cumulée Q s'écrit selon l'équation (3.27).

$$Q = \sum_{c=1}^{c=Cy} D_c = \sum_{c=1}^{c=Cy} \frac{N_c(T_{j,m,c}, \Delta T_{j,c})}{N_{f,c}(T_{j,m,c}, \Delta T_{j,c})} \quad (3.27)$$

La fin de vie est atteinte lorsque $Q = 1$, c'est-à-dire quand la somme des dommages consommés vaut 100%. Ainsi, le rapport $1/Q$ exprime le temps de vie en nombre de profils de mission. La défaillance n'est pas un phénomène déterministe mais aléatoire, si le nombre de cycles avant défaillance du semi-conducteur de l'équation (3.25) est une valeur moyenne, alors il est associé au semi-conducteur un MTTF vérifiant (3.28).

$$\text{MTTF} = \frac{t_{mission}}{Q} \quad (3.28)$$

En supposant un modèle de défaillance exponentiel, le taux de défaillance du semi-conducteur est évalué par (3.29).

$$\lambda_{SC} = \frac{1}{\text{MTTF}} \quad (3.29)$$

Il reste à identifier les différents types de cycle de température et à en comptabiliser leur nombre. Cette tâche est assurée par un algorithme de rainflow [62] [64] [67] [71] [72] [73]. Celui-ci permet d'identifier et compter les cycles, voire les demi-cycles dans une séquence temporelle.

Les cycles de température de jonction des semi-conducteurs sont imposés par des phénomènes avec des constantes de temps très variées [67]. L'échelle de temps est de l'ordre de la milliseconde lorsque la dynamique des grandeurs électriques et de la commutation est considérée. Elle est de l'ordre de la seconde et de la minute lorsque le contrôle/commande et les grandeurs mécaniques sont prises en compte et de l'ordre de l'heure voire du jour ou plus pour les phénomènes dûs à l'environnement. Ainsi, si le convertisseur statique d'une éolienne est considéré, des phénomènes lents apparaissent du fait de l'évolution du vent moyen sur un temps long. La figure 3.6 représente l'évolution de la vitesse moyenne du vent enregistrée sur l'île d'Ouessant pendant environ une année.

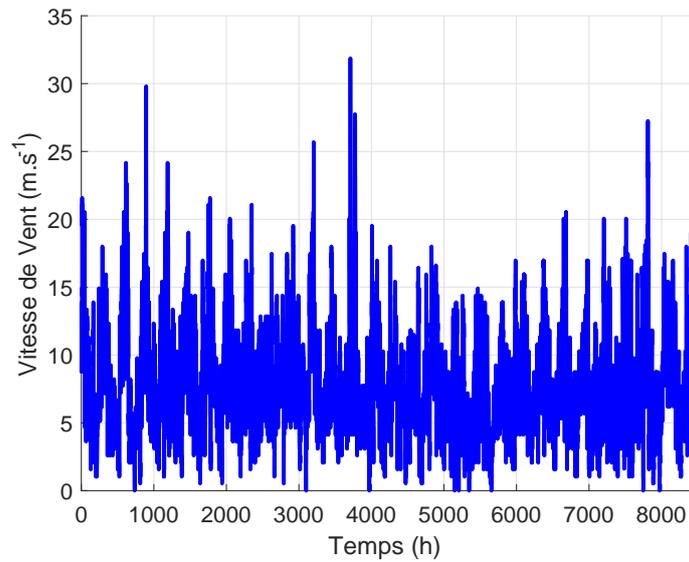


FIGURE 3.6 – Vitesse moyenne du vent enregistrée sur l’île d’Ouessant pendant une année avec une période d’échantillonnage d’une heure

Cependant, la turbulence génère des phénomènes plus rapides. Ainsi, la figure 3.7 représente un vent turbulent obtenu par simulation avec un pas d’une seconde durant une heure. Il est obtenu en fixant le vent moyen à 13 m.s^{-1} et par l’utilisation d’un spectre de Von Karman et la norme internationale IEC 61400-1 [74].

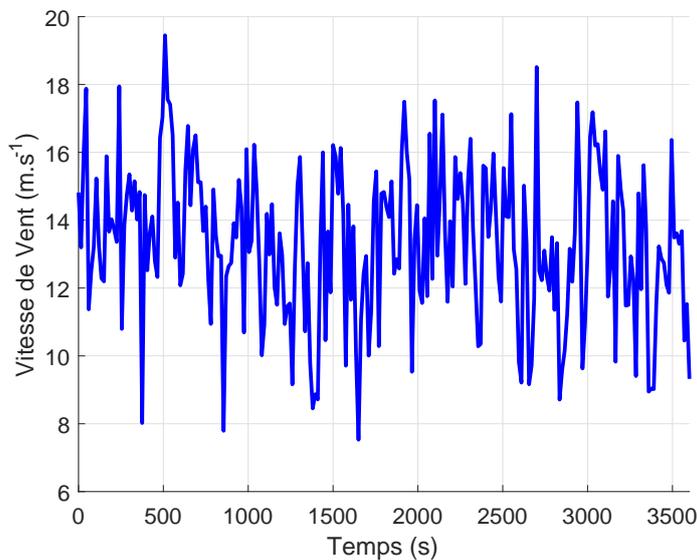


FIGURE 3.7 – Vitesse du vent turbulent sur une heure obtenue par simulation avec une vitesse moyenne de 13 m.s^{-1}

En utilisant les caractéristiques de la turbine, de la machine synchrone et la stratégie de contrôle MPPT associée issues de [57] et dont les valeurs principales sont rappelées dans la table 3.1, la température de jonction d’un IGBT du convertisseur back-to-back situé sur un bras d’onduleur du côté machine est représentée sur la figure 3.8 lorsque l’éolienne est soumise au vent de la figure 3.6. Cette température est obtenue à l’aide des modèles physiques de la section 2.2.

Turbine	
puissance nominale	750 kW
vitesse nominale de vent	13 m.s ⁻¹
vitesse nominale de rotation	21,7 tr.min ⁻¹
vitesse de vent de démarrage	4 m.s ⁻¹
vitesse de vent maximale	25 m.s ⁻¹
Machine	
puissance nominale	750 kW
tension nominale phase-phase	690 V
courant nominal par phase	900 A
fréquence nominale	120 Hz

TABLE 3.1 – Principales caractéristiques de l'éolienne de la publication [57]

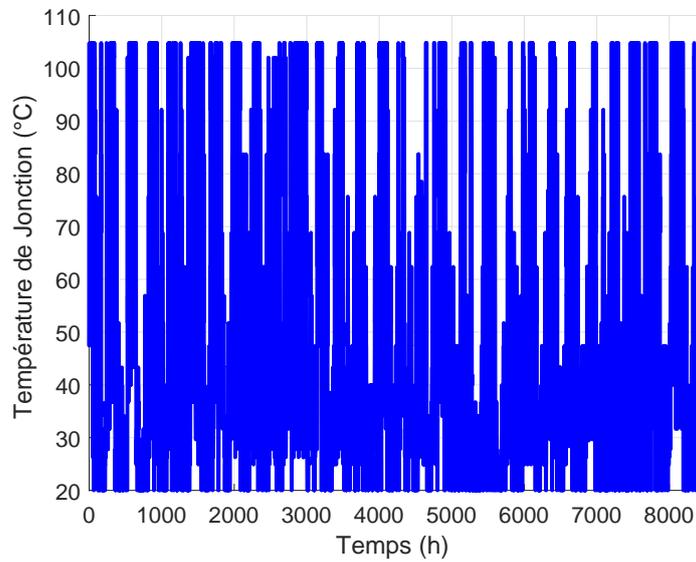


FIGURE 3.8 – Température de jonction d'un IGBT du convertisseur d'une éolienne soumise au vent moyen de la figure 3.6 - évolution sur approximativement un an

Un algorithme de rainflow est appliqué à la séquence temporelle de la figure 3.8. C'est l'implémentation sous *MATLAB* de A. Nielsony [75] qui est utilisée. Le résultat de cet algorithme est présenté sur la figure 3.9.

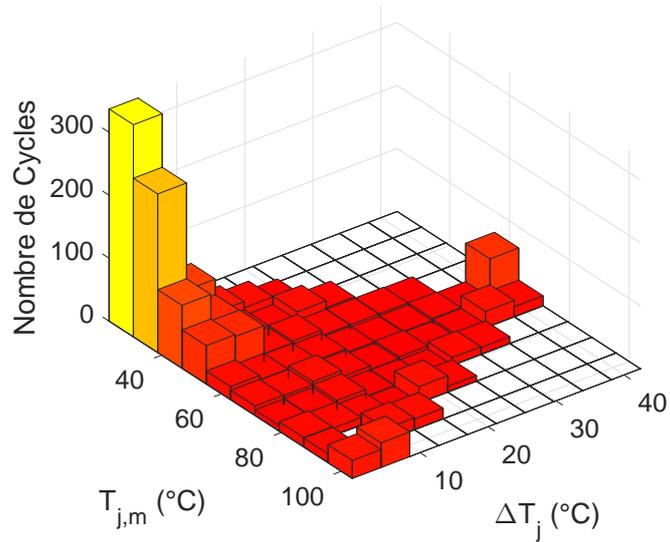


FIGURE 3.9 – Nombre de cycles de température de jonction en fonction de sa valeur moyenne $T_{j,m}$ et de son amplitude ΔT_j relatif à la représentation temporelle de la figure 3.8 - Résultats sur approximativement un an

La figure 3.9 montre le nombre de cycles trouvé en fonction de la température moyenne de jonction $T_{j,m}$ et de son amplitude ΔT_j , chacune regroupée en dix classes. Elle indique que la majorité des cycles de température sont plutôt à faibles valeur moyenne et amplitude. En revanche, en appliquant l'algorithme de rainflow à l'évolution de la température de jonction due à la turbulence de la figure 3.10, la figure 3.11 montre que les cycles ont des valeurs moyennes et des amplitudes plus importantes que ceux dûs au vent moyen. Il faut rappeler que le nombre de cycles de la figure 3.11 correspond à une seule heure d'exploitation du vent.

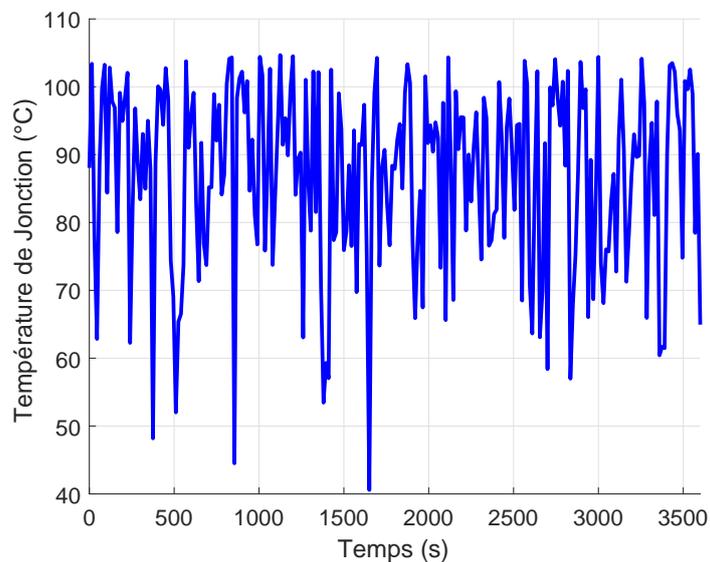


FIGURE 3.10 – Température de jonction d'un IGBT du convertisseur d'une éolienne soumise au vent turbulent de la figure 3.7 - simulation sur une heure

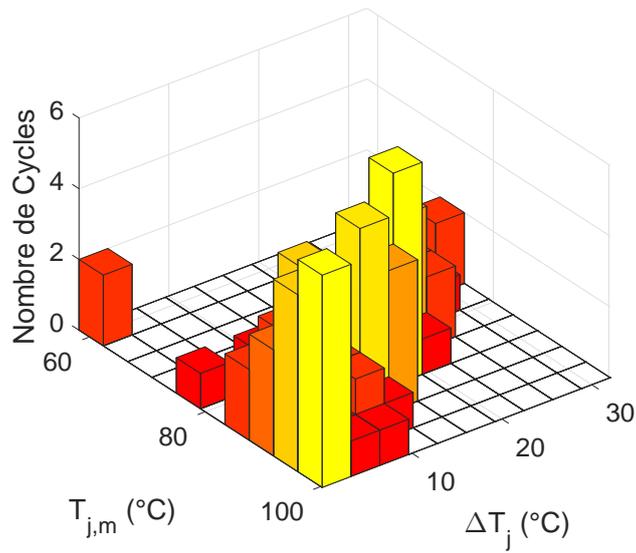


FIGURE 3.11 – Nombre de cycles de température de jonction en fonction de sa valeur moyenne $T_{j,m}$ et de son amplitude ΔT_j relatif à la représentation temporelle de la figure 3.10 - simulation sur une heure

La loi de Coffin-Manson (3.25) appliquée aux valeurs centrales des classes des figures 3.9 et 3.11 fournit le nombre de cycles avant défaillance des figures 3.12 et 3.13.

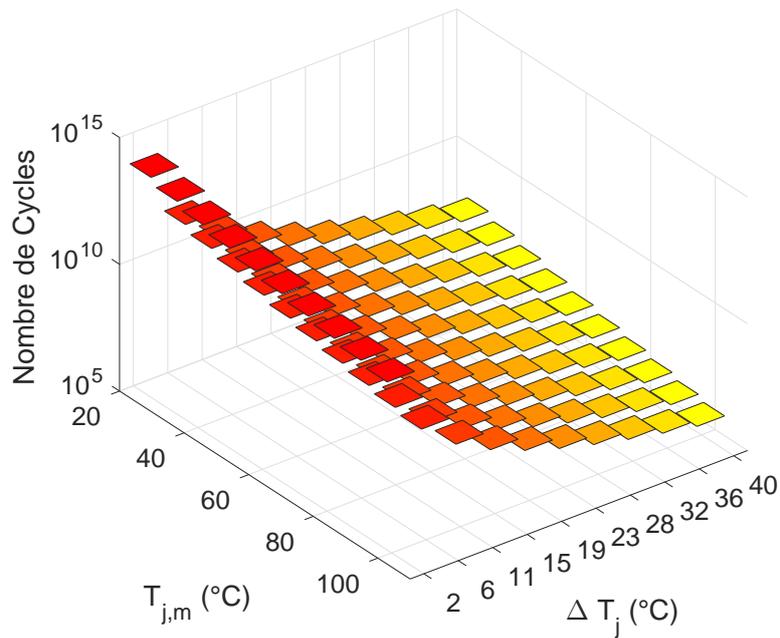


FIGURE 3.12 – Nombre de cycles avant défaillance associé aux classes de température de jonction moyenne et de ses amplitudes de la figure 3.9 relative au vent moyen

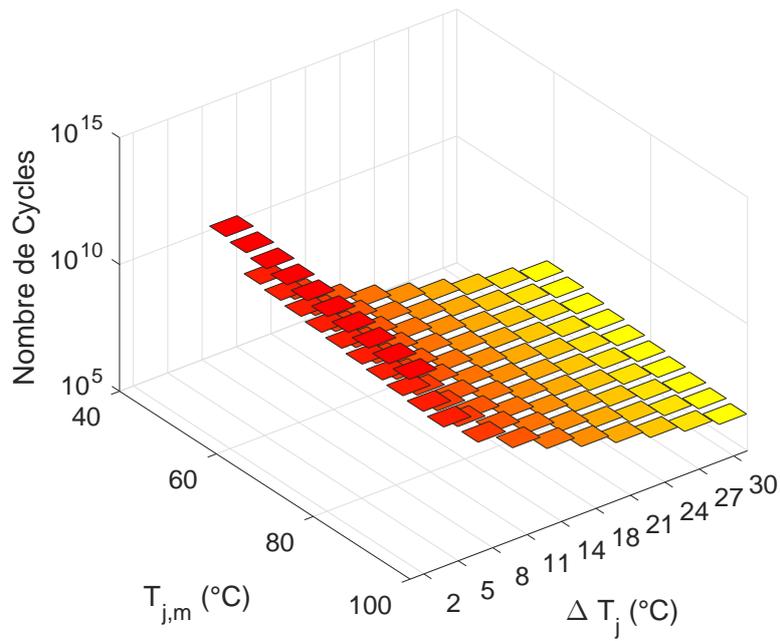


FIGURE 3.13 – Nombre de cycles avant défaillance associé aux classes de température de jonction moyenne et de ses amplitudes de la figure 3.11 relative au vent turbulent

Le dommage consommé résultant de l'équation (3.26) appliquée sur les cycles de températures des figures 3.9 et 3.11 conduit aux figures 3.14 et 3.15.

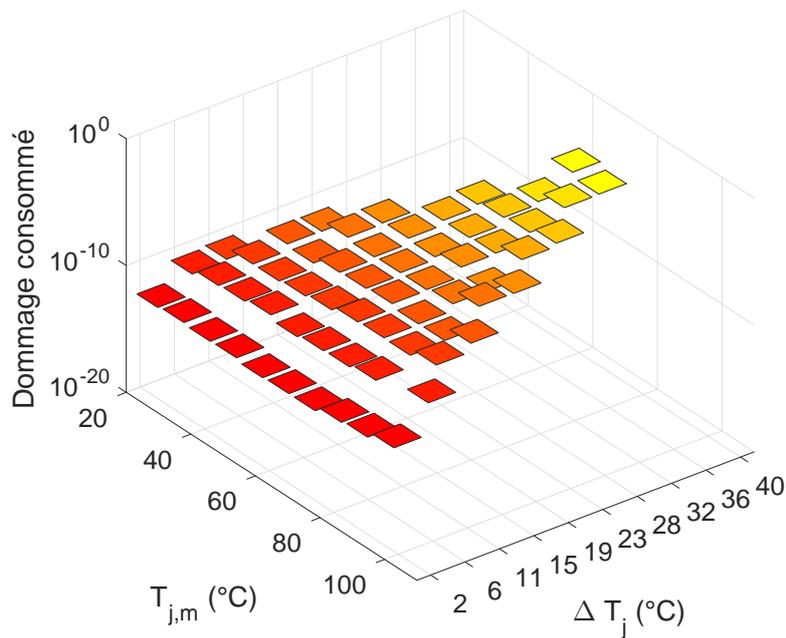


FIGURE 3.14 – Dommage consommé sur un an par les cycles de température de jonction de la figure 3.9 relative au vent moyen

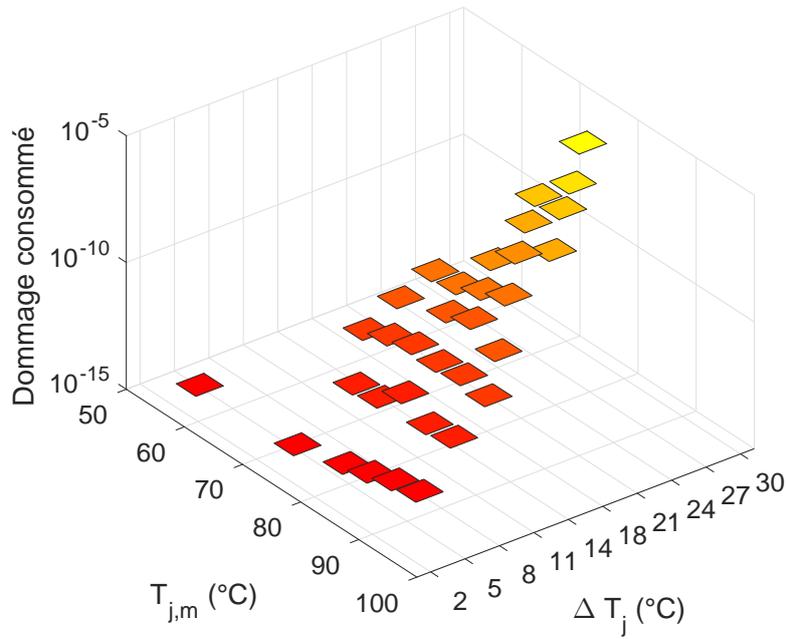


FIGURE 3.15 – Dommage consommé sur une heure par les cycles de température de jonction de la figure 3.11 relative au vent turbulent

Ainsi la fonction de dommage cumulé (3.27) relative à la figure 3.14 est $Q \approx 2,5 \times 10^{-5}$ alors que celle relative à la figure 3.15 est $Q \approx 7 \times 10^{-7}$. Une heure de variation de température de la figure 3.10 due au vent turbulent « consomme » environ autant de dommage que 1/36ème d’une année de variation de température de la figure 3.8 due au vent moyen sans turbulence.

Les relations (3.25) à (3.27) indiquent que la maîtrise de la température de jonction des semi-conducteurs est un levier important pour augmenter la fiabilité d’un convertisseur statique. Au-delà d’un système de refroidissement performant, le contrôle des pertes de puissance au sein des puces de silicium, responsables de l’élévation de température dans tout l’assemblage peut permettre d’améliorer la fiabilité du module de puissance. Il s’agit du contrôle thermique actif [76]. Ce dernier peut s’effectuer au travers de stratégies de modulation pour diminuer les pertes par commutation ou par conduction ou par des systèmes de stockage d’énergie permettant un lissage des excursions en température. Le contrôle de la puissance réactive permet également de réduire les amplitudes de température de jonction ΔT_j [76]. En effet, la diminution de la puissance active demandée (ou fournie) à un convertisseur avec conservation de la puissance réactive se traduit par une diminution de la valeur efficace du courant et des pertes dans les modules de puissance, et donc des températures de jonction. Pendant cette phase, le courant efficace diminue moins si la puissance réactive est augmentée pour conserver un certain niveau de puissance apparente. Le maintien des pertes dans les semi-conducteurs réduit la chute de leur température de jonction au cours de cette phase. Le rendement du convertisseur γ est ainsi provisoirement dégradé, uniquement dans un objectif de fiabilité des composants, en les préservant de cycles thermiques d’amplitude trop importante.

3.5 Mécanismes et modes de défaillance des condensateurs

Comme pour les semi-conducteurs, les mécanismes de défaillance des condensateurs sont extrêmement variés. [33] présente ces mécanismes ainsi que les facteurs de stress et les modes de défaillance associés pour les différentes technologies de condensateur. C’est au niveau du diélectrique que se manifestent majoritairement les mécanismes de dégradation et de défaillance qui sont de natures physique et chimique [42]. Les principaux facteurs de stress sont la tension et

ses variations, l'humidité, le courant d'ondulation et la température ambiante. Concernant les 2 dernières grandeurs physiques, conformément aux équations (2.22) et (2.28) de la section 2.4, leur impact se situe au niveau de la température du cœur du condensateur. Le courant d'ondulation influence le niveau de pertes dans le condensateur alors que la température ambiante modifie le transfert thermique et l'évacuation de la chaleur produite par ces pertes. Les modes de défaillance se manifestent soit par un circuit ouvert ou un court-circuit (défaillances catalectiques) ou par une dégradation des paramètres électriques [33] [77] (résistance série équivalente ESR, capacité, courant de fuite,...) au delà d'un certain seuil. Selon [42], les condensateurs électrolytiques ont une tendance à la défaillance catalectique alors que la défaillance des condensateurs à film polypropylène est souvent due à des phénomènes de dégradation. Ainsi [33] et [67] présentent les résultats expérimentaux d'un test accéléré sous une température de 85°C et une humidité relative de 85% pendant 2000 heures d'un échantillon de 10 condensateurs à film polypropylène métallisé 1100 V / 40 μ F. Le critère de fin de vie est atteint lorsque la capacité diminue à 95% de sa valeur initiale. Puis des tests sont conduits sous humidité variable à 85°C, montrant une diminution de la durée de vie à 10% L_{10} lorsque l'humidité relative augmente.

3.6 Modèles de défaillance des condensateurs

Bien que l'humidité relative impacte la durée de vie des condensateurs, celle-ci n'est pas prise en compte du fait de la difficulté à accéder à sa valeur dans le cadre d'une application industrielle hors laboratoire. Les modèles font généralement intervenir le niveau de tension et la température de cœur T_c qui sont des grandeurs physiques évaluables sur un profil de mission à l'aide des modèles physiques de la section 2.4. Dans les applications étudiées dans le cadre des travaux présentés, la tension à laquelle est soumis le condensateur correspond à celle du bus continu V_{dc} (sauf dans le cas d'associations en série). Ainsi, il est proposé dans [51] et [78] le modèle de défaillance (3.30) pour la technologie à électrolyte aluminium.

$$L_C = L_{ref} \cdot A_v \cdot 2^{\frac{T_{ref} - T_C}{10}} \quad (3.30)$$

Dans l'équation (3.30), L_{ref} représente la durée de vie de référence mesurée à la température de cœur de référence T_{ref} égale à la température maximale admissible. L_C est la durée de vie attendue pour la température de cœur T_C . A_v est un facteur d'accélération dû à la tension (3.31).

$$A_v = 4,3 - 3,3 \frac{V_{dc}}{V_C} \quad (3.31)$$

Dans (3.31), V_C est la tension nominale du condensateur et V_{dc} la tension appliquée. Il est proposé dans [52] une relation analogue (3.32) pour les condensateurs à film polypropylène métallisé.

$$L_C = L_{ref} \cdot \left(\frac{F \cdot V_C}{V_{dc}} \right)^8 \cdot 2^{\frac{T_{ref} - T_C}{10}} \quad (3.32)$$

Dans le cas de l'équation (3.32), les valeurs de référence L_{ref} et T_{ref} sont données dans les conditions nominales et F est un facteur d'accélération en tension.

Dans [33] et [79], un modèle générique (3.33) présenté comme largement répandu est proposé, il repose sur une loi d'Arrhenius.

$$L_C = L_{ref} \cdot \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{-n} \exp \left[\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_C} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \quad (3.33)$$

Dans l'équation (3.33), L , V_{dc} , et T_C sont respectivement la durée de vie attendue, la tension et la température de cœur dans les conditions d'utilisation alors que L_{ref} , V_{ref} , et T_{ref} constituent les valeurs de référence dans les conditions de test. E_a représente l'énergie d'activation et k_B la constante de Boltzmann. Cependant, pour les technologies à électrolyte aluminium et film polypropylène métallisé, il est proposé [33] [79] le modèle simplifié (3.34). C'est celui qui est retenu dans les applications du chapitre 4. Il faut souligner que ce modèle (3.34) fait abstraction de toute notion de cycle thermique.

$$L_C = L_{ref} \cdot \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{-n} 2^{\frac{T_{ref}-T_C}{10}} \quad (3.34)$$

La valeur de n est estimée dans [33] et [79] entre 7 et 9,4 pour un condensateur à film polypropylène métallisé et entre 3 et 5 pour un condensateur électrolytique aluminium. En supposant une distribution exponentielle des temps de bon fonctionnement, le taux de défaillance d'un condensateur se calcule selon (3.35).

$$\lambda_C = \frac{1}{L_C} \quad (3.35)$$

Inspiré de la méthode FIDES [66], le taux de défaillance sur le temps de mission $t_{mission}$ est calculé par la somme des taux de défaillance $\lambda_{C,p}$ de chaque phase p de la mission, pondérés par leur durée relative $t_p/t_{mission}$ (3.36), P étant le nombre total de phases de la mission.

$$\lambda_{C,mission} = \sum_{p=1}^{p=P} \frac{t_p \cdot \lambda_{C,p}}{t_{mission}} \quad (3.36)$$

Il faut remarquer que la défaillance d'un condensateur n'entraîne pas instantanément celle du banc. Cependant, l'augmentation de l'ondulation en tension consécutive à la perte d'un condensateur, se traduit par une augmentation du courant d'ondulation qui se partage dans ceux encore disponibles, augmentant ainsi leur stress individuel. Il en résulte une contre-réaction positive susceptible de provoquer la dégradation rapide et la défaillance de l'intégralité du banc. Aussi, il est recommandé de remplacer immédiatement un condensateur ayant atteint sa fin de vie [80]. Ainsi, le taux de défaillance λ_{BC} d'un banc de k condensateurs identiques de taux de défaillance individuel λ_C s'exprime par la relation (3.37).

$$\lambda_{BC} = k \cdot \lambda_C \quad (3.37)$$

L'augmentation du nombre de condensateurs du banc provoque deux effets antagonistes. Une valeur élevée de condensateurs conduit à une augmentation du facteur k de l'équation (3.37), influençant à la hausse la tendance à la défaillance du banc. Cependant, l'augmentation du nombre de condensateurs réduit le facteur de stress individuel en température (association parallèle) ou/et en tension (association série), diminuant ainsi λ_C dans (3.37). Il convient de mesurer sur le taux de défaillance global λ_{BC} du banc l'impact de la modification du nombre de condensateurs. Le dimensionnement d'un banc de condensateurs dans un objectif de fiabilité nécessite un compromis résultant d'un processus d'optimisation.

A titre d'exemple, en exploitant à nouveau les caractéristiques de la turbine, de la machine synchrone et la stratégie de contrôle MPPT associée issues de [57], les occurrences du vent de la figure 3.6 qui conduisent à de l'extraction d'énergie sont présentées sur la figure 3.16.

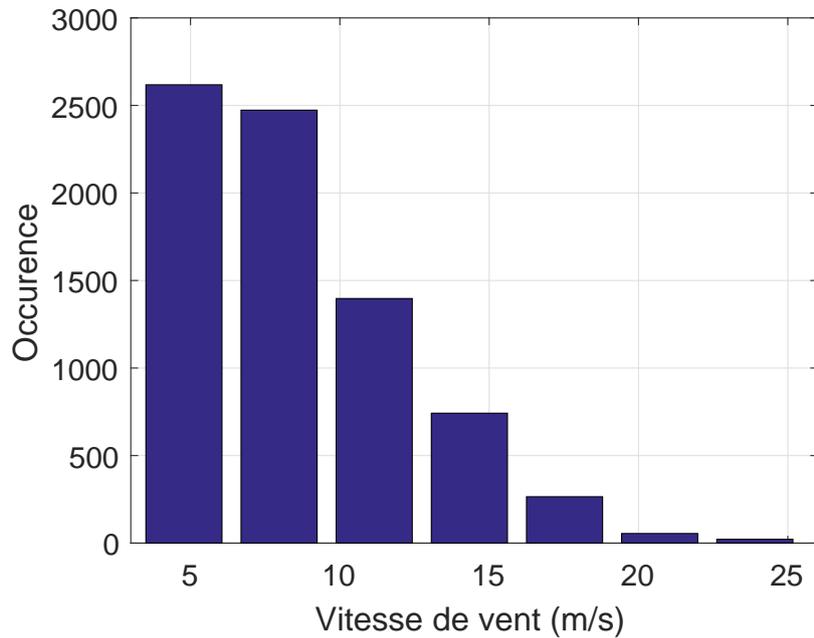


FIGURE 3.16 – Distribution du vent de la figure 3.6 donnant lieu à de la production d'énergie avec les caractéristiques du système et la stratégie de commande issues de [57]

Le courant efficace d'ondulation dans un condensateur est estimé par les outils de simulation décrits dans la section 2.4. Il est calculé pour les points de fonctionnement relatifs à la vitesse de vent des centres des classes de la figure 3.16. Les résultats sont disponibles sur la figure 3.17.

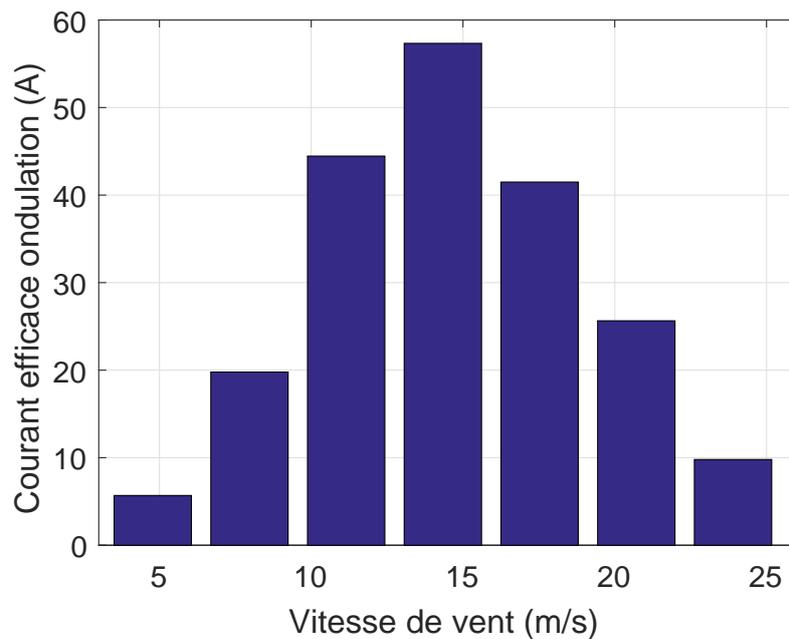


FIGURE 3.17 – Courant efficace d'ondulation dans un condensateur obtenu par simulation aux vitesses de vent de la figure 3.16 et avec les caractéristiques et la stratégie de [57]

L'application des modèles empiriques présentés dans la section 2.4 conduit à la température de cœur d'un condensateur à film polypropylène métallisé de $1000 \mu\text{F}$ de la figure 3.18. Le modèle simplifié (3.34), avec les données d'un condensateur 947D de *CORNELL DUBILIER* issues de [81] ($L_{ref} = 20000 \text{ h}$, $n = 8$ et $T_{ref} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$) pour un rapport $\frac{V_{ref}}{V_{dc}} = 1,1$ fournit les durée de vie de la figure 3.19. L'utilisation d'un modèle exponentiel (3.35) conduit aux taux de défaillance de la figure 3.20, dont la pondération (3.36) inspirée de la méthode FIDES [66] conduit à un taux de défaillance sur le profil de mission $\lambda_{C,mission} = 353 \text{ FIT}$.

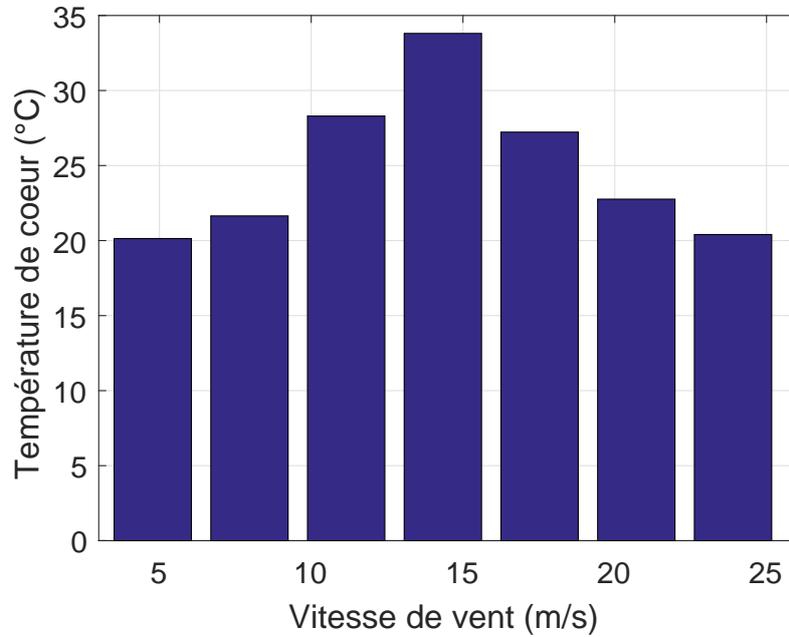


FIGURE 3.18 – Température de cœur d'un condensateur à film polypropylène métallisé de $1000 \mu\text{F}$ relative au courant efficace d'ondulation de la figure 3.17 avec une température ambiante de 20°C

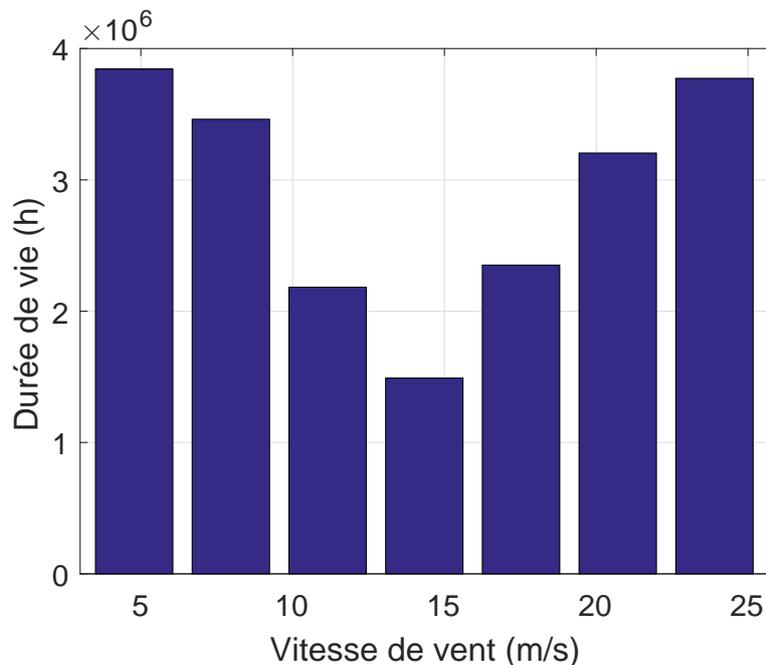


FIGURE 3.19 – Durée de vie associée au température de cœur de la figure 3.18 pour un condensateur à film polypropylène métallisé 947D de *CORNELL DUBILIER*

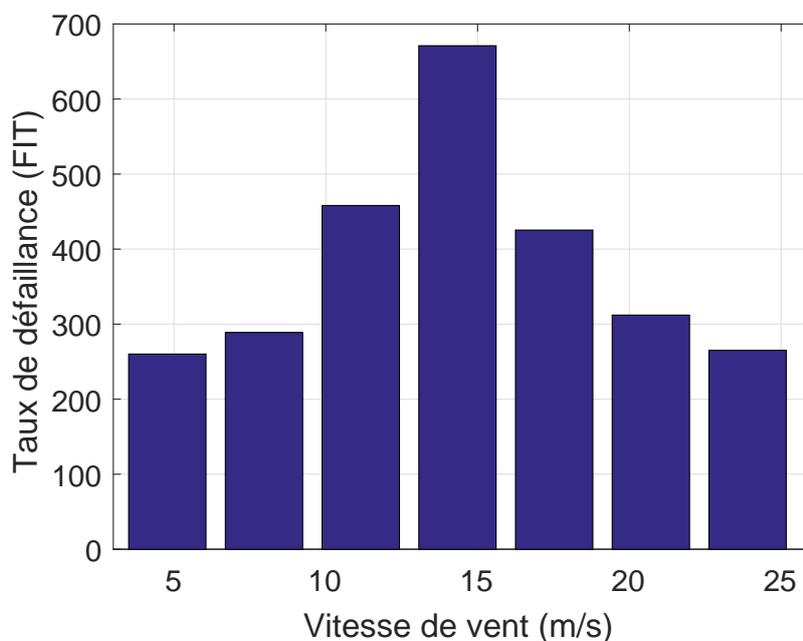


FIGURE 3.20 – Taux de défaillance associé aux durées de vie de la figure 3.19 par modèle exponentiel

3.7 Mécanismes et modes de défaillance des machines

Les mécanismes et modes de défaillance des machines sont nombreux. Une distinction peut d’ores et déjà être faite entre ceux de nature électrique et ceux de nature mécanique. Selon [7], concernant les machines à aimants permanents, les statistiques montrent que la majorité des défaillances apparaît au niveau des enroulements statoriques (40%) et des roulements (40%) alors que 10% des défaillances sont imputables au rotor. Ces ordres de grandeur concernant le bobinage statorique et les roulements sont retrouvés dans [82] pour les machines à induction. Selon la nature de la machine, les défaillances au rotor affectent les aimants, les barres de la cage ou les enroulements. Sans préciser le type de machine, [83] annonce que 44% des défaillances sont à imputer au bobinage statorique pour 26% aux roulements (données extraites de la norme IEEE 493-2007 pour des moteurs de puissance supérieure à 150 kW). Selon une étude de l’EPRI (Electric Power Research Institute) citée dans [83], les défaillances sont ventilées à 41% pour les roulements, 36% pour le stator et 9% pour le rotor.

Concernant le stator, toujours selon [7], 93% des défaillances du stator sont provoquées par un défaut au niveau d’un enroulement. La température excessive dans un enroulement résultant des pertes Joule associées à une surintensité provoque des phénomènes de dégradation, tant des conducteurs que de l’isolant. Sous l’effet d’une épaisseur insuffisante de l’isolant des conducteurs ou/et de son vieillissement, la rupture de celui-ci peut apparaître suite à une forte variation de tension. La circulation d’un courant induit élevé dans la spire en court-circuit provoque par effet Joule une augmentation locale de la température susceptible de conduire à la fusion des conducteurs en cuivre. Enfin, la fusion locale de l’isolant de l’encoche peut également conduire à un défaut de masse [84].

Pour une machine couplée sur le réseau, la variation de tension apparaît à la fermeture d’un contacteur. Dans le cas d’une machine alimentée par un onduleur de tension, les commutations imposent plusieurs milliers de variations rapides de tension par seconde, engendrant une dégradation graduelle de l’isolant jusqu’à son éventuelle rupture conduisant à une défaillance [85]. Les commutations dues à la MLI d’un onduleur de tension sont aussi responsables de l’apparition d’une tension de mode commun. Cette tension de mode commun génère des courants

capacitifs qui peuvent s'évacuer vers la terre au travers des roulements [86], entraînant leur dégradation prématurée. La solution au problème passe, entre autres, par l'utilisation de bouclier isolant, voire d'éléments roulants en céramique au sein du roulement pour interdire la circulation du courant [87]. Cependant selon [86], la majorité des défaillances des roulements a lieu pour des causes mécaniques et/ou thermiques.

3.8 Modèles de défaillance de la machine

Dans les conditions évoquées dans la section 3.7, il est extrêmement difficile de modéliser la défaillance de la machine tant les mécanismes et les paramètres sont nombreux. Selon [7], le taux de défaillance global d'une machine triphasée à aimants permanents est de l'ordre de 800 FIT alors que celui de l'un de ses enroulements est de 150 FIT. Dans une étude relative aux défaillances des machines à induction dans l'industrie des hydrocarbures [88], les taux de défaillance sont de l'ordre 6000 FIT avec une forte dispersion en fonction de la puissance, de la vitesse de rotation, du niveau de tension, des cycles de marche/arrêt. Une étude plus ancienne [27] [89] concernant les machines électriques de puissance supérieure à 150 kW affiche un taux de défaillance de l'ordre de 8000 FIT avec à nouveau une forte dispersion en fonction des paramètres déjà évoqués. A ce propos, il faut noter que la corrélation entre la variabilité du taux de défaillance et ces paramètres n'est pas toujours évidente à montrer. Enfin, [89] confirme la prédominance des défauts au niveau des roulements et des enroulements statoriques. [17] annonce un taux de défaillance de l'ordre de 7000 FIT pour les machines industrielles dans les applications de variation de vitesse pour la gamme 10kW-100kW. Concernant le générateur des turbines éoliennes, le recueil de statistiques publié dans [32] montre en moyenne un taux de défaillance de l'ordre de 16000 FIT.

3.8.1 Modèle de défaillance des enroulements

A défaut de modèles de défaillance disponibles dans la littérature, il est proposé pour la défaillance d'un enroulement de la machine dans le cadre des travaux exposés un modèle exponentiel de taux de défaillance (3.38).

$$\lambda_W = \lambda_{W,ref} I_{p.u.}^2 \quad (3.38)$$

Dans (3.38), $\lambda_{W,ref}$ est un taux de défaillance de référence de l'ordre de quelques milliers de FIT et $I_{p.u.}$ est l'intensité efficace du courant circulant dans l'enroulement adimensionnée par rapport à sa valeur nominale. Ainsi le point de fonctionnement de la machine est pris en compte, même approximativement, au travers de effets thermiques provoqués par les pertes Joule au sein de l'enroulement. Il faut noter que même si la température n'est pas la cause de la défaillance, elle en est souvent un accélérateur du fait que les mécanismes de dégradation sont souvent dûs à des phénomènes de diffusion, renforcés par l'augmentation de la température [38]. Le modèle (3.38) simple, voire simpliste, ne prend en compte qu'un seul facteur de stress, la température et n'intègre pas les autres facteurs tels que les variations de tension et les phénomènes vibratoires. Cependant, si toutefois un modèle intégrant ces facteurs de stress était disponible, encore faut-il pouvoir les estimer sur un profil de mission. Dans ce contexte, l'intensité du courant dans chaque enroulement est effectivement évaluable. L'accès à la température moyenne propre à chaque enroulement est possible au travers d'un modèle 0D, permettant d'établir un profil de température sur la mission au prix d'un effort de calcul modéré. Le guide édité par le NSWC (*Naval Surface Warfare Center*) [90] propose un facteur d'accélération du taux de défaillance relatif à la température en puissance de 2 du type de celui du modèle simplifié (3.34) des conden-

sateurs. Ce qui signifie que chaque augmentation de 10°C de la température d'un enroulement réduit sa durée de vie par 2. Cependant, ce facteur d'accélération n'a pas été confirmé dans la publication scientifique. Ainsi, il est considéré que la relation (3.38) est satisfaisante pour intégrer en première approche l'impact du profil de mission sur la défaillance des enroulements. Si [85] cite des effets de cycle thermique sur la défaillance des enroulements, ils sont *a fortiori* encore plus difficiles à modéliser que ceux relatifs à la température moyenne. Comme pour les condensateurs, le taux de défaillance sur le profil de mission de temps de mission $t_{mission}$ est calculé par la somme des taux de défaillance $\lambda_{W,p}$ de chaque phase p de la mission, pondérés par leur durée relative $t_p/t_{mission}$ (3.39), P étant le nombre de total de phases de la mission.

$$\lambda_{W,mission} = \sum_{p=1}^{p=P} \frac{t_p \cdot \lambda_{W,p}}{t_{mission}} \quad (3.39)$$

A titre d'exemple, la distribution du vent de la figure 3.16 et la stratégie de commande et les caractéristiques de l'éolienne de [57] sont exploitées pour extraire le courant adimensionné de la machine de la figures 3.21. Avec un taux de défaillance de base d'un enroulement estimé à $\lambda_{W,ref} = 2000$ FIT, la relation (3.38) conduit aux taux de défaillance de la figure 3.22. L'application de l'équation (3.39) donne sur la mission un taux de défaillance de $\lambda_{W,mission} = 494$ FIT.

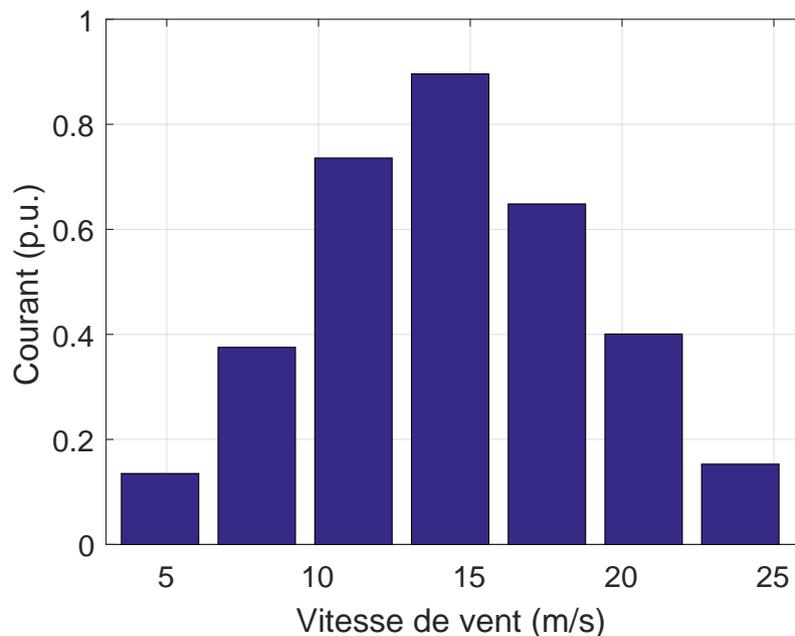


FIGURE 3.21 – Courant adimensionné dans une phase de la machine entraînée par l'éolienne relative à la distribution de vent de la figure 3.16

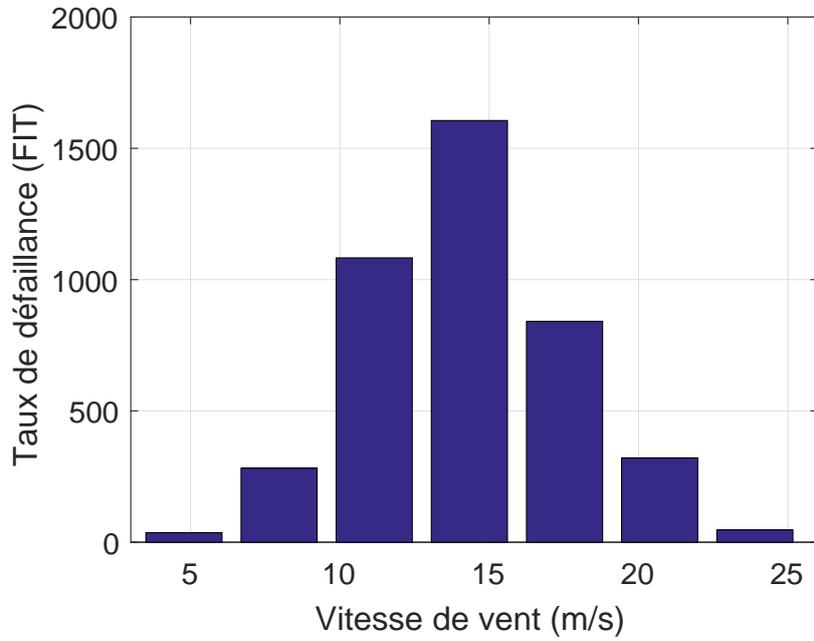


FIGURE 3.22 – Taux de défaillance d'un enroulement pour les courants de la figure 3.21

3.8.2 Modèle de défaillance des roulements

L'ingénierie de la fiabilité dispose de méthodes destinées à évaluer la durée de vie d'un roulement [90] [91] [92] [93] [94] [95] [96]. Dans un roulement, les efforts transmis provoquent des contraintes de compression et de cisaillement. Du fait de la rotation, ces contraintes varient périodiquement en chaque point du roulement entraînant des phénomènes de fatigue [91], y compris sous charge constante. La durée de vie L_x à $x\%$ est définie par l'équation (3.16). Pour les roulements, la norme ISO 281 permet de calculer L_{10} correspondant au nombre de révolutions au bout duquel 10% des roulements ont subi une défaillance (3.40).

$$L_{10} = \left(\frac{C}{F} \right)^e \quad (3.40)$$

Dans (3.40), L_{10} est exprimé en million de révolutions. L'exposant e est égal à 3 dans le cas de roulement à billes et à 10/3 pour des roulements à rouleaux. F représente la charge dynamique équivalente et C la charge dynamique de base ou capacité de charge dynamique. C est un paramètre intrinsèque au roulement dépendant essentiellement de la géométrie et des matériaux des éléments roulants. La capacité de charge dynamique C peut éventuellement être corrigée par un facteur de température [93]. La charge dynamique équivalente F est une combinaison linéaire des charges radiale F_r et axiale F_a du type de l'équation (3.41). X et Y sont respectivement les facteurs de charge radiale et axiale qui dépendent du roulement considéré.

$$F = X.F_r + Y.F_a \quad (3.41)$$

Dans le cas d'une fréquence de rotation N_r constante, la durée de vie temporelle L_{10h} à 10% s'exprime par l'équation (3.42).

$$L_{10h} = \frac{10^6}{60N_r} L_{10} = \frac{10^6}{60N_r} \left(\frac{C}{F} \right)^e \quad (3.42)$$

Dans (3.42), L_{10h} s'exprime en h quand N_r est en tr.min^{-1} . Dans le cas d'un profil de mission

imposant une fréquence de rotation $N_r(t)$ et une charge $F(t)$ variables au cours du temps sur un temps de mission $t_{mission}$, selon [91] et [94], N_r et P sont remplacés dans l'équation (3.42) respectivement par les équations (3.43) et (3.44).

$$N_r = \frac{1}{t_{mission}} \int_0^{t_{mission}} N_r(t).dt \quad (3.43)$$

$$F = \left(\frac{\int_0^{t_{mission}} N_r(t).F^e(t).dt}{\int_0^{t_{mission}} N_r(t).dt} \right)^{1/e} \quad (3.44)$$

Cependant, la détermination de la durée de vie à 10% ne donne pas la distribution des temps de bon fonctionnement des roulements. Du fait de la nature mécanique du composant soumis à des phénomènes d'usure, le modèle retenu est celui de Weibull. Notamment, le calcul de la durée de vie équivalente d'un ensemble de roulements par la norme ISO 281 montre que le paramètre de forme appliqué est $\beta = 1,5$. [97] préconise $\beta = 10/9$ pour les roulements à billes et $\beta = 27/20$ pour les roulements à rouleaux. Dans les hypothèses 1.7 retenues pour les travaux exposés, il est néanmoins proposé pour la défaillance des roulements de la machine un modèle exponentiel de taux de défaillance (3.45).

$$\lambda_B = \lambda_{B,ref}.\Omega_{p.u.}.T_{p.u.}^e \quad (3.45)$$

Dans (3.45), $\lambda_{B,ref}$ est un taux de défaillance de référence de l'ordre de quelques milliers de FIT compte tenu des données statistiques précédentes. $\Omega_{p.u.}$ est la vitesse de rotation de la machine adimensionnée par rapport à sa valeur nominale et $T_{p.u.}$ est le couple adimensionné par rapport à sa valeur nominale. Ainsi, le point de fonctionnement de la machine est pris en compte dans le calcul de la durée de vie de ses roulements. Conformément à la relation (3.42), celle-ci est inversement proportionnelle à la vitesse de rotation et à la charge dynamique à la puissance e . L'équation (3.45) intègre cette dépendance en considérant la charge dynamique proportionnelle au couple de la machine. L'impact du profil de mission sur le taux de défaillance (3.45) est évalué en y apportant les relations (3.43) et (3.44) conduisant à l'équation (3.46). A l'image de la détermination des taux de défaillances (3.36) des condensateurs et (3.39) des enroulements, sur un profil de mission où les phases sont clairement identifiées, la relation (3.46) conduit à une pondération par les durées relatives des phases sur le temps de mission selon l'équation (3.47).

$$\lambda_{B,mission} = \lambda_{B,ref}.\frac{1}{t_{mission}} \int_0^{t_{mission}} \Omega_{p.u.}(t).T_{p.u.}^e(t).dt \quad (3.46)$$

$$\lambda_{B,mission} = \sum_{p=1}^{p=P} \frac{t_p.\lambda_{B,p}}{t_{mission}} \quad (3.47)$$

A nouveau, la distribution du vent de la figure 3.16 et la stratégie de commande et les caractéristiques de l'éolienne de [57] sont exploitées pour illustrer l'utilisation des équations (3.45) et (3.47). Les vitesse de rotation et couple adimensionnés de la machine sont représentés respectivement sur les figures 3.23 et 3.24. Avec un taux de défaillance de base des roulements estimé à $\lambda_{B,ref} = 6000$ FIT, la relation (3.45) conduit aux taux de défaillance de la figure 3.25. L'application de l'équation (3.47) donne sur la mission un taux de défaillance de $\lambda_{B,mission} = 927$ FIT.

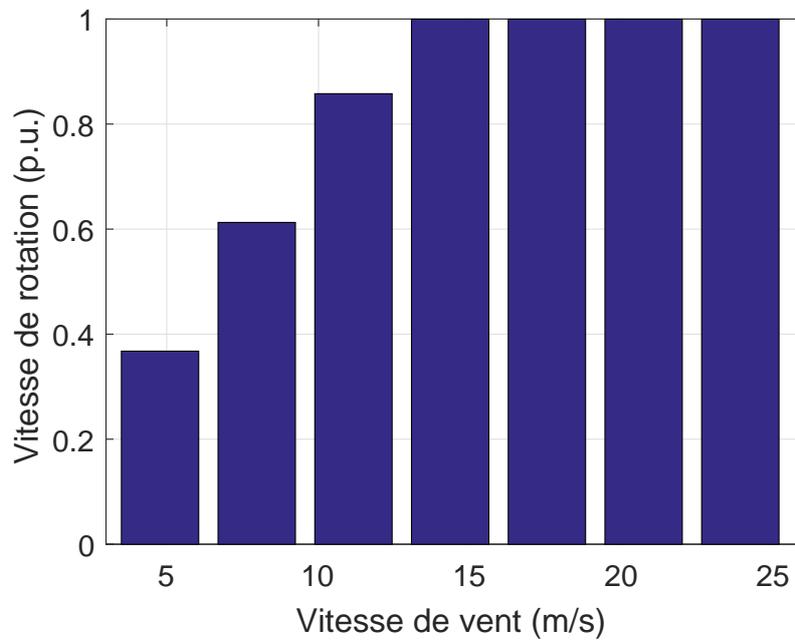


FIGURE 3.23 – Vitesse de rotation adimensionnée de la machine entraînée par l'éolienne relative à la distribution de vent de la figure 3.16

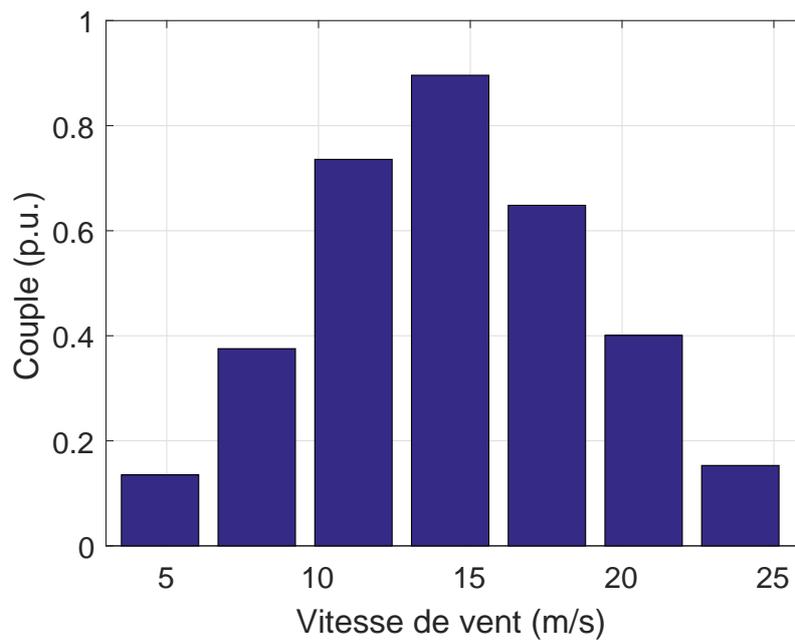


FIGURE 3.24 – Couple adimensionné de la machine entraînée par l'éolienne relative à la distribution de vent de la figure 3.16

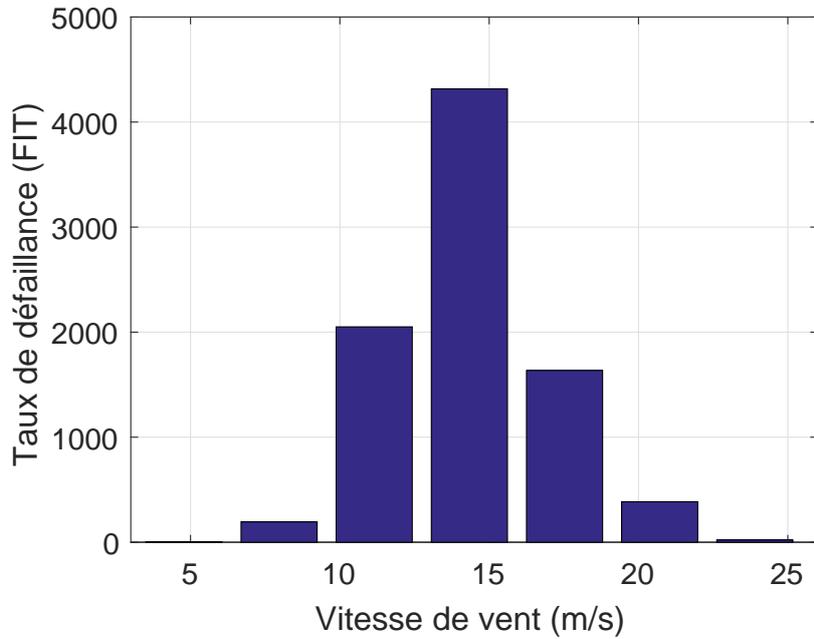


FIGURE 3.25 – Taux de défaillance des roulements pour les couples de valeurs vitesse de rotation/couple des figures 3.23 et 3.24

3.9 Mécanismes et modes de défaillance de l’adaptateur mécanique

Les mécanismes de défaillance des roues dentées s’apparentent à ceux observés sur les roulements. Ce sont principalement des phénomènes d’usure et de fatigue dus à l’intermittence des contacts entre les dents. Ces phénomènes sont décrits dans [58]. Ces mécanismes vont engendrer de l’abrasion, voire la rupture des dents. La défaillance d’un train d’engrenages peut donc résulter de la défaillance de l’une de ses roues dentées mais également de l’un de ses roulements. A ce propos, un recueil de 289 défaillances de réducteur d’éolienne édité par le NREL (National Renewable Energy Laboratory) [98] indique que 70% des défaillances sont dues aux roulements et 26% aux roues dentées. Dans [58], les résultats d’une étude menée entre 2003 et 2007 sur des éoliennes allemandes montre que parmi tous les sous-systèmes, le réducteur est le principal contributeur des heures d’arrêt cumulées. Toujours dans le domaine des éoliennes, les statistiques disponibles dans [32] estiment le taux de défaillance du réducteur en moyenne à 24000 FIT.

3.10 Modèle de défaillance de l’adaptateur mécanique

Les considérations évoquées précédemment permettent de transposer le modèle de défaillance des roulements établi dans la section 3.8. Ce qui est confirmé par [90]. En effet, dans ce guide sur les procédures de prédiction de fiabilité pour les équipements mécaniques, les modèles de défaillances des roulements et des roues dentées font apparaître des facteurs d’accélération relatifs aux mêmes variables physiques : vitesse de rotation, charge et température. Il est proposé dans le cadre des travaux exposés un modèle exponentiel de défaillance de l’adaptateur mécanique de taux (3.48) similaire à celui des roulements.

$$\lambda_G = \lambda_{G,ref} \cdot \Omega_{p.u.} \cdot T_{p.u.}^e \quad (3.48)$$

Dans (3.48), $\lambda_{G,ref}$ est un taux de défaillance de référence de l'ordre de quelques dizaines de milliers de FIT compte tenu des données statistiques précédentes. $\Omega_{p.u.}$ et $T_{p.u.}$ sont respectivement la vitesse de rotation et le couple de l'adaptateur mécanique adimensionnés par rapport à leur valeur nominale (indifféremment sur l'arbre d'entrée ou de sortie). Ainsi, le point de fonctionnement de l'adaptateur mécanique est pris en compte dans le calcul de sa durée de vie. L'impact du profil de mission sur le taux de défaillance (3.48) de l'adaptateur mécanique est inspiré des relations (3.46) et (3.47) au travers des équations (3.49) et (3.50) en fonction des phases de la mission.

$$\lambda_{G,mission} = \lambda_{G,ref} \cdot \frac{1}{t_{mission}} \int_0^{t_{mission}} \Omega_{p.u.}(t) \cdot T_{p.u.}^e(t) \cdot dt \quad (3.49)$$

$$\lambda_{G,mission} = \sum_{p=1}^{p=P} \frac{t_p \cdot \lambda_{G,p}}{t_{mission}} \quad (3.50)$$

Dans [90], l'exposant e concernant le facteur d'accélération due à la charge pour une roue dentée est de 4,69. Les roulements représentant 70% des défaillances dans les réducteurs d'éoliennes, la valeur e des roulements de l'ordre de 3 peut être conservée pour évaluer le taux de défaillance de l'intégralité de l'adaptateur mécanique. Il existe cependant des modèles plus précis. En effet, l'adaptateur mécanique est un sous-système d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie. Comme l'adaptateur électrique, il résulte d'un assemblage de composants (roues dentées, roulements, arbres) dont la modélisation de la fiabilité repose sur la connaissance de la structure interne de l'adaptateur ainsi que des propriétés de chaque composant. Ainsi, [99] propose un modèle de défaillance complexe de train d'engrenages basé sur une structure série évoluant au cours du temps. Cependant, ce modèle nécessite de connaître des paramètres tels que le nombre de dents des engrenages et la distribution de la contrainte au pied des dents. L'approche systémique développée dans les travaux présentés se contente du modèle de défaillance (3.49) et de sa déclinaison (3.50) relative au profil de mission.

Les modèles de défaillance présentés utilisent tous comme données d'entrée des facteurs de stress constitués de variables physiques. Celles-ci sont tributaires de du profil de mission et de l'état du système comme il est précisé sur la figure 1.5. Dans le cas d'un système reconfigurable tel qu'un système polyphasé, son état évolue au cours du temps et impacte les facteurs de stress. La nature multi-état du système est introduite dans la méthode d'évaluation de la fiabilité par les modèles de Markov présentés dans le paragraphe suivant.

3.11 Modèles de Markov

3.11.1 Principe

Les modèles de Markov sont particulièrement bien adaptés à l'étude probabiliste de systèmes qui possèdent des capacités de reconfiguration, notamment les systèmes polyphasés. Les éléments de fiabilité présentés dans la section 3.2 ne considèrent pour un élément quelconque que 2 états, un état où la fonction requise est assurée (fonctionnement) et un état où la fonction requise n'est pas assurée (panne). À l'échelle d'un système présentant des capacités de reconfiguration dues à des redondances, plusieurs états intermédiaires apparaissent entre l'état de

fonctionnement et les états de panne. Il peut être dénombré n états du système. Un processus de Markov et un processus stochastique multi-état caractérisé par des transitions entre ses états. La variable d'état $X(t)$, considérée dans la section 3.2 comme une variable binaire, appartient pour le processus de Markov considéré à un espace d'état \mathcal{X} fini et dénombrable constitué des n états possibles.

Soit un processus stochastique $X(t), t \geq 0$, d'espace d'état $\mathcal{X} = 1, 2, \dots, n$ et qui à l'instant s est dans l'état $X(s) = i$, la probabilité conditionnelle qu'à l'instant $s + t$ le processus soit dans l'état j est définie par l'expression [12] :

$$\mathbb{P}(X(t + s) = j | X(s) = i, X(u) = x(u), 0 \leq u < s)$$

Dans cette expression, $X(u) = x(u), 0 \leq u < s$ traduit l'historique du processus entre les instants 0 et s . La propriété de Markov (3.51) se manifeste par le fait que l'évolution future du processus dans le temps t ne dépend uniquement que de l'état présent au temps s et non de son passé pendant l'intervalle $0 \leq u < s$, notamment la succession des états $x(u)$ [12].

$$\mathbb{P}(X(t+s) = j | X(s) = i, X(u) = x(u), 0 \leq u < s) = \mathbb{P}(X(t+s) = j | X(s) = i), \forall x(u), 0 \leq u < s \quad (3.51)$$

Ce qui conduit à affirmer que la probabilité conditionnelle de transition de l'état i à l'instant s vers l'état j à l'instant t est la même celle de l'état i à l'instant 0 vers l'état j à l'instant t (3.52).

$$\mathbb{P}(X(t + s) = j | X(s) = i) = \mathbb{P}(X(t) = j | X(0) = i) \quad (3.52)$$

La probabilité de transition $P_{ij}(t)$ de l'état i vers l'état j est définie par (3.53).

$$P_{ij}(t) = \mathbb{P}(X(t) = j | X(0) = i) \quad (3.53)$$

La théorie des processus de Markov [12] montre que du fait de son absence de mémoire due à la propriété (3.51), les temps de séjour T_i dans les états i sont indépendants et distribués exponentiellement. Il en résulte que leur espérance $E(T_i)$ est inversement proportionnelle à un taux α_i (3.54).

$$E(T_i) = \frac{1}{\alpha_i} \quad (3.54)$$

α_i est appelé taux total de départ de l'état i . Si $\alpha_i \rightarrow \infty$, l'espérance du temps de séjour $E(T_i) \rightarrow 0$, l'état i est alors un état instantané que quitte le processus immédiatement après y être entré. Inversement, si $\alpha_i = 0$, l'espérance du temps de séjour $E(T_i) \rightarrow \infty$, l'état i est un état absorbant que le processus ne quitte plus une fois qu'il y est entré.

Il est intéressant d'évaluer le temps de séjour T_{ij} du processus dans l'état i avant qu'il ne bascule dans l'état j . A nouveau, la propriété (3.51) de Markov implique que ces temps de séjour soient distribués exponentiellement avec des taux a_{ij} vérifiant (3.55) et (3.56).

$$E(T_{ij}) = \frac{1}{a_{ij}} \quad (3.55)$$

$$\alpha_i = \sum_{j=1, j \neq i}^{j=n} a_{ij} \quad (3.56)$$

Les taux a_{ij} sont appelés taux de transition du processus de Markov, ils sont regroupés au sein d'une matrice \mathbb{A} (3.57) appelée matrice de transition ou matrice génératrice [12] [21].

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix} \quad (3.57)$$

Dans la matrice \mathbb{A} (3.57), les taux de transitions a_{ii} vérifient (3.58).

$$a_{ii} = -\alpha_i \quad (3.58)$$

La ligne i de la matrice \mathbb{A} (3.57) représente les taux de départ de l'état i vers les états j ($i \neq j$). La somme des éléments d'une ligne incluant a_{ii} est nulle d'après (3.58). La colonne j représente les taux d'arrivée dans l'état j à partir de états i ($i \neq j$).

Il existe une représentation graphique traduisant la matrice de transition appelée diagramme état-transition. Dans ce dernier, un état est représenté par un cercle et une transition par une flèche. A titre d'exemple, la figure 3.26 représente le diagramme état-transition d'un composant possédant 2 états, en fonctionnement F et en panne P . La transition de F vers P s'effectue avec un taux de défaillance λ et celle de P vers F avec un taux de réparation μ .

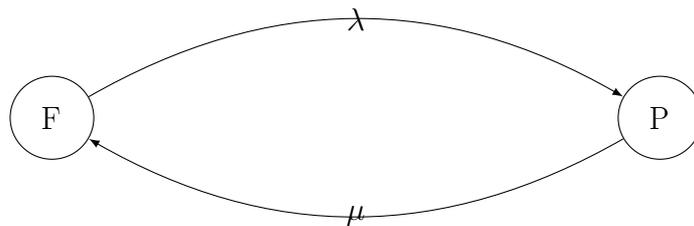


FIGURE 3.26 – Diagramme état-transition associé à un processus de Markov à 2 états

La matrice de transition associée au diagramme état-transition de la figure 3.26 est donnée en (3.59).

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\lambda & \lambda \\ \mu & -\mu \end{pmatrix} \quad (3.59)$$

La matrice de transition \mathbb{A} permet de déterminer les équations d'état du processus de Markov. Si $P_i(t)$ représente la probabilité du processus d'être dans l'état i à l'instant t , alors sa dérivée par

rapport au temps $\dot{P}_i(t) = \frac{dP_i(t)}{dt}$ s'exprime en fonction des probabilités $P_j(t)$ par l'équation (3.60).

$$\dot{P}_i(t) = \sum_{j=1}^{j=n} a_{ji} P_j(t) \quad (3.60)$$

L'ensemble des équations (3.60) constitue un système d'équations différentielles du premier ordre appelé équations de Kolmogorov [12] [21]. Si $\mathbf{P}(t) = [P_1(t), P_2(t), \dots, P_n(t)]$ désigne le vecteur ligne des probabilités des états i du processus de Markov à l'instant t , ses composantes vérifient (3.61).

$$\sum_{i=1}^{i=n} P_i(t) = 1 \quad (3.61)$$

Sous forme matricielle, les équations de Kolmogorov (3.60) s'écrivent selon (3.62) et constituent les équations d'état [12] du processus de Markov. Dans (3.62), $\dot{\mathbf{P}}(t) = [\dot{P}_1(t), \dot{P}_2(t), \dots, \dot{P}_n(t)]$ désigne le vecteur ligne de la dérivée par rapport au temps du vecteur des probabilités $\mathbf{P}(t)$ des états i du processus de Markov à l'instant t .

$$\dot{\mathbf{P}}(t) = \mathbf{P}(t) \cdot \mathbb{A} \quad (3.62)$$

Du fait que la somme des éléments de chaque ligne de (3.57) est nulle, le déterminant de \mathbb{A} l'est également et la matrice est singulière. Les équations (3.62) n'ont pas une solution unique. Cependant la connaissance de l'état initial $P_i(0) = 1, P_j(0), \forall j \neq i$ et l'équation (3.61) permettent généralement de trouver la solution $\mathbf{P}(t)$ [12].

A titre d'exemple, les équations de Kolmogorov associées au diagramme état-transition de la figure 3.26 sont écrites sous forme matricielle (3.63). Les 2 équations obtenues sont linéairement dépendantes, en introduisant la condition (3.61) $P_F(t) + P_D(t) = 1$ et en supposant qu'à l'instant initial $t_0 = 0$ le composant est en fonctionnement $P_F(0) = 1, P_D(0) = 0$, les solutions de (3.63) sont (3.64) et (3.65).

$$[\dot{P}_F(t), \dot{P}_D(t)] = [P_F(t), P_D(t)] \begin{pmatrix} -\lambda & \lambda \\ \mu & -\mu \end{pmatrix} \quad (3.63)$$

$$P_F(t) = \frac{\mu}{\mu + \lambda} + \frac{\lambda}{\mu + \lambda} \exp(-(\lambda + \mu)t) \quad (3.64)$$

$$P_D(t) = \frac{\lambda}{\mu + \lambda} - \frac{\lambda}{\mu + \lambda} \exp(-(\lambda + \mu)t) \quad (3.65)$$

3.11.2 Application à un système polyphasé

A titre didactique et avant les cas d'étude présentés dans le chapitre 4, les modèles de Markov sont appliqués à un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie à N phases dans des conditions et des hypothèses simplifiées. Le diagramme état-transition relatif au système est représenté sur la figure 3.27.

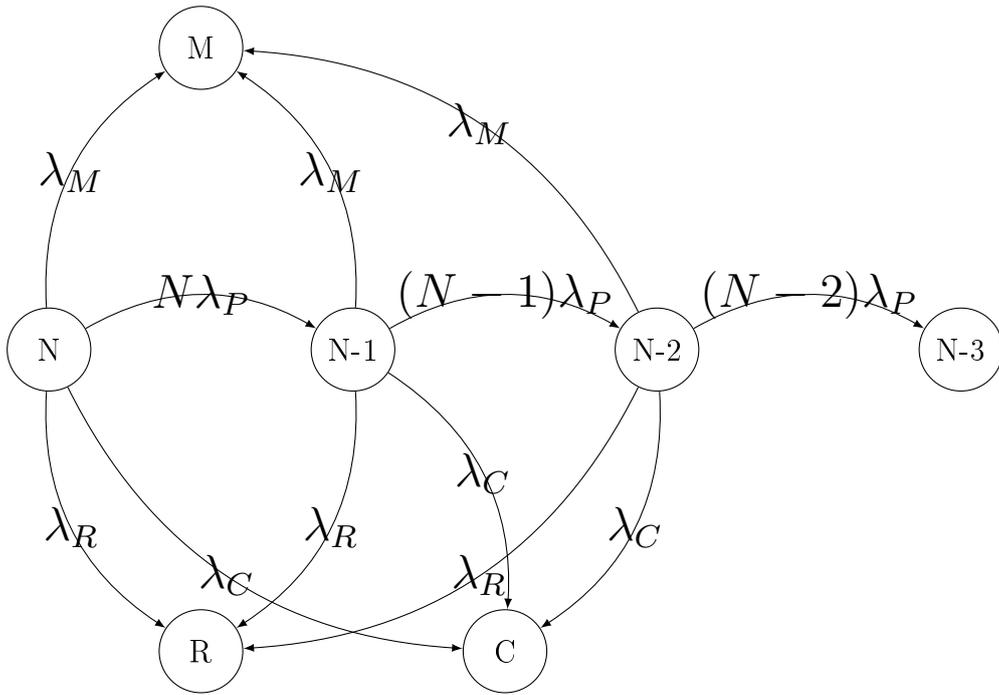


FIGURE 3.27 – Diagramme état-transition d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie comportant 2 possibilités de reconfiguration du nombre de phases

Le transfert de l'énergie est supposé unidirectionnel et s'effectue dans le sens électrique vers mécanique. L'adaptateur électrique est réalisé autour d'un redresseur triphasé à IGBT alimentant un bus continu constitué d'un banc de condensateurs, puis d'un onduleur à IGBT en demi-pont alimentant une machine N -phasée couplée en étoile. Il est supposé que seules 2 reconfigurations sont envisagées (critère de sûreté $N - 2$), ce qui correspond à la perte de 2 phases conformément aux hypothèses 1.7. Sur la figure 3.27, N représente l'état sain du système où les N phases de la machine sont disponibles. Les états $N - 1$ et $N - 2$ sont les états de faute où respectivement $N - 1$ et $N - 2$ phases de la machines sont pilotées. L'état $N - 3$ est un état de panne où trois phases de la machine ont été perdues. Bien que pour $N \geq 7$ (en considérant uniquement des nombres N de phases impairs), la possibilité de commander les $N - 3$ phases restantes existe, elle n'est pas envisagée ici, considérant que la dégradation de la performance est trop importante comme il est spécifié dans les hypothèses 1.7. De plus, comme les réparations ne sont pas prises en compte, l'état $N - 3$ est un état absorbant. C'est aussi le cas des autres états de panne restants. L'état R correspond à la conséquence de la défaillance du redresseur triphasé qui est supposé non reconfigurable. En réalité, il peut être reconfiguré en monophasé mais à nouveau, cette solution n'est pas envisagée considérant que l'impact sur le bus continu et sur le déséquilibre du réseau alternatif amont est trop important. L'état C correspond à la conséquence d'une défaillance du banc de condensateurs. L'état M est la conséquence d'une défaillance mécanique qui inclut celle d'un roulement de la machine et celle de l'éventuel réducteur. En toute rigueur, les états M , R et C n'ont pas besoin d'être distingués car ils correspondent tous les trois à des états de panne absorbants. Ils peuvent être remplacés par un seul état avec un taux d'arrivée $\lambda_M + \lambda_C + \lambda_R$ à partir des états sain N et de défaut $N - 1$ et $N - 2$. Cependant, les trois états sont conservés afin d'accéder à leur probabilité de défaillance relative.

Sur la figure 3.27, λ_M représente le taux de défaillance mécanique, λ_R est celui du redresseur et λ_C celui du banc de condensateurs. Le taux de défaillance λ_M agrège celui des roulements de la machine λ_B et celui du réducteur éventuel λ_G . λ_P représente le taux de défaillance d'une phase de la machine incluant celui de la bobine et celui du bras d'onduleur qui l'alimente. Le taux de défaillance de l'ensemble onduleur-bobinage polyphasé de la machine est égal au produit

du taux de défaillance d'une phase λ_P par le nombre de phases disponibles. L'indépendance supposé des composants évoquée dans les hypothèses 1.7 limite la probabilité de la défaillance simultanée de 2 phases. Il en résulte l'absence de certaines transitions comme par exemple celle de l'état N vers l'état $N - 2$. Les taux de défaillance de la figure 3.27 sont renseignés à l'aide de moyennes issues de statistiques d'éoliennes disponibles dans [32, page 177]. Elles sont regroupées dans la table 3.2.

Désignation	Composant ou sous-système	valeur (FIT)
λ_L	Bras d'onduleur	4930
λ_W	Bobine monophasée	2200
$\lambda_P = \lambda_L + \lambda_W$	Phase	7130
λ_R	Redresseur triphasé	14790
λ_C	Banc de condensateurs	9520
λ_B	Roulements de la machine	6600
λ_G	Réducteur	23970
$\lambda_M = \lambda_B + \lambda_G$	Roulements+Réducteur	30570

TABLE 3.2 – Taux de défaillance appliqués au diagramme état-transition de la figure 3.27

Dans la table 3.2, le taux de défaillance d'un bras d'onduleur λ_L est calculé en divisant par 3 le taux de défaillance d'un convertisseur triphasé en demi-pont à IGBT. Celui relatif à une bobine λ_W est déterminé à partir du taux de défaillance de la machine triphasé, pondéré par les 40% de défaillance attribués au bobinage [7] et divisé par 3. Celui des roulements de la machine λ_B est calculé selon le même principe en lui affectant les 40% de défaillance de la machine [7]. Le taux de défaillance du redresseur λ_R correspond à la totalité du taux de défaillance d'un convertisseur triphasé en demi-pont à IGBT. Les convertisseurs d'éolienne étudiés dans [32, page 177] sont des structures « back-to-back ». Bien que les convertisseurs côté réseau et côté machine y soient distingués, les taux de défaillance affectés sont les mêmes, ce qui laisse penser qu'il n'y a pas statistiquement de discrimination concernant les défaillances des convertisseurs à IGBT en fonction du sens de transfert de l'énergie.

Les équations de Kolmogorov (3.62) associées au diagramme de la figure 3.27 ont pour matrice de transition (3.66) et pour vecteur de probabilités des états (3.67). Les conditions initiales $\mathbf{P}(0) = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$ permettent leur résolution.

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\Sigma\lambda_N & N\lambda_P & 0 & \lambda_M & \lambda_C & 0 & \lambda_R \\ 0 & -\Sigma\lambda_{N-1} & (N-1)\lambda_P & \lambda_M & \lambda_C & 0 & \lambda_R \\ 0 & 0 & -\Sigma\lambda_{N-2} & \lambda_M & \lambda_C & (N-2)\lambda_P & \lambda_R \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.66)$$

avec

$$\begin{aligned} \Sigma\lambda_N &= N\lambda_P + \lambda_M + \lambda_C + \lambda_R \\ \Sigma\lambda_{N-1} &= (N-1)\lambda_P + \lambda_M + \lambda_C + \lambda_R \\ \Sigma\lambda_{N-2} &= (N-2)\lambda_P + \lambda_M + \lambda_C + \lambda_R \end{aligned}$$

$$\mathbf{P}(t) = [P_N(t), P_{N-1}(t), P_{N-2}(t), P_M(t), P_C(t), P_{N-3}(t), P_R(t)] \quad (3.67)$$

En l'absence de réparations, la résolution analytique du système (3.62) avec \mathbb{A} (3.66) est relativement aisée, les solutions $\mathbf{P}(t)$ sont des combinaisons linéaires de fonctions exponentielles, cependant, c'est un solveur numérique d'équations différentielles (fonction *ode45* de *MATLAB*) qui conduit ici aux solutions présentées pour N impair variant de 5 à 13. Ainsi les figures 3.28 et 3.29 montrent les probabilités des différents états du système calculées sur une durée de 2 ans pour les 2 valeurs extrêmes de N étudiés.

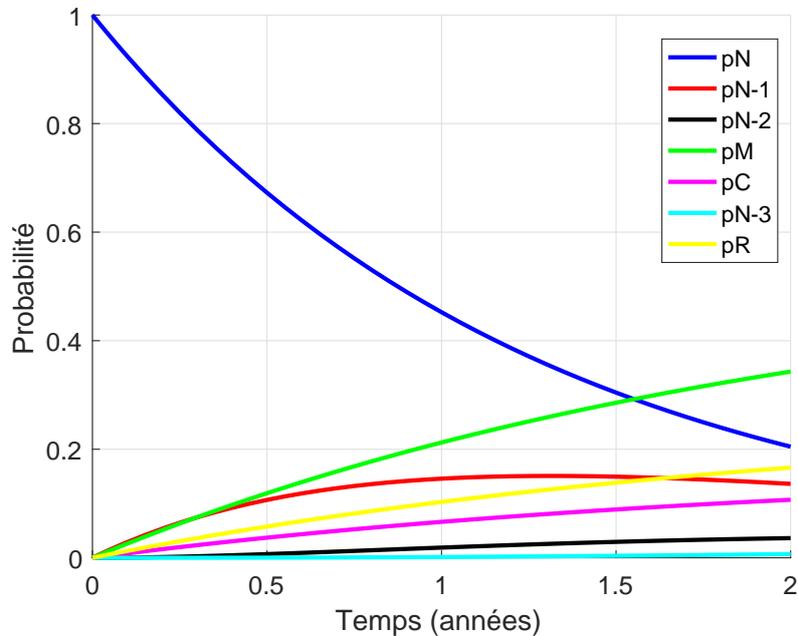


FIGURE 3.28 – Probabilités en fonction du temps des différents états relatifs à la figure 3.27 pour $N = 5$

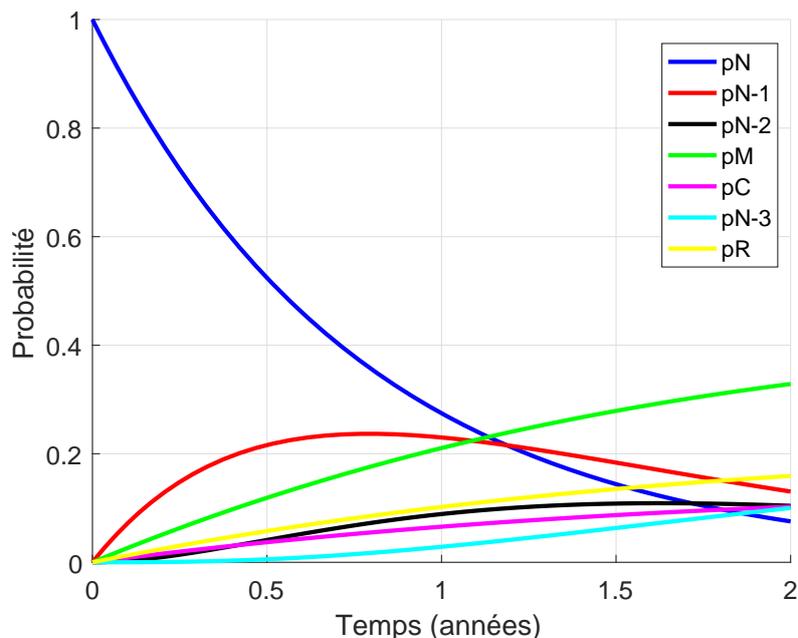


FIGURE 3.29 – Probabilités en fonction du temps des différents états relatifs à la figure 3.27 pour $N = 13$

Il est considéré que les états $N - 1$ et $N - 2$ assurent la fonction requise par le système,

la fonction de fiabilité $R(t)$ associée au processus de Markov de la figure 3.27 est alors définie selon (3.68).

$$R(t) = P_N(t) + P_{N-1}(t) + P_{N-2}(t) \quad (3.68)$$

La fonction taux de défaillance $h(t)$ du processus se détermine à l'aide de (3.11). Les fonctions de fiabilité $R(t)$ et taux de défaillance $h(t)$ relatives au processus de la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 sont représentées respectivement sur les figures 3.30 et 3.31. Elles sont comparées à celle d'un système triphasé de référence, non reconfigurable, de modèle de défaillance exponentiel de taux de défaillance (3.69).

$$\lambda_3 = 3\lambda_P + \lambda_M + \lambda_C + \lambda_R = 76270 \text{ FIT} \quad (3.69)$$

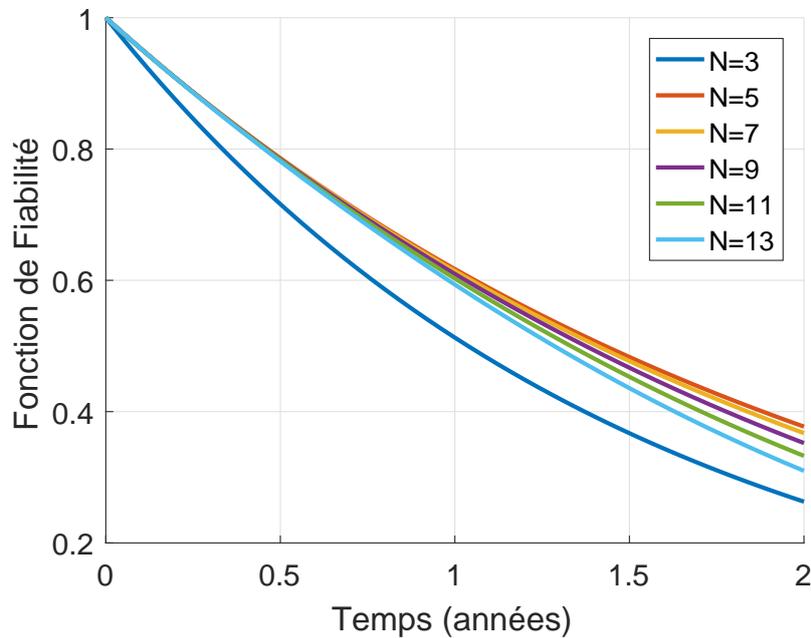


FIGURE 3.30 – Fonction de fiabilité associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel

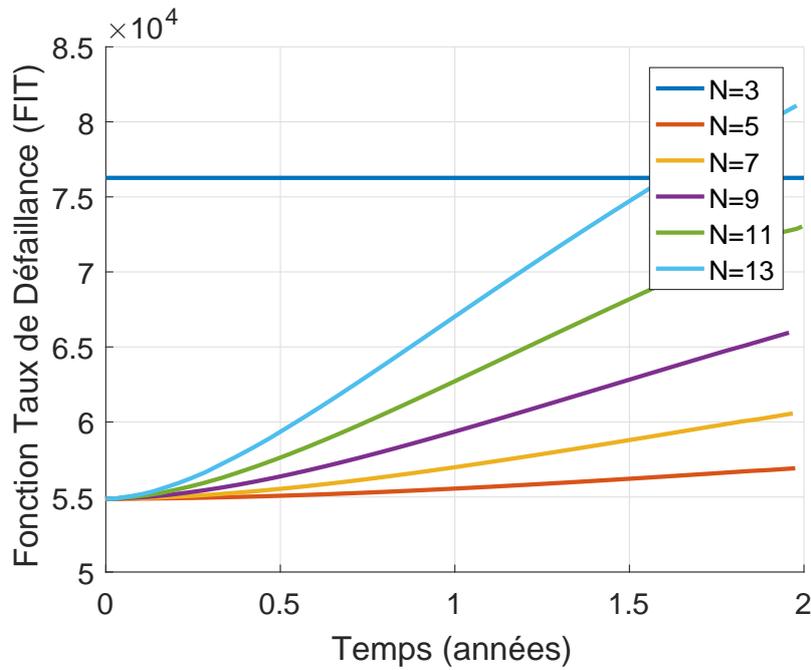


FIGURE 3.31 – Fonction de taux de défaillance associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel

Les figures 3.28 et 3.29 montrent une évolution semblable des probabilités des 3 états de panne absorbants R , C et M dues respectivement à une défaillance du redresseur triphasé, du banc de condensateurs ou d'un élément mécanique. En effet, ces états peuvent être atteints à partir de l'état sain et des 2 états de défaut. Ce phénomène est également constaté pour les valeurs intermédiaires de N entre 5 et 13. Il est observé une décroissance plus rapide de la probabilité de l'état sain en fonction du nombre de phases N due à l'augmentation du taux de transition $N\lambda_P$ vers l'état de faute à $N - 1$ phases. Inversement, la probabilité d'atteindre l'état de panne absorbant à $N - 3$ phases augmente plus rapidement avec le nombre de phases N . Ces effets sont constatés pour les valeurs intermédiaires de N . L'observation de la figure 3.30 montre que la configuration à 5 phases présente le meilleur compromis du point de vue fiabilité. En effet, si du fait de leurs capacités de reconfiguration, toutes les fonctions de fiabilité des systèmes de conversion polyphasés sont supérieures à celle du système triphasé de référence sur la durée d'étude, celle du système à 5 phases est la plus élevée car elle bénéficie des mêmes capacités de reconfiguration que ceux à nombre de phases supérieur mais avec des taux de transitions entre l'état sain et les états de défaut inférieurs. Cette constatation est due à l'utilisation d'un nombre minimal de semi-conducteurs pour le système pentaphasé par rapport autres solutions polyphasées envisagées.

Les fonctions taux de défaillance de la figure 3.31 montrent pour les systèmes de conversion polyphasés une valeur commune à l'origine puis une croissance d'autant plus importante que le nombre de phases N est élevé. En effet, les équations de Kolmogorov (3.62) avec la matrice de transition (3.66) et le vecteur de probabilités (3.67) donnent les équations différentielles (3.70) à (3.72).

$$\dot{P}_N(t) = -\Sigma\lambda_N P_N(t) \quad (3.70)$$

$$\dot{P}_{N-1}(t) = N\lambda_P P_N(t) - \Sigma\lambda_{N-1} P_{N-1}(t) \quad (3.71)$$

$$\dot{P}_{N-2}(t) = (N - 1)\lambda_P P_{N-1}(t) - \Sigma\lambda_{N-2} P_{N-2}(t) \quad (3.72)$$

En appliquant les conditions initiales, les équations (3.70) à (3.72) se traduisent pas les équations

tions (3.73) à (3.75) d'où la dérivée de la fonction de fiabilité à l'origine $\dot{R}(0)$ est déduite (3.76).

$$\dot{P}_N(0) = -\Sigma\lambda_N P_N(0) = -\Sigma\lambda_N \quad (3.73)$$

$$\dot{P}_{N-1}(0) = N\lambda_P P_N(0) - \Sigma\lambda_{N-1} P_{N-1}(0) = N\lambda_P \quad (3.74)$$

$$\dot{P}_{N-2}(0) = (N-1)\lambda_P P_{N-1}(0) - \Sigma\lambda_{N-2} P_{N-2}(0) = 0 \quad (3.75)$$

$$\dot{R}(0) = \dot{P}_N(0) + \dot{P}_{N-1}(0) + \dot{P}_{N-2}(0) = -\Sigma\lambda_N + N\lambda_P = -(\lambda_C + \lambda_M + \lambda_R) \quad (3.76)$$

Un passage à la limite et un développement limité montrent que dans ce cas, le taux de défaillance à l'origine $h(0)$ est défini par (3.77).

$$h(0) = \lambda_C + \lambda_M + \lambda_R \quad (3.77)$$

La fonction taux de défaillance $h(t)$ augmente ensuite en fonction du temps d'autant plus rapidement que le nombre de phases N est élevé. Ce fait est dû à l'augmentation en fonction de N des taux de transitions entre les états de défaut.

Les figures 3.32 et 3.33 montrent les fonctions de fiabilité et de taux de défaillance pour un système de conversion électromécanique polyphasé sans réducteur pour N impair variant de 3 à 13. Il suffit d'écrire dans la matrice (3.66) $\lambda_M = \lambda_B$ car $\lambda_G = 0$. En supposant les taux de défaillance des autres sous-systèmes non affectés par la suppression du réducteur, ces figures montrent une amélioration globale de la fiabilité en conservant les propriétés énoncées en présence du réducteur.

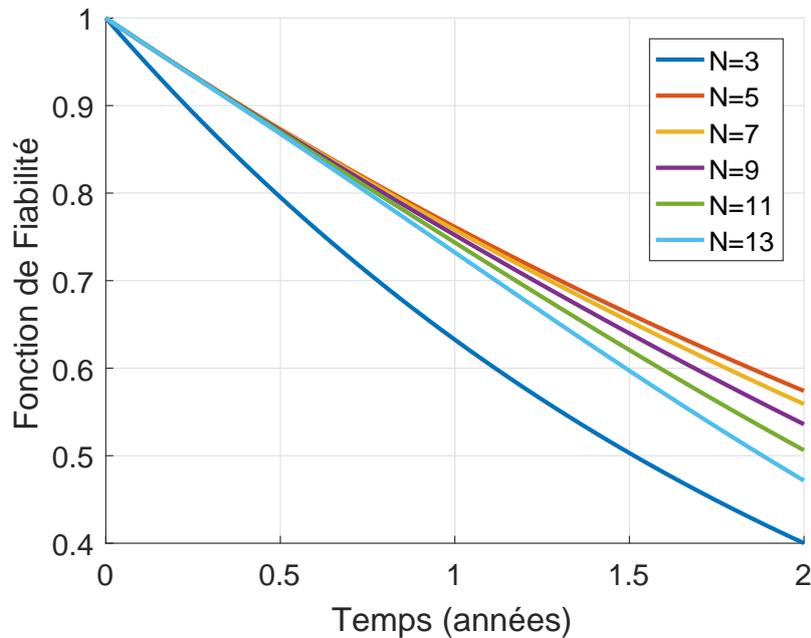


FIGURE 3.32 – Fonction de fiabilité associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel - Système de conversion sans réducteur

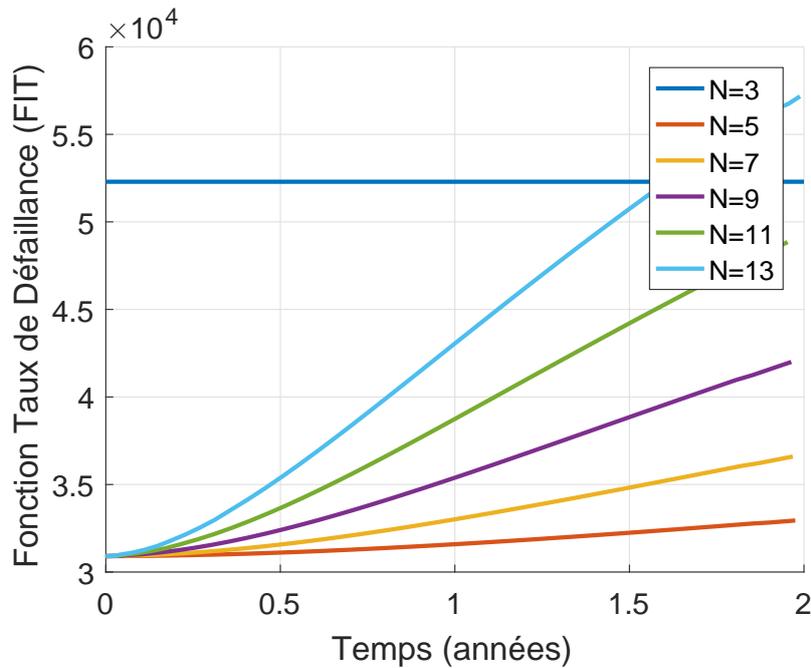


FIGURE 3.33 – Fonction de taux de défaillance associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel - Système de conversion sans réducteur

Le processus de Markov de la figure 3.27 prend en compte l'influence de l'état du système sur le taux de défaillance de l'ensemble onduleur-bobinage polyphasé. En effet, dans les hypothèses simplifiées consistant à conserver un taux de défaillance par phase λ_P constant quel que soit l'état du système, le taux de défaillance de l'ensemble onduleur-bobinage polyphasé est proportionnel au nombre de phases disponibles et décroît au fur et à mesure des reconfigurations. Le maintien d'un taux de défaillance par phase λ_P constant résulte de l'hypothèse que les facteurs de stress restent identiques sur les semi-conducteurs et l'enroulement de chaque phase de la machine, ceci quel que soit le nombre de phases disponibles. Cette hypothèse repose sur la conservation de la puissance transmise dans chaque phase quel que soit l'état du système. En revanche, il peut être considéré que ce dernier affecte les taux de défaillance des autres sous-systèmes dans lesquels transite en première approche une puissance au prorata du nombre de phases encore disponibles : redresseur λ_R ; banc de condensateurs λ_C et ensemble des éléments mécaniques λ_M . En effet, en absence de surdimensionnement du système, les transitions vers les états de défaut conduisent à des modes dégradés accompagnés d'une baisse de ses performances, conduisant potentiellement les facteurs de stress sur certains éléments à diminuer. Il est proposé en première approche et toujours dans un objectif didactique de corréler les taux de défaillance au ratio $\frac{N-x}{N}$ du nombre de phases restant $N-x$ sur le celui initial N conformément à la figure 3.34. Ce rapport est approximativement représentatif de la puissance normalisée disponible du système de conversion. Il est appliqué aux taux de défaillance des éléments autres que les semi-conducteurs et les enroulements de la machine. A nouveau, les 3 états M , R et C peuvent être regroupés avec un taux d'arrivée $\frac{N-x}{N}(\lambda_C + \lambda_M + \lambda_R)$ à partir des états de fonctionnement $N-x$ pour $0 \leq x \leq 2$. Au cours des reconfigurations, avec les hypothèses envisagées à titre d'illustration, les taux de transition diminuent par l'effet du nombre d'éléments qui décroît pour l'ensemble convertisseur-bobinage polyphasé et par la diminution des facteurs de stress sur les autres éléments.

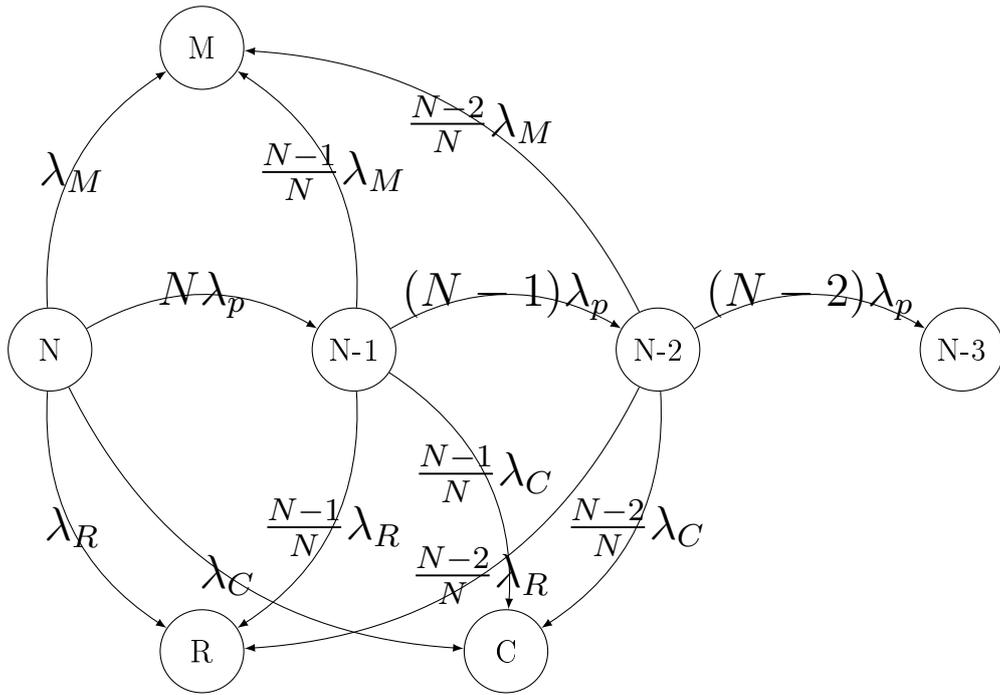


FIGURE 3.34 – Diagramme état-transition d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie comportant 2 possibilités de reconfiguration du nombre de phases et intégrant l'impact de l'état du système sur les taux de transitions du redresseur, du banc de condensateurs et des éléments mécaniques

Les fonctions de fiabilité et de taux de défaillance des systèmes triphasé de référence et polyphasés associées au processus de Markov de la figure 3.34 sont représentées sur les figures 3.35 et 3.36. Si la fonction de taux de défaillance initiale $h(0)$ est identique celle du processus de Markov de la figure 3.27, son évolution en fonction du temps n'est plus la même, les taux de départ des états de défaut sont impactés par le nombre $N - x$ de phases restant d'autant plus fortement que le nombre N de phases initial est faible.

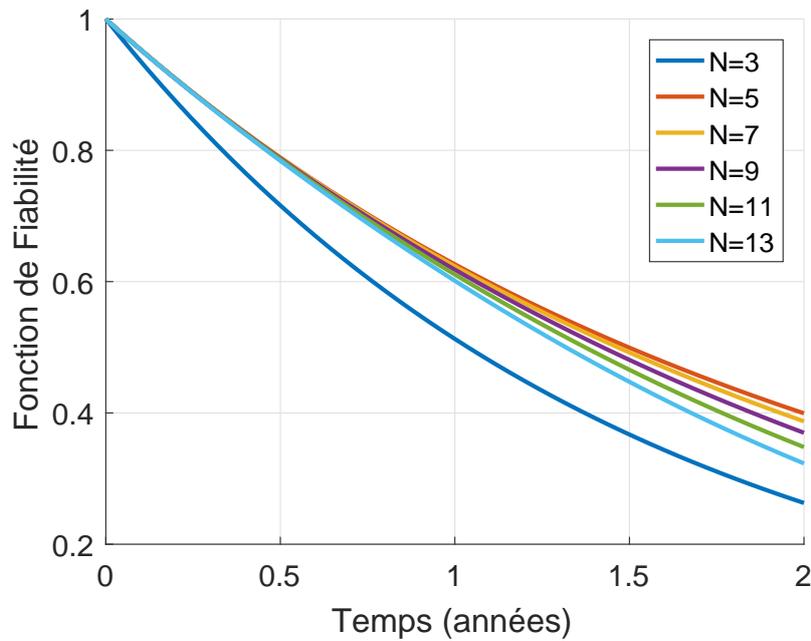


FIGURE 3.35 – Fonction de fiabilité associée à la figure 3.34 pour N variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel

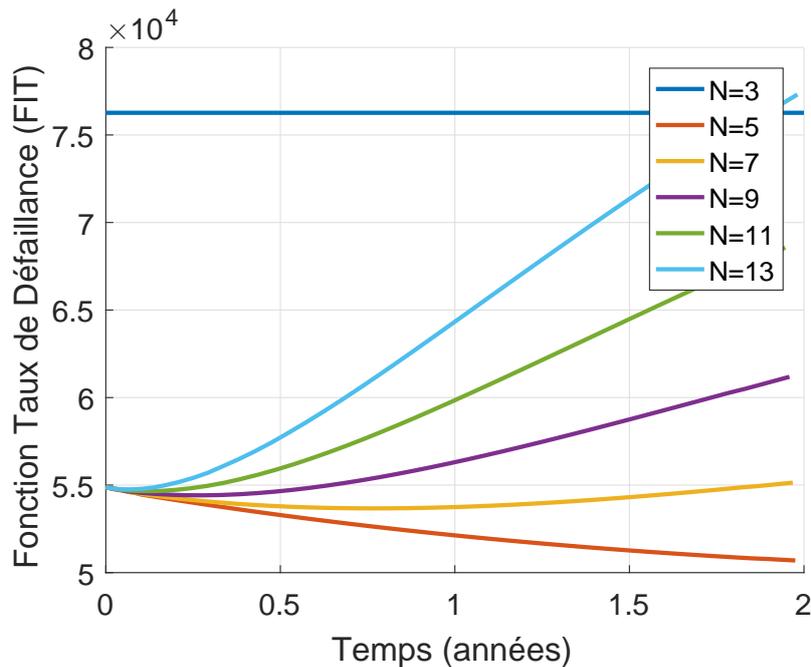


FIGURE 3.36 – Fonction de taux de défaillance associée à la figure 3.34 pour N variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel

A titre d'indicateurs, les $MTTF_2$ définis par l'équation (3.18) pour les 2 processus de Markov relatifs aux figures 3.27 et 3.34 du système avec réducteur sont présentés dans la table 3.3. Ils résultent de l'intégration sur les 2 années des fonctions de fiabilité des figures 3.30 et 3.35. Dans les 2 cas, la table 3.3 montre un optimum avec un système de conversion pentaphasé. Son gain en fiabilité par rapport à la solution de référence triphasée est mis en évidence. En effet, dans les conditions et les hypothèses spécifiées, le système à 5 phases bénéficie des capacités de reconfiguration des systèmes polyphasés sans un accroissement trop important de sa complexité comme le présentent les systèmes à nombre de phases plus élevé.

Processus		Nombre de phases initial N du système					
		3	5	7	9	11	13
Figure 3.27	an	1,10	1,28	1,27	1,26	1,25	1,23
	%	100	116	115	114	113	111
Figure 3.34	an	1,10	1,30	1,29	1,28	1,26	1,24
	%	100	118	117	116	114	112

TABLE 3.3 – Temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ pour les 2 processus de Markov des figures 3.27 et 3.34 du système avec réducteur déterminé par l’intégration des fonctions de fiabilité de 0 à 2 ans des figures 3.30 et 3.35 (en année et en relatif par rapport à la configuration triphasée de référence)

La table 3.3 montre que la prise en compte des modes dégradés associés aux états sur la détermination des taux de défaillance a un impact sur la fonction de fiabilité du système. Elle montre un très légère augmentation de la fiabilité basée sur le critère $MTTF_2$ lorsque les taux de défaillance sont affectés d’un facteur $\frac{N-x}{N}$. Les études de cas du chapitre 4 s’efforcent de déterminer plus précisément ces taux de défaillance à l’aide des modèles proposés dans ce chapitre 3.

3.11.3 Critère couplé de fiabilité-performance

L’étude d’un système polyphasé de conversion électromécanique présentée dans la section 3.11 montre que le meilleur résultat en matière de fiabilité dans les conditions et hypothèses spécifiées est obtenu dans la configuration pentaphasée. Cependant, les états de faute peuvent conduire à une réduction des performances du système résultant d’un fonctionnement dans un mode dégradé. Le surdimensionnement du système peut également permettre de conserver les performances nominales de l’état sain dans les états de défaut. Ainsi, avec un critère de sûreté en $N - 1$, [25] définit un facteur de surdimensionnement de tolérance aux fautes $F = \frac{N}{N-1}$ à appliquer à chaque phase. Le surdimensionnement de chaque phase est moindre lorsque le nombre de phases de l’état sain augmente. Afin d’aider le concepteur à affiner son choix concernant une solution polyphasée de conversion électromécanique dans laquelle la fiabilité est à prendre en compte, il est proposé de développer un critère quantifié couplant la fiabilité et la performance. Le but est d’agrèger le niveau de dégradation de performance à la fiabilité. A nouveau, les modèles de Markov sont mis à contribution pour quantifier le couple fiabilité-performance. Le système polyphasé de conversion électromécanique avec ses capacités de reconfiguration est considéré comme un processus stochastique $X(t) \geq 0$ d’espace d’état \mathcal{X} . L’espace d’état fini et dénombrable \mathcal{X} se divise en 2 sous-espaces, celui des états de fonctionnement \mathcal{F} où la fonction requise par le système est assurée, celui des états de panne \mathcal{P} où la fonction n’est plus assurée. La fonction de fiabilité du système est décrite par l’équation (3.78).

$$R(t) = \mathbb{P}(X(s) \in \mathcal{F}, \forall s \in [0, t]) \quad (3.78)$$

Dans un processus de Markov, l’équation (3.78) se traduit par la somme des probabilités des états de fonctionnement du système (3.79).

$$R(t) = \sum_{i, i \in \mathcal{F}} P_i(t) \quad (3.79)$$

Dans le cadre présent, il est proposé d’affecter à chaque état de fonctionnement i du processus

de Markov un critère de performance π_i . Celui-ci doit être pertinent par rapport à l'application est peut prendre la forme d'une valeur relative à la vitesse de rotation de la machine, à son couple ou sa puissance, à une énergie, à un facteur de charge...Ainsi, une fonction couplée fiabilité-performance $\Pi(t)$ est introduite selon (3.80).

$$\Pi(t) = \sum_{i,i \in \mathcal{F}} P_i(t)\pi_i \quad (3.80)$$

Le critère de performance π_i revêt une dimension physique, éventuellement normalisée. La fonction de couplée de fiabilité-performance $\Pi(t)$ (3.80) est donc une grandeur physique probable, représentative de la performance du système et affectée par sa fiabilité. A l'instar du $MTTF_\theta$ calculé à un temps fini θ , un critère couplé de fiabilité-performance Ψ_θ est déterminé par intégration de la fonction couplée de fiabilité-performance selon (3.81).

$$\Psi_\theta = \int_0^\theta \Pi(t)dt \quad (3.81)$$

Afin d'illustrer cette méthode, elle est appliquée aux processus de Markov des figures 3.27 et 3.34 de la section 3.11.2. Le réducteur est présent. Le critère de performance π_i qui est appliqué à chaque état de fonctionnement $i, i \in \mathcal{F}$ est le rapport $\frac{N-x}{N}$ du nombre de phases pilotées sur le nombre initial de phases jugé représentatif de la puissance adimensionnée disponible. Ainsi, la fonction de fiabilité-performance $\Pi(t)$ attribuée aux processus des figures 3.27 et 3.34 est définie par (3.82).

$$\Pi(t) = P_N(t) + \frac{N-1}{N}P_{N-1}(t) + \frac{N-2}{N}P_{N-2}(t) \quad (3.82)$$

Les fonctions de fiabilité-performance $\Pi(t)$ associées au processus de Markov des figures 3.27 et 3.34 sont représentées en figures 3.37 et 3.38. Elles correspondent à la puissance normalisée disponible probable au cours du temps affectée par la fiabilité. Les critères couplés de fiabilité-performance Ψ_2 à deux ans correspondants calculés selon (3.81) sont présentés dans la table 3.4. Ils montrent que dans les hypothèses et conditions considérées, les systèmes à grands nombres de phases compensent partiellement leur faible fiabilité affichée sur les figures 3.30 et 3.35 par une meilleure performance lors des reconfigurations.

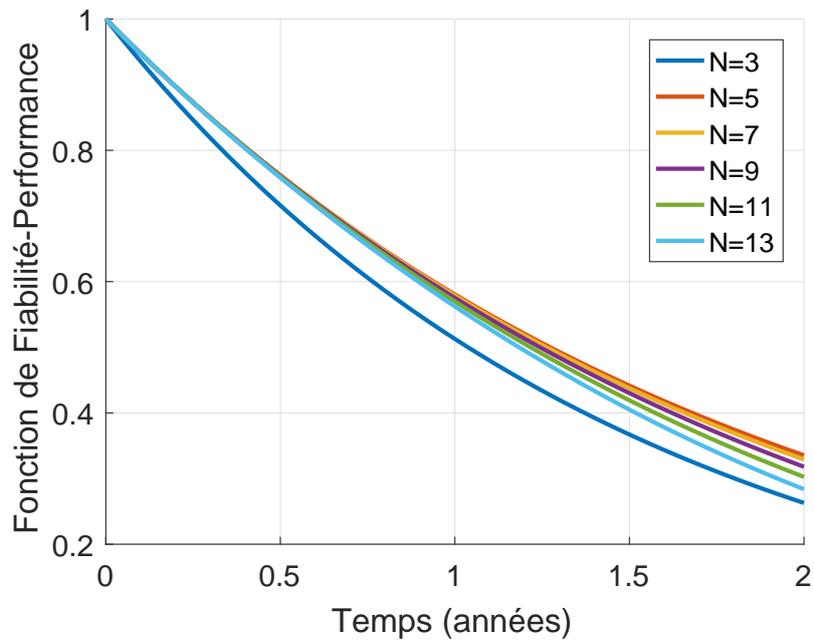


FIGURE 3.37 – Fonction couplée de fiabilité-performance associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel

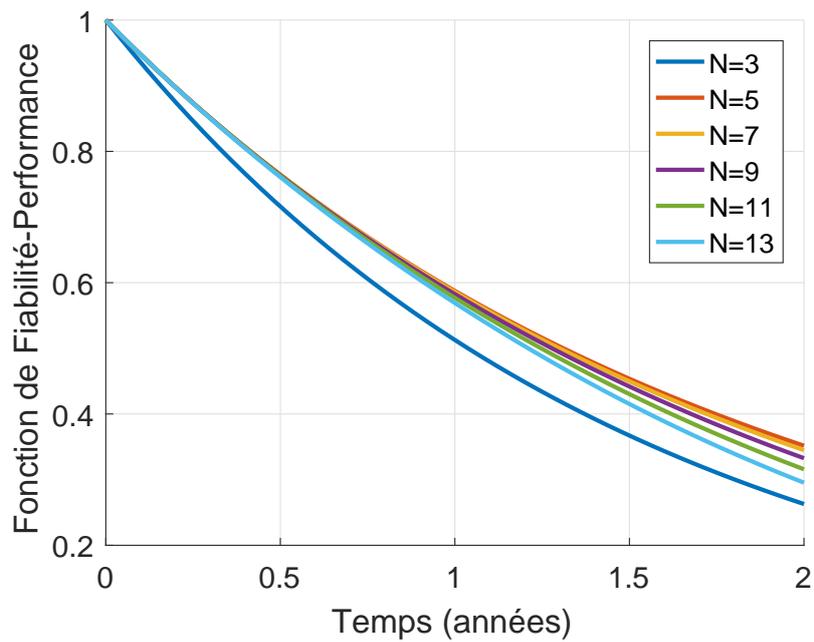


FIGURE 3.38 – Fonction couplée de fiabilité-performance associée à la figure 3.34 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel

Processus		Nombre de phases initial N					
		3	5	7	9	11	13
Figure 3.37	an	1,10	1,22	1,21	1,21	1,19	1,18
	%	100	110	110	109	108	107
Figure 3.38	an	1,10	1,23	1,23	1,22	1,21	1,19
	%	100	112	111	110	109	108

TABLE 3.4 – Critère couplé de fiabilité-performance Ψ_2 pour les 2 processus de Markov déterminé par l’intégration des fonctions de fiabilité-performance de 0 à 2 ans des figures 3.37 et 3.38 (en année et en relatif par rapport à la configuration triphasée de référence)

En complément du cas d’étude didactique précédent, l’annexe C présente pour information les fonctions de fiabilité et de fiabilité-performance tracées sur 20 ans à l’aide des modèles de Markov pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut jusqu’à 3 phases restantes. L’observation dans cette annexe des probabilités du système de se trouver dans les différents états de défaut justifie *a posteriori* le critère de sûreté $N - 2$. Celui-ci est pris comme hypothèse dans la section 1.7, notamment du fait du choix arbitraire de la durée d’étude à 2 ans. En effet, l’annexe C montre la faible probabilité pour des systèmes de 5 à 9 phases de se trouver dans un état de défaut $N - 3$ à l’issue de cette période de 2 ans. Cette constatation n’est valable que pour des taux de transition de l’ordre de quelques milliers à quelques dizaines de milliers de FIT tels qu’ils sont affichés dans la table 3.2.

3.12 Conclusion

Les modèles de défaillance présentés sont tous reliés à des variables physiques. A ce titre, ils diffèrent des bases de données industrielles disponibles constituées de recueil statistique. Ils font le lien avec les modèles physiques du chapitre 2 qui leur fournissent l’évolution des facteurs de stress au cours du profil de mission tel que défini dans la méthode présentée sur la figure 1.5. A nouveau, les modèles de défaillance proposés dans ce chapitre sont contestables. En effet, la distribution des temps de bon fonctionnement d’un roulement suit manifestement plutôt un modèle de Weibull qu’un modèle exponentiel. Cependant, l’étude de fiabilité sur un temps court jusqu’à une opération de maintenance préventive visant à remplacer les roulements, peut justifier l’absence de l’apparition de phénomènes d’usure et l’usage d’un modèle exponentiel. De même, le modèle exponentiel de défaillance des condensateurs est discutable du fait des nombreux phénomènes de dégradation, donc dépendant du temps, auxquels est soumis le diélectrique. Notamment, [78] propose un modèle hybride nommé expo-normal intégrant les processus de vieillissement. C’est également le cas concernant le cyclage thermique des semi-conducteurs, la défaillance résulte d’un phénomène de fatigue, donc d’un processus de dégradation thermomécanique manifestement dépendant du temps. De plus, l’addition des taux de défaillance suppose l’indépendance des composants pour ce qui est de leur fiabilité. Or, il est difficile d’imaginer que ce soit le cas au sein d’un banc de condensateurs ou d’un onduleur. Le recours à des modèles de défaillance exponentiels est dicté par le processus de Markov dont la propriété (3.51) d’absence de mémoire impose des temps de séjour dans les différents états distribués exponentiellement. Cependant, il existe la possibilité d’utiliser des transitions non exponentiellement distribuées au sein de modèles nommés « semi-Markov » ou « Markov inhomogènes » dont la résolution impose des techniques numériques [100]. Malgré leurs lacunes, les modèles proposés dans ce chapitre 3 permettent d’accéder à la fonction de fiabilité d’un système polyphasé de conversion électromécanique d’énergie, intégrant les effets des reconfigurations, des principaux facteurs de stress et de leur évolution au cours du profil de mission. L’agrégation de la performance à la fiabilité au sein des fonction et critère couplés de

fiabilité-performance permet d'apporter un élément complémentaire d'évaluation du système. Les modèles des chapitres 2 et 3 et le concept de fiabilité-performance sont appliqués aux cas d'étude du chapitre 4.

Chapitre 4

Applications des modèles physiques et de défaillance pour l'étude de la fiabilité des systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie

4.1 Introduction

Ce chapitre exploite les méthodologies présentées dans les chapitres précédents concernant les modèles physiques et de défaillance pour l'étude de la fiabilité de systèmes polyphasés extraits et/ou inspirés de la littérature. Le premier cas étudié est un système pentaphasé de propulsion navale à commande sinusoïdale. Seul le fondamental de la fem de la machine est considéré, les autres harmoniques sont négligés. La fem est donc sinusoïdale et autorise ainsi une commande sinus en courant dans les états sain et de défaut. Son modèle de défaillance intègre le profil de mission du navire. Le second cas fait référence à une stratégie de commande optimisée visant à maintenir la qualité du couple du point de vue de son ondulation, ceci en conservant le niveau global de pertes Joule de l'état sain dans ceux de défaut [56]. Cette stratégie est déclinée en 5 et 7 phases avec une fem non sinusoïdale. Le modèle de défaillance ne fait pas référence à un profil de mission. La commande dans les états de défaut consiste uniquement à maintenir un couple moyen permettant d'obtenir une valeur globale des pertes Joule identique à celle de l'état sain. Le troisième cas est relatif à un système d'extraction d'énergie hydrolienne [40] utilisant une machine multi-étoile, le profil de mission y est à nouveau intégré au travers de l'estimation de l'évolution de la vitesse de courant de marée au cours d'une année.

4.2 Système pentaphasé pour la propulsion navale à commande sinusoïdale

4.2.1 Présentation du système

La cahier des charges du système de propulsion est basé sur un profil de mission inspiré de celui d'une frégate disponible dans [101] et résumé dans la table 4.1.

Fraction de Mission (%)	13	16	32	26	13
Vitesse relative (%)	14	34	48	66	89

TABLE 4.1 – Profil de mission d’une frégate en vitesse relative par rapport à sa valeur maximale (28 nœuds dans [101]) en fonction de son temps d’utilisation en relatif sur la durée de mission

La vitesse de rotation Ω de l’hélice est supposée proportionnelle à la vitesse d’avance du navire. Le couple à exercer T sur la ligne d’arbre est estimé proportionnel au carré de sa vitesse de rotation Ω . En conséquence, la puissance propulsive P est proportionnelle au cube de la vitesse de rotation. Le profil de mission de la machine de propulsion est résumé sur la figure 4.1 pour les grandeurs suivantes, couple T , vitesse de rotation Ω et puissance P .

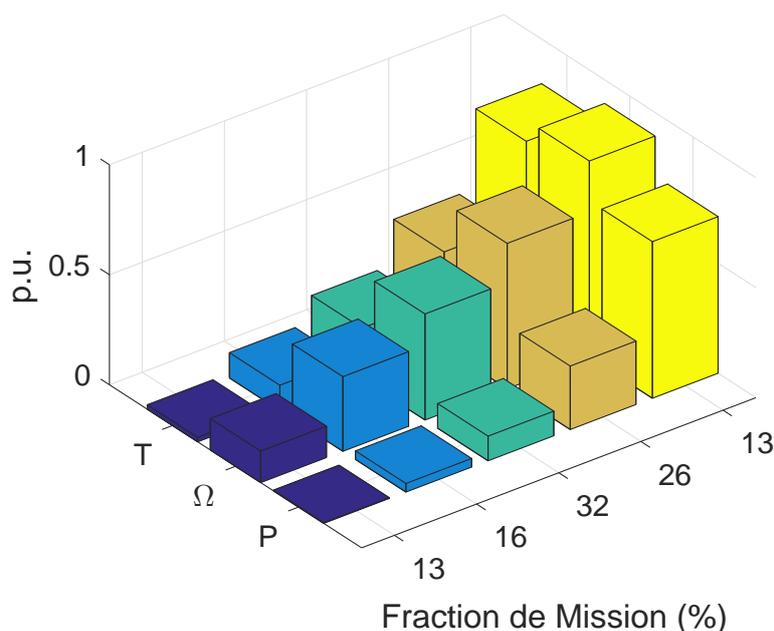


FIGURE 4.1 – Profil de mission en couple T , en vitesse Ω et en puissance P de la propulsion navale relative à la table 4.1 avec les hypothèses énoncées

Il est envisagé pour répondre au profil de mission de la figure 4.1 une motorisation électrique de la ligne d’arbre basée sur une machine synchrone polyphasée à aimants permanents. Cette solution a déjà été proposée dans [102] pour la propulsion d’un AUV (Autonomous Underwater Vehicle), ou drone sous-marin. Dans [102], le système de propulsion pentaphasé est comparé pour ce qui est de la fiabilité à une solution conventionnelle triphasée et à un système double-étoile. Dans cet article, aucun profil de mission n’est envisagé et la commande consiste à maintenir le couple à sa valeur maximale, ceci sans dépasser l’intensité efficace du courant dans chaque enroulement dans l’état sain comme dans ceux de défaut. Cette étude est complétée dans [103] par la prise en compte d’un profil de mission réaliste et l’intégration de la performance au travers d’un critère couplé de fiabilité-performance tel que défini dans la section 3.11.3. C’est la vitesse de rotation Ω de l’hélice, supposée être l’image de la vitesse d’avance du navire qui traduit la performance du système de propulsion.

Dans les 2 publications [102]- [103], seule la fiabilité du convertisseur statique est prise en compte. L’étude de la propulsion proposée dans cette section intègre d’autres sous-systèmes et comporte des hypothèses communes avec les deux articles précités. Ainsi, la ligne d’arbre est entraînée au travers d’un accouplement direct par la machine électrique. Celle-ci est supposée non saturée magnétiquement et toutes les pertes de puissance y sont négligées. Elle est couplée en étoile et est alimentée à partir du bus continu par un onduleur à IGBT en demi-pont à 2 deux

niveaux de tension. La distribution des enroulements statoriques et les fem sont supposées sinusoïdales, ce qui autorise une commande sinusoïdale en courant [104]. La gamme de puissance envisagée est compatible avec les bases virtuelles des composants définies dans les sections 2.3 et 2.5. Aussi, les caractéristiques nominales principales de l'ensemble machine/convertisseur sont présentées dans la table 4.2. En revanche, la source d'alimentation, constituée d'une batterie dans les publications [102] et [103], est obtenue dans le cas traité à partir du réseau de bord redressé par un pont de diodes PD3 associé à un banc de condensateurs. A nouveau, les résultats présentés sont comparés à un système triphasé de référence.

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Puissance	P_r	1	MW
Fréquence de rotation	n_r	200	tr.min ⁻¹
Couple	T_r	47,7	kNm
Nombre de paires de pôles	p	5	-
Tension efficace par phase	V_r	400	V
Réactance de la machine principale	X_r	0.5	p.u.
FCEM	E_r	345	V
Facteur de puissance	$\cos \phi_r$	0.87	-
Tension de bus continu	V_{dc}	1300	V
Fréquence de commutation	f_{sw}	1200	Hz

TABLE 4.2 – Caractéristiques nominales de la machine de propulsion et de l'onduleur associé

4.2.2 Modèle physique

Les modélisations physique et de la défaillance des condensateurs nécessitent que le banc soit déjà préalablement dimensionné. Dans le cas d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension à IGBT, c'est le mode dominant de l'ondulation basse fréquence à 6 fois celle du réseau alternatif triphasé du redresseur qui dimensionne la capacité totale selon la relation (4.1) [50].

$$C_{dc} = \frac{P_r}{240 \cdot V_{ond} \cdot V_{rms} \cdot f_{res}} \quad (4.1)$$

Dans l'équation (4.1), P_r représente la puissance nominale de la charge, $V_{ond} = V_{dc,max} - V_{dc,min}$ l'ondulation en tension souhaitée au niveau du bus continu, V_{rms} et f_{res} sont respectivement la tension simple efficace et la fréquence du réseau alternatif amont. En assimilant la valeur moyenne de sortie du pont de diodes PD3 à la tension de bus continu, avec un réseau de fréquence $f_{res} = 50$ Hz, et en se fixant une ondulation de la tension de bus continu à 1% de sa valeur moyenne, les valeurs de la table 4.2 conduisent à une capacité totale C_{dc} de l'ordre de 10 mF. Au niveau de tension considéré de 1300 V, seuls les condensateurs à film polypropylène métallisé peuvent être utilisés sans envisager d'association en série. En considérant une capacité unitaire de 1000 μ F, le banc est constitué de 10 condensateurs en dérivation. En prenant une marge de 10% sur la tension admissible par rapport à la tension du bus continu, des condensateurs 1000 μ F, 1430 V sont prélevés dans la base virtuelle définie dans la section 2.5.

De même, les modules IGBT sont prélevés dans la base virtuelle de la section 2.3 avec un calibre en tension majoré de 10% par rapport à celle du bus continu et un calibre en courant égal à la valeur efficace nominale du courant de la machine pentaphasée.

Dans l'état sain, la machine est pilotée en MTPA (Maximum Torque Per Ampère), c'est-à-dire que le décalage angulaire θ entre le courant et la fem est maintenu à 0 pour les 5 phases. Dans les états de faute à 4 et 3 phases, la stratégie de commande proposée dans [105], basée sur des

formes d'ondes sinusoïdales des courants, est adoptée mais en dégradant la valeur du couple afin de ne pas dépasser la valeur efficace du courant dans chaque phase encore disponible [102]. Il en résulte un fonctionnement en mode dégradé dans les états de défaut. La valeur efficace du courant par phase ainsi que son décalage angulaire θ avec la fem correspondante sont précisés dans la table 4.3. En nommant les phases dans l'ordre a, b, c, d et e , dans la table 4.3, l'état de faute à 4 phases correspond à la pertes de la phase a . La perte d'une phase supplémentaire nécessite d'envisager 2 cas : celui $3a$ où la phase perdue est adjacente à la première phase (phase b dans la table 4.3) ; celui $3na$ où la phase perdue est non adjacente à la première phase (phase c dans la table 4.3). Les deux dernières lignes de la table 4.1 précisent le couple et la vitesse de rotation disponibles dans chaque état de défaut. Elles sont normalisées par rapport aux valeurs du mode nominal de l'état sain. Elles montrent que le déséquilibre dû à la pertes de 2 phases adjacentes est plus difficile à compenser par la commande, impliquant une dégradation de la performance supérieure à celle résultant d'une reconfiguration sur 3 phases non adjacentes.

Phase	Etat de défaut					
	4 phases		3 phases (3na)		3 phases (3a)	
	I_{pu}	θ	I_{pu}	θ	I_{pu}	θ
a	0	0	0	0	0	0
b	1	$-\frac{\pi}{5}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\pi}{5}}$	0	0	0
c	1	0	0	0	$\frac{1}{2 \cos \frac{\pi}{5}}$	$-\frac{2\pi}{5}$
d	1	0	1	$-\frac{\pi}{5}$	1	0
e	1	$+\frac{\pi}{5}$	1	$+\frac{\pi}{5}$	$\frac{1}{2 \cos \frac{\pi}{5}}$	$+\frac{2\pi}{5}$
T_{pu}	0.72		0.45		0.28	
Ω_{pu}	0.85		0.67		0.53	

TABLE 4.3 – Commande en courant, couple et vitesse de rotation disponibles dans les états de défaut de la machine pentaphasée à commande sinusoïdale

Ainsi par rapport au profil de mission de la figure 4.1, deux cas sont à prévoir dans les états de faute. Dans le premier, le couple disponible est supérieur à celui nécessaire à l'obtention de la vitesse de rotation désirée. Alors les intensités efficaces des courants de commande de la table 4.3 dans les phases encore disponibles sont diminuées pour obtenir le couple nécessaire au point de fonctionnement. Dans le cas contraire, c'est la commande permettant d'obtenir le couple disponible qui est appliquée, entraînant une dégradation de la performance en vitesse de rotation par rapport à celle imposée par le profil de mission. La figure 4.2 illustre cette adaptation du profil de mission en fonction de l'état de faute. Elle montre que seul l'état sain à 5 phases est capable d'assurer tous les points de fonctionnement. En effet, une diminution de la vitesse de rotation par rapport à celle de l'état sain pour une fraction de mission donnée traduit une dégradation de la performance. A ce titre, le mode associé à l'état de défaut à 4 phases est légèrement dégradé pour le point de fonctionnement de plus forte puissance. Ce point de fonctionnement est plus fortement dégradé pour les états de faute à 3 phases. De plus, l'état $3a$ où 2 phases adjacentes sont en défaut présente une perte de performance en vitesse sur les 2 points de fonctionnement de puissances les plus élevées.

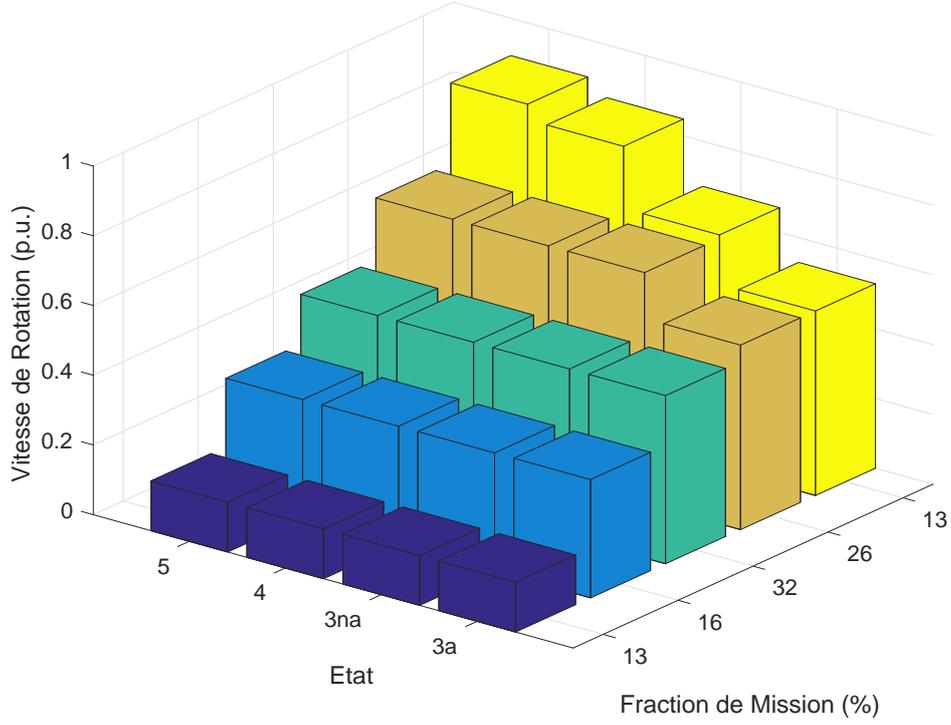


FIGURE 4.2 – Profil de mission en vitesse de rotation de la machine pentaphasée dans les états sain à 5 phases et de faute à 4 et 3 phases

La détermination des pertes de puissance dans les semi-conducteurs des équations de la section 2.2.1 nécessite de connaître le facteur de puissance $\cos \phi$ et la profondeur de modulation m relatifs à chaque phase. En régime sinusoïdal, l'équation de la machine (2.35) se traduit en relation vectorielle (4.2) en négligeant la résistance statorique r .

$$\vec{V}_{pu} = \Lambda_{pu} \Omega_{pu,j} \vec{I}_{pu} + \vec{E}_{pu} \Omega_{pu} \quad (4.2)$$

A partir de l'équation (2.42), l'inductance adimensionnée Λ_{pu} dans la base statorique est calculée à l'aide de l'équation (4.3), de la matrice inductance cyclique (4.4) et de celle de passage (4.5) issue de celle de Concordia (2.43). La matrice inductance cyclique (4.4) indique une distribution sinusoïdale des enroulements, dont les fuites magnétiques sont négligées. La valeur de l'inductance principale de 0,5 p.u. est choisie arbitrairement.

$$\Lambda_{pu} = C_5 \Delta_{pu} C_5^t \quad (4.3)$$

$$\Delta_{pu} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

$$C_5 = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} & 0 & \sqrt{\frac{2}{5}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) & \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Ainsi, l'équation vectorielle (4.2) permet d'estimer la valeur de la tension de phase et son déphasage par rapport au courant dans tous les états et pour tous les points de fonctionnement. A titre d'exemples, les figures 4.3 à 4.6 montrent les diagrammes vectoriels adimensionnés par rapport au mode nominal associés aux phases encore disponibles. Ils sont tracés pour l'état sain et les 3 états de défaut au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission.

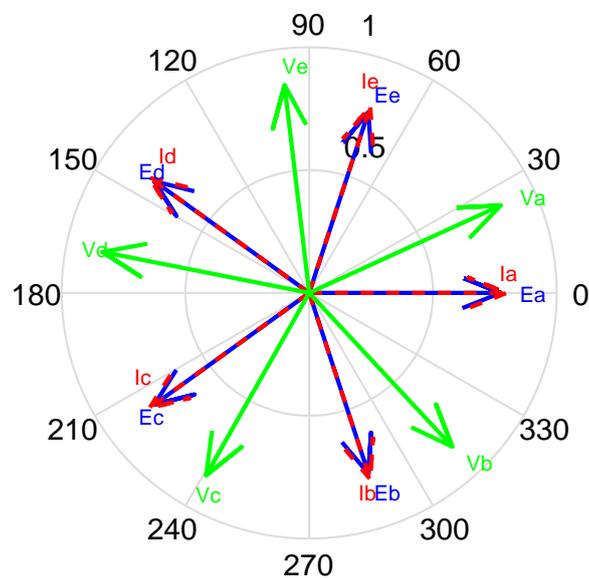


FIGURE 4.3 – Diagramme vectoriel des phases de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état sain à 5 phases

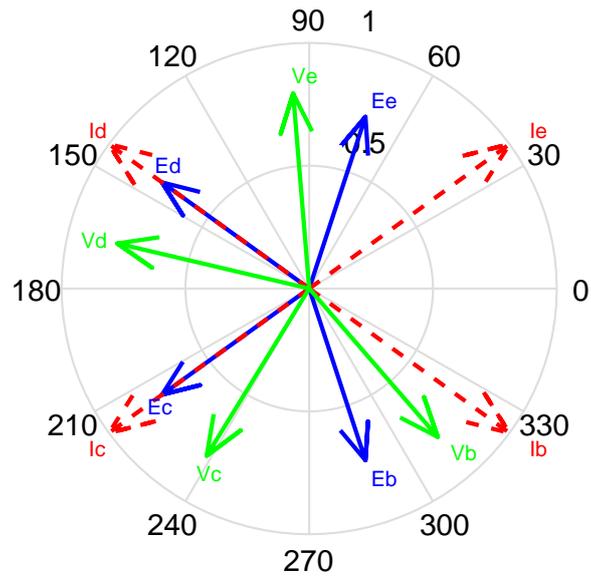


FIGURE 4.4 – Diagramme vectoriel des phases encore disponibles de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état de défaut à 4 phases - indisponibilité de la phase *a*

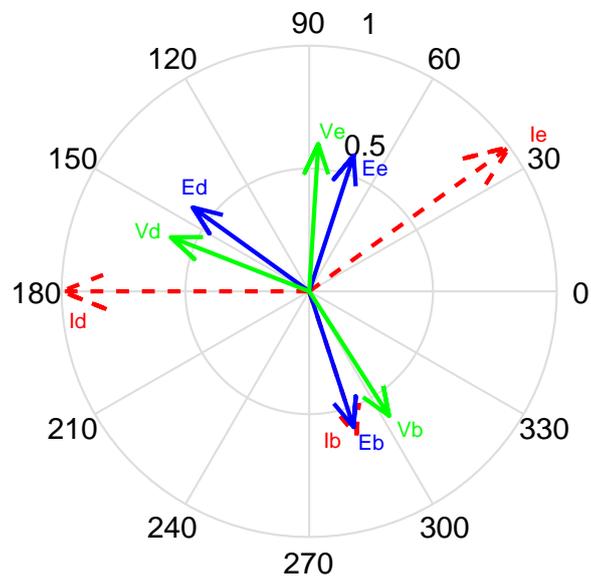


FIGURE 4.5 – Diagramme vectoriel des phases encore disponibles de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état de défaut à 3 phases non adjacentes - indisponibilité des phases *a* et *c*

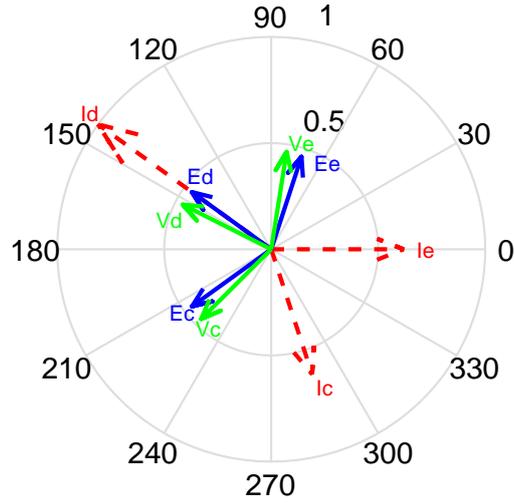


FIGURE 4.6 – Diagramme vectoriel des phases encore disponibles de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état de défaut à 3 phases adjacentes - indisponibilité des phases a et b

Ainsi, les modèles physiques des modules IGBT et des condensateurs respectivement des sections 2.2 et 2.4 sont utilisés pour estimer les températures pour les différentes phases du profil de mission et dans les différents états du système. Notamment, les équations (2.6) à (2.9) permettent de déterminer les pertes dans les semi-conducteurs et le modèle thermique équivalent de la figure 2.1 donne accès à leur température de jonction. La résistance thermique R_{ha} de la figure 2.1 est ajustée afin que la température de jonction de l'IGBT atteigne sa valeur maximale 150°C pour la puissance maximum dissipée.

L'ondulation en courant du bus continu est calculée à l'aide de l'équation (2.23). Les contributions basse fréquence du redresseur non commandé PD3 et celles haute fréquence dues à la MLI de l'onduleur sont prises en compte et la température de cœur des condensateurs est estimée à l'aide du modèle thermique équivalent de la figure 2.13. La contribution haute fréquence de l'ondulation est obtenue par reconstitution numérique du courant en sommant ceux des différents bras d'onduleur imposés par la commande. La contribution basse fréquence de l'ondulation en courant est déterminée au premier harmonique à $6 \times f_{res}$ à partir de l'ondulation en tension V_{ond} . Celle-ci est évaluée à partir de l'équation (4.1) en fonction de la puissance du point de fonctionnement du profil de mission considéré et de l'état du système. Dans ces conditions, la valeur efficace du courant d'ondulation du bus continu est exposée sur la figure 4.7.

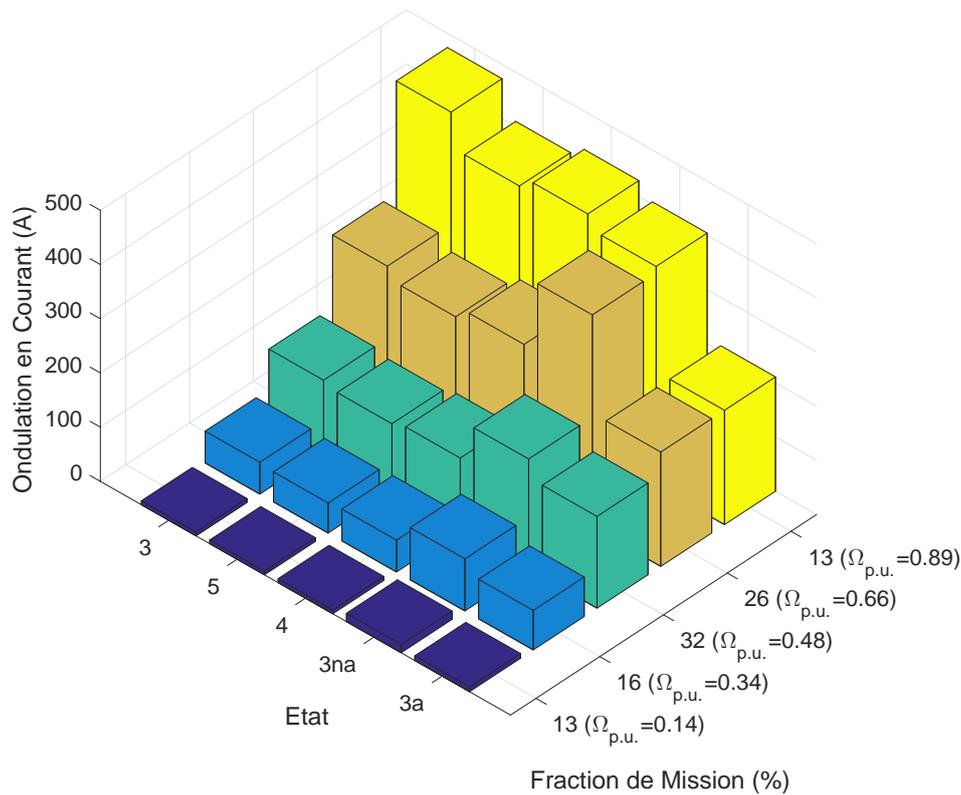


FIGURE 4.7 – Valeur efficace de l’ondulation en courant du bus continu pour les différents points de fonctionnement et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - L’état 3 correspond au système triphasé de référence

Conformément aux observations effectuées dans la section 2.4.1, l’ondulation en courant dans l’état sain du système pentaphasé est moindre que celle du système triphasé de référence pour les différents points de fonctionnement. En revanche, le courant du bus continu peut présenter une valeur d’ondulation importante dans les états de défaut. Cet effet résulte à la fois d’une richesse harmonique accrue par rapport à l’état sain et de l’augmentation des valeurs efficaces des courants de phase. Cette dernière est nécessaire pour maintenir un couple permettant de conserver un niveau de performance en vitesse acceptable. Il faut rappeler que ce courant efficace d’ondulation est supposé se répartir équitablement entre les 10 condensateurs de 1000 μF constituant le banc.

4.2.3 Modèle de défaillance

La défaillance du pont de diodes PD3 en entrée du convertisseur est négligée. En effet, il est estimé que l’absence de commutations dures au sein du redresseur préserve les semi-conducteurs par rapport à ceux de l’onduleur piloté en MLI, commutant donc beaucoup plus fréquemment. Ainsi, le diagramme état-transition associé au système pentaphasé reconfigurable est présenté sur la figure 4.8. L’état 5 correspond à l’état sain et les états 4, 3na et 3a sont ceux de défaut respectivement à 4 phases, 3 phases non adjacentes et 3 phases adjacentes commandées. Les états 2, M et C sont des états de panne absorbants correspondant respectivement à la perte de 3 phases, à une défaillance mécanique des roulements de la machine et à la perte du banc de condensateurs.

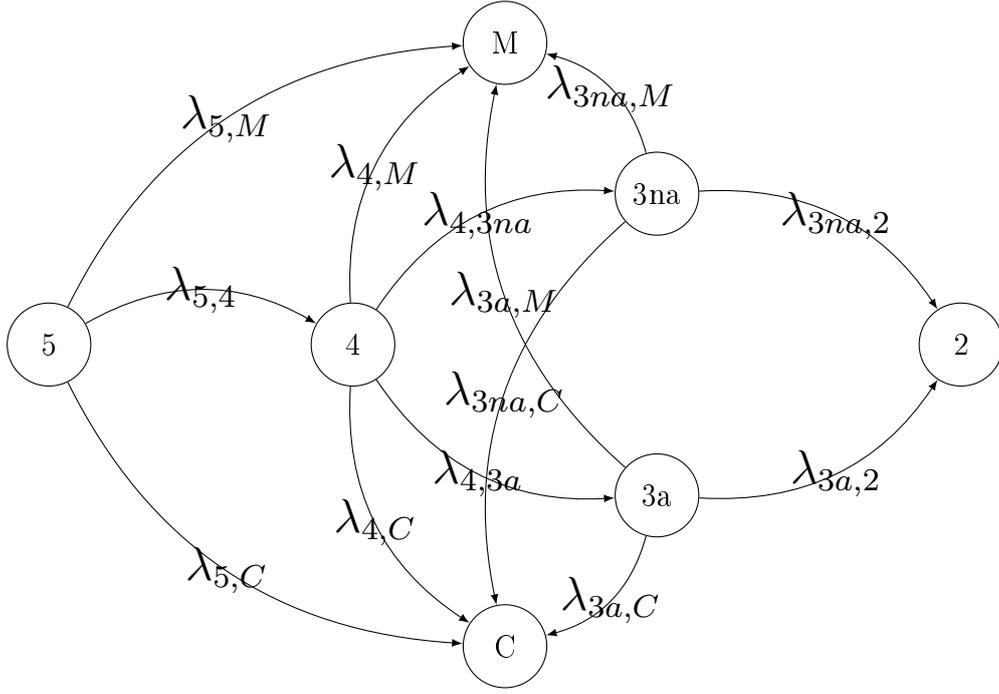


FIGURE 4.8 – Diagramme état-transition du système pentaphasé de propulsion navale

Les taux de transitions $\lambda_{5,4}$, $\lambda_{4,3na}$, $\lambda_{4,3a}$, $\lambda_{3na,2}$ et $\lambda_{3a,2}$ sont les taux de défaillance de l'ensemble des phases encore disponibles, une phase étant considérée comme un ensemble d'un enroulement statorique de la machine et du bras d'onduleur qui l'alimente. Une phase en faute ou en défaut correspond à une phase ouverte, bras non commandé. La forme générale de ces taux de défaillance des phases est donnée par la relation (4.6). Dans cette relation, $\lambda_{ph,x}$ correspond au taux de défaillance de la phase x déterminé à l'aide de (4.7). Le taux de défaillance $\lambda_{sw,x}$ d'une cellule de commutation constituée d'un IGBT et d'une diode est calculé à l'aide de (4.8). La présence du racine de 2 résulte de l'application de la méthode *FIDES* [66, page 123] préconisant une multiplication du taux de défaillance de base d'un semi-conducteur par \sqrt{n} dans le cas où n semi-conducteurs sont intégrés dans le même boîtier. Les modules IGBT sont prélevés dans la base virtuelle construite dans la section 2.3. Celle-ci est constituée à partir des modules *SKM* de *SEMIKRON* intégrant une seule cellule de commutation, donc 2 semi-conducteurs.

$$\lambda_{i,j} = \lambda_{ph,a} + \lambda_{ph,b} + \lambda_{ph,c} + \lambda_{ph,d} + \lambda_{ph,e} \quad (4.6)$$

$$\lambda_{ph,x} = \lambda_{W,x} + 2 \times \lambda_{sw,x} \quad (4.7)$$

$$\lambda_{sw,x} = \sqrt{2} \times (\lambda_{IGBT,x} + \lambda_{diode,x}) \quad (4.8)$$

Dans l'équation (4.6), le taux de défaillance $\lambda_{ph,x}$ d'une phase déjà en faute est nul. Ainsi le taux de défaillance $\lambda_{5,4}$ quantifie la défaillance des 5 phases de l'état sain dont la commande en MTPA se traduit par des taux de défaillance identiques entre chaque phase. La contribution des semi-conducteurs à ce taux de défaillance est obtenue par la méthode *FIDES* (3.22) avec un facteur d'accélération en température de loi d'Arrhenius (3.23) avec un taux de défaillance de base $\lambda_{0Th} = 0,3$ FIT pour l'IGBT comme pour la diode. La contribution $\lambda_{W,x}$ de l'enroulement à l'équation (4.7) est déterminée par la relation (3.38) avec un taux de défaillance de référence

$\lambda_{W,ref} = 2200$ FIT estimé à partir des statistiques de terrain du secteur éolien [32, page 177]. La pondération (3.39) par les différentes phases de mission est appliquée pour évaluer le taux de défaillance de l'enroulement sur le profil de mission. Il faut souligner que le taux de défaillance de base ou de référence d'un semi-conducteur ou d'un enroulement n'a pas la même signification. La valeur $\lambda_{0Th} = 0,3$ FIT correspond d'après l'équation (3.23) au taux de défaillance du semi-conducteur à température de jonction de 20°C , donc en l'absence de dissipation de puissance pour une température ambiante de 20°C . La dissipation de puissance dans les semi-conducteurs lors de l'alimentation des phases va provoquer une hausse de la température de jonction, entraînant une augmentation notable du taux de défaillance par rapport à sa valeur de base du fait de la forme exponentielle de la loi d'Arrhenius (3.23). En revanche, la valeur de référence $\lambda_{W,ref} = 2200$ FIT attribuée au taux de défaillance d'un enroulement correspond à la valeur nominale du courant d'après (3.38). La circulation d'un courant inférieur à la valeur nominale dans une phase conduit ainsi à une diminution du taux de défaillance de l'enroulement par rapport à sa valeur de référence $\lambda_{W,ref}$.

Les états de faute à 3 phases se distinguent par leur mode dégradé mais aussi par leur taux de transition à partir de l'état de faute à 4 phases. En effet, la table 4.3 et la figure 4.4 montrent que la reconfiguration de la commande dans l'état de défaut à 4 phases impacte ces dernières différemment. Ainsi, en considérant la phase a comme la première phase en défaut, la propension à perdre une phase adjacente b ou e n'est pas la même que celle à perdre une phase non adjacente c ou d . Cependant, il faut souligner que d'après la figure 4.4, les différences de commande se situent aux niveaux des déphasages et non des valeurs efficaces des courants. L'impact sur les pertes dans les semi-conducteurs reste minime. Ainsi, le taux de défaillance $\lambda_{4,3na}$ résulte de la somme des taux de défaillance des phases c et d alors que $\lambda_{4,3a}$ est obtenu par l'addition des taux de défaillance des phases b et e .

En revanche, les figures 4.5 et 4.6 et la table 4.3 montrent une forte disparité des courants par phase pour les états de faute à 3 phases. L'état de faute $3na$ affiche une atténuation de $\frac{1}{2\cos\frac{\pi}{5}}$ pour une phase par rapport aux 2 autres tandis que l'état de faute $3a$ présente cette atténuation pour 2 phases par rapport à la troisième. Ce constat laisse présager des valeurs assez éloignées des taux de défaillance $\lambda_{3a,2}$ et $\lambda_{3na,2}$ dans les 2 états de défaut à 3 phases $3a$ et $3na$.

Dans les conditions évoquées précédemment, les taux de défaillance des phases affectés à chaque phase de la mission sont représentés sur la figure 4.9. Le taux de défaillance $\lambda_{4,3}$ cumule $\lambda_{4,3na}$ et $\lambda_{4,3a}$, il caractérise ainsi la tendance à la défaillance de l'ensemble des 4 phases disponibles de l'état 4. Le taux de défaillance λ_3 indique celui des 3 phases du système triphasé de référence. Il inclut ceux des semi-conducteurs et des enroulements de la machine selon la même méthodologie que le système à 5 phases. Les modules IGBT du système triphasé de référence sont prélevés dans la base virtuelle définie dans la section 2.3 avec une marge de 10% sur la tension nominale par rapport à la tension de bus continu et un calibre en courant égal à la valeur efficace nominale du courant de la machine triphasée. La résistance thermique du dissipateur est ajustée afin que la température d'un IGBT atteigne sa valeur maximale de 150°C pour la puissance maximum dissipée. La contribution d'un enroulement est déterminée par les relations (3.38) et (3.39) avec un taux de défaillance de référence $\lambda_{W,ref} = 2200$ FIT. Dans ces conditions, les taux de défaillance par phase sont identiques dans l'état sain du système pentaphasé et pour le système triphasé de référence. Ainsi le taux de défaillance $\lambda_{5,4}$ des 5 phases de l'état sain du système pentaphasé affiche un rapport 5/3 par rapport à λ_3 des 3 phases du système triphasé. La propension à perdre une phase est supérieure dans l'état sain pour le système pentaphasé à celle pour le système triphasé de référence, la fiabilité structurelle du système à 5 phases est moindre que celle du système à 3 phases. Cette tendance peut être

encore accentuée dans les états de défaut, notamment sur les points de fonctionnement à forte puissance, car bien que le nombre de phases disponibles diminue, chacune d'elle est bien plus sollicitée thermiquement pour maintenir une performance acceptable en vitesse de rotation dans le cadre du profil de mission.

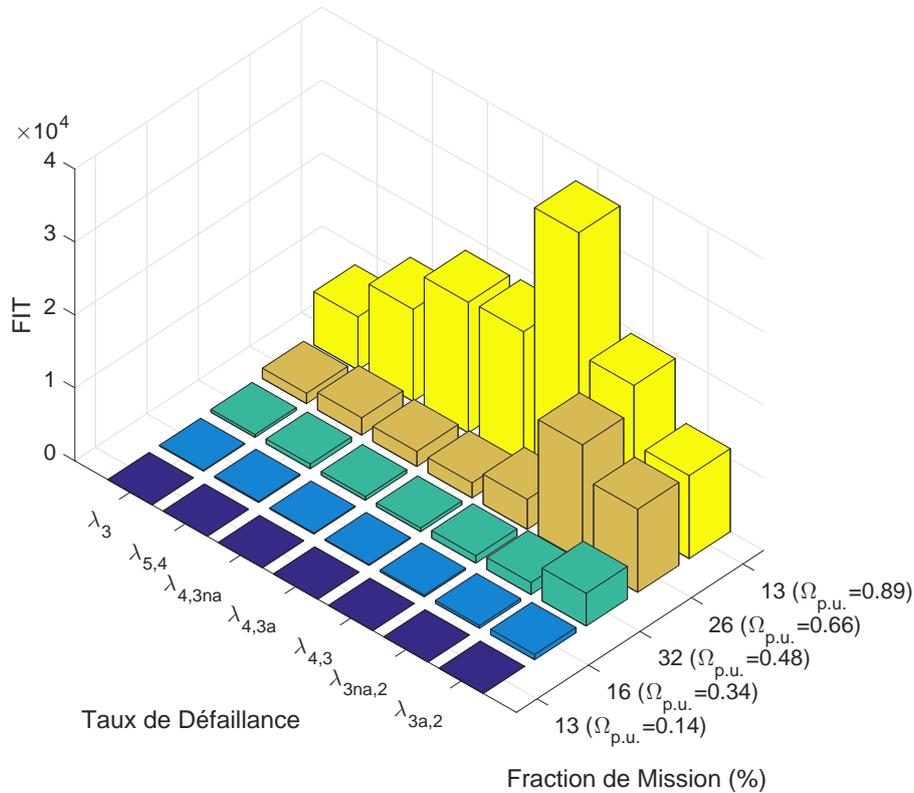


FIGURE 4.9 – Taux de défaillance des phases pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - λ_3 correspond au taux de défaillance des 3 phases du système triphasé de référence

Sur la figure 4.8, les taux de défaillances $\lambda_{5,C}$, $\lambda_{4,C}$, $\lambda_{3a,C}$ et $\lambda_{3na,C}$ quantifient la tendance à la perte du banc de condensateurs dans les états sain et de défaut. Les modèles physiques et de défaillance respectivement des sections 2.4 et 3.6 sont appliqués. Le modèle de défaillance simplifié (3.34) est retenu avec les données issues des condensateurs 947D de CORNELL DUBILIER [81] : $L_{ref} = 20000h$, $n = 8$ et $T_{ref} = 85^\circ C$. La tension de référence V_{ref} est égale à la tension nominale du condensateur. Le taux de défaillance d'un condensateur est basé sur le modèle exponentiel (3.35). Enfin, en considérant la défaillance des condensateurs au sein du banc comme des événements indépendants, le taux de défaillance du banc est déterminé selon (3.37). Celui-ci est présenté pour chaque phase de la mission sur la figure 4.10. Il est tributaire de l'ondulation en courant du bus continu de la figure 4.7. λ_{3C} indique le taux de défaillance du banc de condensateurs du système triphasé de référence. Contrairement aux semi-conducteurs, le choix des condensateurs du bus continu n'est pas affecté par la nature triphasée ou pentaphasée de l'ensemble onduleur/machine, ceux-ci étant dimensionnés uniquement en fonction de la puissance nominale du système et du redresseur à diodes en amont conformément à l'équation (4.1). Le recours à des condensateurs à film polypropylène métallisé, imposé par le niveau de tension du bus continu conduit à des taux de défaillance du banc peu impactés par le niveau de puissance et par l'état du système. En effet, la faible valeur de la capacité unitaire des condensateurs à film polypropylène métallisé, associée à leur très bonne tenue au courant

d'ondulation impliquent un partage de celui-ci dans un nombre de condensateurs élevé. Il en résulte une très faible élévation de température du cœur de chaque condensateur. Celle-ci tend rapidement vers la température ambiante estimée à 20°C quand la puissance du point de fonctionnement diminue.

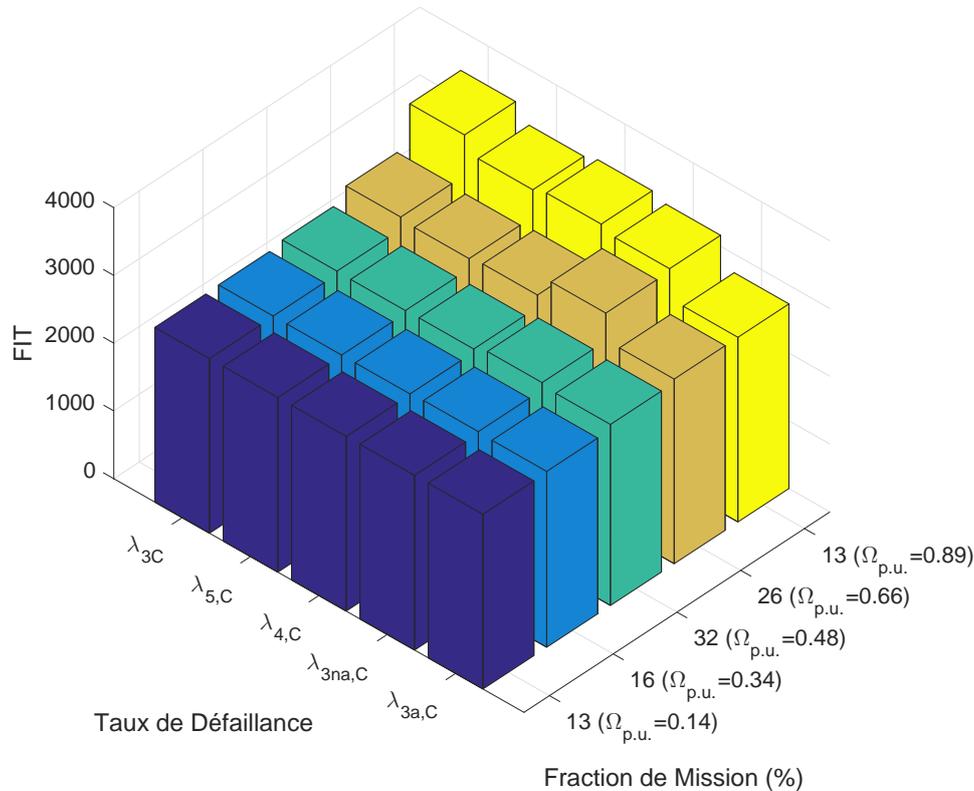


FIGURE 4.10 – Taux de défaillance du banc de condensateurs pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - λ_{3C} correspond au taux de défaillance du banc de condensateur du système triphasé de référence

Sur la figure 4.8, les taux de défaillances $\lambda_{5,M}$, $\lambda_{4,M}$, $\lambda_{3a,M}$ et $\lambda_{3na,M}$ sont relatifs à une défaillance mécanique due aux roulements de la machine. Le modèle de défaillance des roulements est corrélé à la vitesse de rotation et au couple de la machine conformément à l'équation (3.45) avec un taux de défaillance de référence $\lambda_{B,ref} = 6600$ FIT pour le point de fonctionnement nominal. Cette valeur correspond à une affectation de 40% [7] des défaillances de la machine appliquée au taux de défaillance issu des statistiques des éoliennes de [32, page 177]. Dans ces conditions, les taux de défaillance mécanique affectés à chaque phase de la mission et pour chaque état du système pentaphasé sont disponibles sur la figure 4.11. λ_{3M} correspond au taux de défaillance mécanique du système triphasé de référence. Il ne présente pas de différence par rapport à l'état sain du système pentaphasé car il dépend uniquement des grandeurs mécaniques du point de fonctionnement. A ce titre, le taux de défaillance mécanique diminue fortement dans les états de faute où la perte de performance en couple et en vitesse de rotation est importante.

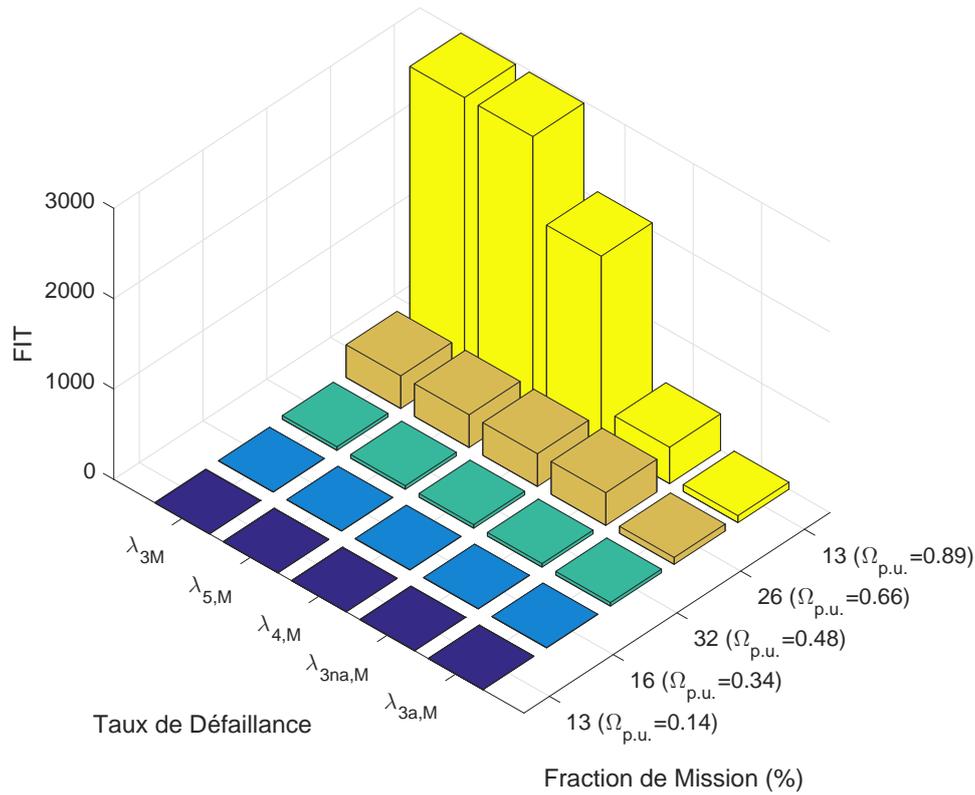


FIGURE 4.11 – Taux de défaillance mécanique pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - λ_{3M} correspond au taux de défaillance mécanique du système triphasé de référence

Les pondérations en fonction du profil de mission exposées dans le chapitre 3 sont appliquées aux taux de défaillance des figures 4.9 à 4.11 et conduisent à ceux de la figure 4.12. Dans le contexte déjà évoqué, l'impact de l'état du système sur l'ensemble du profil de mission est minime sur la fiabilité du banc de condensateurs. En revanche, en matière de fiabilité, les états de défaut ont un effet bénéfique sur la défaillance mécanique du fait de la perte de performance mécanique et un effet nuisible sur les semi-conducteurs et les enroulements encore disponibles, ceux-ci subissant des sollicitations thermiques plus importantes. Il faut néanmoins rappeler que le modèle de défaillance des roulements (3.45) est basé uniquement sur les valeurs moyennes du couple et de la vitesse de rotation. Les impacts des ondulations sur la fiabilité des roulements ne sont pas intégrés dans le modèle.

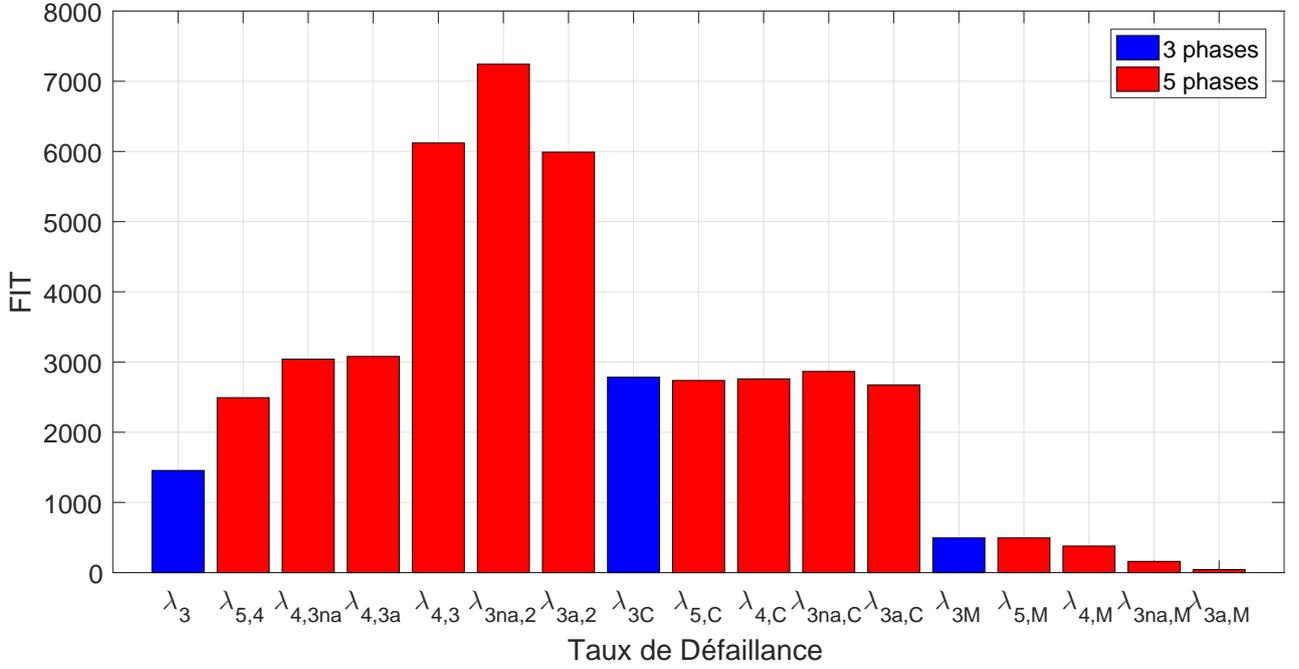


FIGURE 4.12 – Taux de défaillance sur le profil de mission de la propulsion navale des systèmes pentaphasé et triphasé de référence

Les taux de défaillance de la figure 4.12 alimentent la matrice de transition (4.9) associée au diagramme état-transition de la figure 4.8 et avec pour vecteur de probabilités d'état (4.10)

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\Sigma\lambda_5 & \lambda_{5,4} & 0 & 0 & 0 & \lambda_{5,M} & \lambda_{5,C} \\ 0 & -\Sigma\lambda_4 & \lambda_{4,3na} & \lambda_{4,3a} & 0 & \lambda_{4,M} & \lambda_{4,C} \\ 0 & 0 & -\Sigma\lambda_{3na} & 0 & \lambda_{3na,2} & \lambda_{3na,M} & \lambda_{3na,C} \\ 0 & 0 & 0 & -\Sigma\lambda_{3a} & \lambda_{3a,2} & \lambda_{3a,M} & \lambda_{3a,C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

avec

$$\begin{aligned} \Sigma\lambda_5 &= \lambda_{5,4} + \lambda_{5,M} + \lambda_{5,C} \\ \Sigma\lambda_4 &= \lambda_{4,3na} + \lambda_{4,3a} + \lambda_{4,M} + \lambda_{4,C} \\ \Sigma\lambda_{3na} &= \lambda_{3na,2} + \lambda_{3na,M} + \lambda_{3na,C} \\ \Sigma\lambda_{3a} &= \lambda_{3a,2} + \lambda_{3a,M} + \lambda_{3a,C} \end{aligned}$$

$$\mathbf{P}(t) = [P_5(t), P_4(t), P_{3na}(t), P_{3a}(t), P_2(t), P_M(t), P_C(t)] \quad (4.10)$$

La condition initiale $\mathbf{P}(0) = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$ permet la résolution des équations de Kolmogorov associées à la matrice génératrice (4.9). Les états 5, 4, 3na et 3a du diagramme état-transition de la figure 4.8 assurent la fonction requise de propulsion, y compris dans les états de défaut accompagnés d'un mode dégradé conformément à la figure 4.2. Dans ces conditions, la fonction de fiabilité du système pentaphasé de propulsion est définie par l'équation (4.11). Sa représentation graphique sur 2 ans est donnée sur la figure 4.13. Elle est comparée à la fonction de fiabilité du système triphasé de référence, non reconfigurable, de modèle exponentiel avec pour taux de défaillance $\lambda_3 + \lambda_{3C} + \lambda_{3M} \approx 6000$ FIT. La figure 4.13 montre une supériorité du

système pentaphasé sur celui triphasé en matière de fiabilité due aux possibilités de reconfiguration offertes par le système à 5 phases.

$$R_5(t) = P_5(t) + P_4(t) + P_{3na}(t) + P_{3a}(t) \quad (4.11)$$

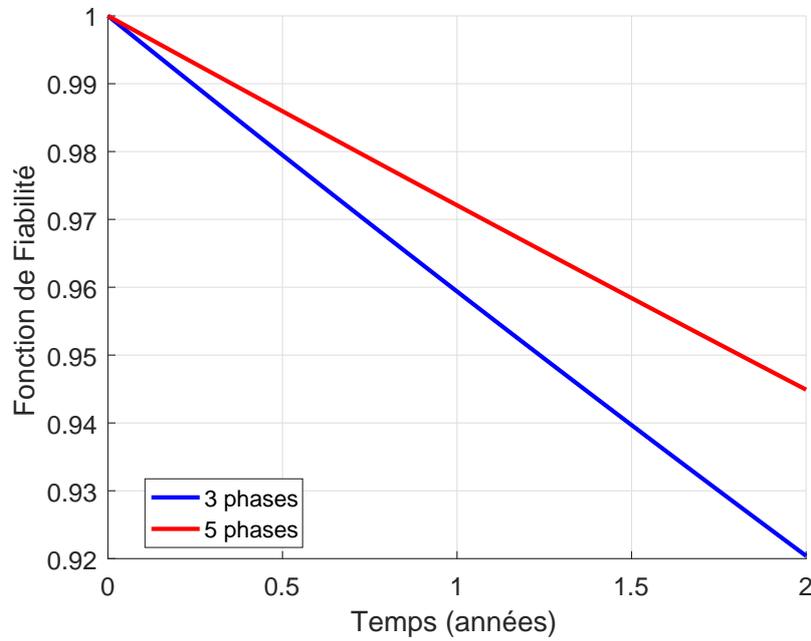


FIGURE 4.13 – Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et triphasé de référence

Cependant, les reconfigurations s'accompagnent de modes dégradés liés à une diminution de la performance en vitesse. Ainsi, la figure 4.14 traduit la satisfaction à la mission. Elle est obtenue par le ratio entre la vitesse de rotation accessible et celle souhaitée pour tous les états du système pentaphasé et tous les points de fonctionnement du profil de mission.

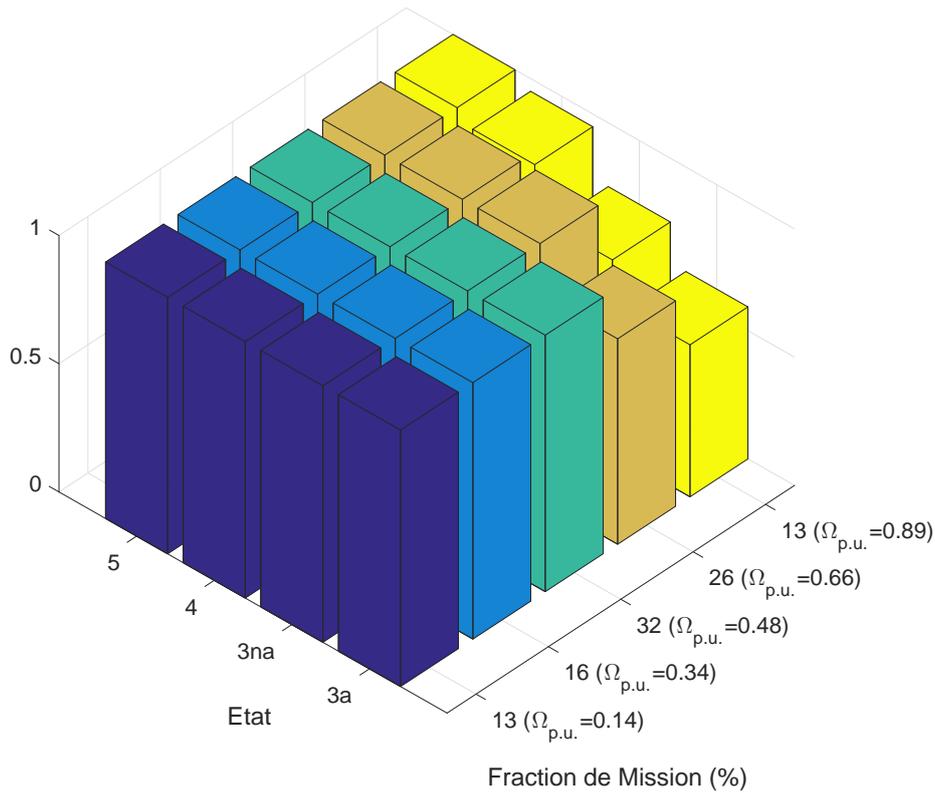


FIGURE 4.14 – Rapport de la vitesse de rotation accessible sur celle souhaitée pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1

Afin de quantifier si l'amélioration de la fiabilité ne s'effectue pas trop au détriment de la performance en vitesse, conformément à la section 3.11.3, un critère de performance π est introduit pour chaque état de faute du diagramme 4.8. Le critère retenu est la moyenne pondérée par la fraction de mission du rapport de la vitesse de rotation accessible sur celle souhaitée de la figure 4.14. Ce critère est indiqué dans le tableau 4.4.

Etat	4	3na	3a
Critère π	0,994	0,968	0,822

TABLE 4.4 – Critère de performance en vitesse de rotation associé au profil de mission de la figure 4.2 obtenu par pondération par la fraction de mission des rapports de la figure 4.14

La fonction couplée de fiabilité-performance définie par l'équation (3.80) s'écrit selon (4.12) pour le système de propulsion pentaphasé. Elle peut être vue comme la probabilité que la vitesse souhaitée soit atteignable. Elle est comparée à celle du système triphasé de référence sur la figure 4.15. La fonction de fiabilité-performance du système triphasé est identique à sa fonction de fiabilité du fait de son absence de capacité de reconfiguration.

$$\Pi_5(t) = P_5(t) + \pi_4 P_4(t) + \pi_{3na} P_{3na}(t) + \pi_{3a} P_{3a}(t) \quad (4.12)$$

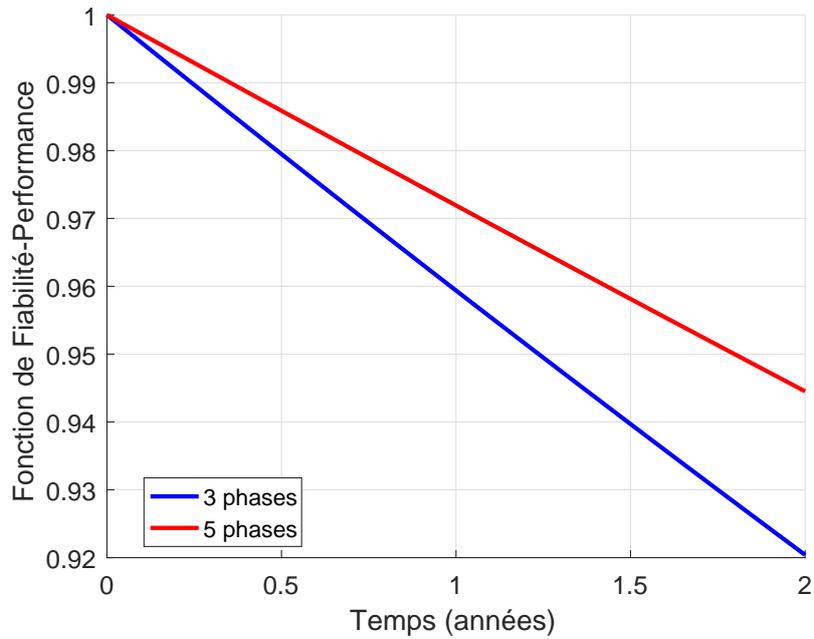


FIGURE 4.15 – Fonction de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé et triphasé de référence

La figure 4.15 ne montre pas de différence notable entre la fonction de fiabilité-performance $\Pi_5(t)$ du système pentaphasé et sa fonction de fiabilité $R_5(t)$ de la figure 4.13, indiquant ainsi que l'amélioration de la fiabilité ne se fait pas au détriment de la performance en vitesse. Ce constat est dû aux faibles probabilités pour le système de se trouver dans des états de défaut à l'issue des 2 ans (figure 4.16) et à l'impact limité sur la performance affichée par le tableau 4.4 de ces états sur le profil de mission de la figure 4.2.

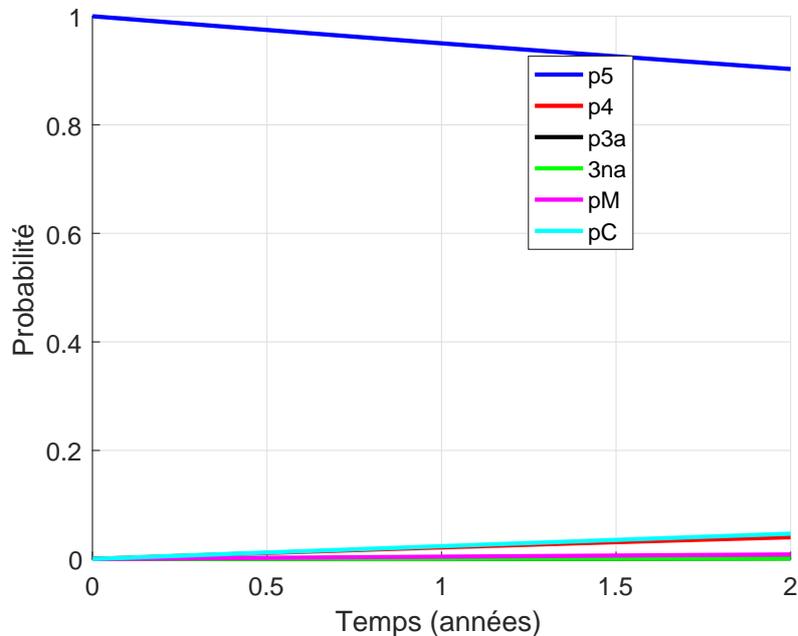


FIGURE 4.16 – Probabilité du système de la figure 3.27 de se trouver dans les différents états sur la durée d'étude de 2 ans - Il est constaté une faible probabilité pour le système de se trouver dans un état de défaut correspondant à un mode relativement dégradé à l'issue de la période

4.3 Système polyphasé à commande optimale

4.3.1 Présentation du système et de sa commande

La stratégie de commande est issue de [56]. Elle consiste à maintenir un couple constant dans les états sain et de faute d'une machine polyphasée à aimants permanents en minimisant ses pertes Joule. Cette stratégie permet de calculer en temps réel les courants de référence dès l'apparition du défaut à l'aide des notions de forces électromotrices accessibles et d'un critère de minimisation des pertes Joule. Cependant, du fait des formes complexes que peuvent prendre les courants de référence, le recours à des contrôleurs à hystérésis peut s'avérer plus efficace que l'usage des traditionnels contrôleurs PI. C'est cette solution qui est retenue dans [56] et dans la présente section. Dans [56] cette stratégie est appliquée à une machine pentaphasée tétrapolaire 750 W @ 1500 tr/min, dont le couple est maintenu à 2 Nm pour une vitesse de rotation de 190 tr.min⁻¹ dans l'état sain comme dans les états de défaut à 4 et 3 phases. Il n'y a donc pas de mode dégradé associé aux états de défaut au regard de la performance en couple. Dans le cadre des travaux proposés, le point de fonctionnement nominal à 1500 tr/min et 5 Nm est celui de l'état sain et sert de référence. Les modes dégradés des états de faute consistent à assurer sous 1500 tr/min un couple tel que le niveau de pertes Joule dans la machine soit maintenu à celui du point de fonctionnement nominal (table 4.5). Ces pertes Joule sont évaluées à 200 W, résultant des 32 W à 2 Nm de [56] multipliés par un coefficient $(\frac{5}{2})^2$. Contrairement au cas du système pentaphasé de propulsion navale de la section 4.2, il n'y a pas de profil de mission impliqué dans l'étude. Aucun adaptateur mécanique n'est envisagé. Les résultats relatifs à la fiabilité sont comparés à une machine triphasée de référence alimentée par un onduleur de tension à IGBT à commande sinus par MLI.

Etat	4 phases	3 phases adjacentes	3 phases non adjacentes
Couple de référence	4,3	1,15	3,75

TABLE 4.5 – Couple de référence en Nm dans les états de défaut de la machine pentaphasée avec commande optimale permettant de maintenir le niveau de pertes Joule de l'état sain - Les valeurs correspondent à celles publiées dans [56] multipliées par un coefficient $\frac{5}{2}$

Les bras de l'onduleur polyphasé, commandé par les contrôleurs à hystérésis, sont alimentés par le réseau 50 Hz via un pont de diodes PD3 associé à un banc de condensateurs. La tension de bus continu V_{dc} est supposée être de l'ordre de 200 V. La fem élémentaire de la machine, non sinusoïdale, possède la répartition harmonique indiquée dans [56] et est disponible dans la table 4.6.

Rang (%)	1	3	5	7	9
Amplitude (mV.rad ⁻¹ .s)	320	91	40	16	5.3

TABLE 4.6 – Répartition harmonique de la fem élémentaire de la machine d'après [56]

4.3.2 Modèle Physique

Dans un premier temps, comme pour le cas précédent du système pentaphasé de propulsion navale à commande sinusoïdale de la section 4.2, le dimensionnement de la capacité du bus continu est imposé par le mode dominant de l'ondulation basse fréquence du redresseur à diodes selon la relation (4.1). La puissance mécanique et les pertes Joule de la machine de [56] plus une marge de sécurité conduisent à dimensionner la capacité du bus continu pour une

puissance P_r approximativement de 1500 W. En se fixant une ondulation de la tension de bus continu à 1% de sa valeur moyenne, la relation (4.1) permet d'estimer la capacité totale C_{dc} du bus continu à 765 μF . Le niveau de tension du bus continu $V_{dc} = 200$ V autorise l'utilisation de condensateurs électrolytiques aluminium. Le recours à cette technologie nécessite de vérifier sa tenue en ondulation de courant. Dans le cas précédent du système pentaphasé de propulsion navale à commande sinusoïdale, l'utilisation de condensateurs à film polypropylène métallisé a permis de s'affranchir de ce type de vérification. En effet, la bonne tenue en ondulation en courant mise en évidence par la relation (2.34) associée aux faibles valeurs de capacité disponibles de ces condensateurs a conduit à de faibles élévations de leur température de cœur, confirmées *a posteriori* par le peu d'impact des points de fonctionnement et des états sur leur taux de défaillance de la figure 4.10. D'après la relation (2.31), un condensateur électrolytique aluminium, de capacité 765 μF , de tension nominale $V_C = 1,1 \times V_{dc} = 220\text{V}$, prélevé dans la base continue virtuelle de la section 2.5, tolère un courant efficace d'ondulation maximum $I_{rms,max,Al}$ de 4,82 A. Afin d'estimer l'ordre de grandeur de l'ondulation en courant dans le condensateur, sa contribution basse fréquence est déterminée à l'aide de (4.1) et sa composante haute fréquence est calculée à partir de celle d'un onduleur triphasé de référence à commande MLI. L'application de la relation (2.23) donne un courant d'ondulation efficace dans le condensateur de 4,57 A. Ainsi, un unique condensateur électrolytique aluminium 765 $\mu\text{F}/220$ V permet d'obtenir le niveau d'ondulation en tension du bus continu souhaité et tolère le courant d'ondulation dans le cas d'un onduleur triphasé de référence à commande MLI. Ce condensateur est utilisé dans le système polyphasé à commande optimale.

Concernant le choix des semi-conducteurs, le courant efficace dans la machine est de l'ordre de quelques Ampère alors que la base virtuelle des modules IGBT de la section 2.3 est obtenue pour des calibres en courant de plusieurs centaines d'Ampère. Elle n'est donc pas adaptée à l'application considérée. S'il semble qu'il existe un effet d'échelle sur le taux de défaillance d'un semi-conducteur [17] [33] [32], celui-ci augmentant manifestement avec la gamme de puissance, ce phénomène n'est pas quantifié, il n'est donc pas pris en compte dans les travaux présentés. Le taux de défaillance d'un semi-conducteur est alors indépendant de son calibre en courant et ne dépend que de sa température de jonction. Ainsi, le courant nominal de la machine est amené par un coefficient multiplicateur dans la gamme de calibre en courant de la base virtuelle pour dimensionner le module. Ensuite pour chaque configuration de la commande, le courant de la machine est adimensionné avant d'être multiplié par ce coefficient pour déterminer par les modèles physiques les pertes et les températures de jonction des semi-conducteurs qui constituent le module.

Si le modèle thermique de la figure 2.1 reste adapté à la détermination des températures de jonction, ce n'est plus le cas pour la détermination des pertes par les équations (2.6) à (2.9) du fait du recours à une commande par contrôleur à hystérésis. Un modèle numérique de bras d'onduleur avec contrôleur à hystérésis *MATLAB/SIMULINK* est développé pour évaluer ces pertes. Concernant les pertes statiques, le modèle est renseigné avec les équations (2.12) à (2.15) relatives à la base virtuelle de la section 2.3. Il reste à évaluer les pertes à chaque commutation. Dans la documentation des constructeurs, les énergies de commutation sont données à des niveaux de courant et de tension de référence I_{ref} et V_{ref} . Hors de ces niveaux de référence, il faut appliquer des coefficients de correction, ceux issus de [46] conduisent aux équations (4.13) à (4.15).

$$E_{rr}(I, V_{dc}) = E_{rr}(I_{ref}, V_{ref}) \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,diode}} \left(\frac{I}{I_{ref}} \right)^{k_{I,diode}} \quad (4.13)$$

$$E_{on}(I, V_{dc}) = E_{on}(I_{ref}, V_{ref}) \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,IGBT}} \left(\frac{I}{I_{ref}} \right)^{k_{I,IGBT}} \quad (4.14)$$

$$E_{off}(I, V_{dc}) = E_{off}(I_{ref}, V_{ref}) \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}} \right)^{k_{V,IGBT}} \left(\frac{I}{I_{ref}} \right)^{k_{I,IGBT}} \quad (4.15)$$

Dans l'équation (4.13), $E_{rr}(I, V_{dc})$ représente l'énergie de recouvrement de la diode, c'est-à-dire son énergie de commutation à l'ouverture (son énergie de commutation à la fermeture est négligeable) dans les conditions de courant I et de tension V_{dc} . I représente la valeur du courant avant l'ouverture. V_{dc} est la tension de bus continu qui correspond à celle que doit supporter la diode à l'état bloqué. I_{ref} et V_{ref} représentent les valeurs de référence pour lesquelles l'énergie de recouvrement $E_{rr}(I_{ref}, V_{ref})$ est donnée dans la documentation du constructeur. Les exposants de dépendance en courant $k_{I,diode}$ et en tension $k_{V,diode}$ sont ceux intervenants dans l'équation (2.9) de détermination des pertes par commutation en MLI et ont pour valeur selon [46] $k_{I,diode} = k_{V,diode} = 0,6$.

L'équation (4.14) permet le calcul de l'énergie de commutation à la fermeture $E_{on}(I, V_{dc})$ de l'IGBT dans les conditions de courant I et de tension V_{dc} où I représente l'intensité du courant établi après le régime transitoire de la commutation. De même, (4.15) permet de déterminer l'énergie de commutation à l'ouverture $E_{off}(I, V_{dc})$ de l'IGBT. Dans ce cas, I représente la valeur du courant qui le traverse avant son ouverture. I_{ref} et V_{ref} représentent les valeurs de référence pour lesquelles les énergies de commutation sont données dans la documentation constructeur. $k_{I,IGBT} = 1$ et $k_{V,IGBT} = 1,35$ sont les valeurs issues de [46] des exposants de dépendance respectivement en courant et en tension également utilisés dans l'équation (2.7) de détermination des pertes par commutation en MLI. A titre indicatif, l'exposant en tension est estimé à 1,5 pour un MOSFET et à 1 pour un IGBT dans [106].

Enfin, la procédure utilisée dans la section 2.3 pour l'établissement de la base virtuelle des modules IGBT est appliquée sur les énergies de commutation de référence. Il en résulte les relations empiriques (4.16) à (4.18) permettant d'estimer les énergies de commutation de référence en fonction des calibres en courant I_{module} et en tension V_{module} du module de puissance.

$$E_{rr}(I_{ref}, V_{ref}) = (3,015 \cdot 10^{-7} V_{module} - 3,28 \cdot 10^{-4}) I_{module} + 0,0215 \quad (4.16)$$

$$E_{on}(I_{ref}, V_{ref}) = (6,25 \cdot 10^{-7} V_{module} - 5,47 \cdot 10^{-4}) I_{module} - 0,051 \quad (4.17)$$

$$E_{off}(I_{ref}, V_{ref}) = (5,4 \cdot 10^{-7} V_{module} - 5,25 \cdot 10^{-4}) I_{module} + 9,5 \cdot 10^{-4} \quad (4.18)$$

Dans [56], deux cas sont envisagés. Le premier consiste à imposer le même couple de référence dans l'état sain comme dans ceux de défaut, impliquant ainsi une augmentation des pertes Joule dans les états de faute. La seconde, retenue ici, consiste à diminuer la consigne en couple pour maintenir dans les états de défaut le niveau de pertes Joule de l'état sain. Ainsi, les courants de commande sont injectés dans le modèle numérique du bras d'onduleur permettant d'estimer les pertes dans les semi-conducteurs. D'autre part, le modèle numérique est utilisé pour obtenir la contribution de l'onduleur au courant de bus continu par addition des courants de chaque bras. La composante du redresseur PD3 de l'ondulation en courant est déterminée au premier

harmonique à partir de l'ondulation en tension extraite de l'équation (4.1). A titre d'exemples, les figures 4.17 et 4.18 représentent les commandes en courant et les courants simulés par le modèle numérique dans les 5 phases de l'état sain de la machine pentaphasée au point de fonctionnement nominal 5 Nm @ 1500 tr/min. Quant à la figure 4.19, elle montre le courant du bus continu de l'onduleur obtenu par addition des courants des 5 bras pour le point de fonctionnement nominal. La valeur efficace de son ondulation est de 5 A.

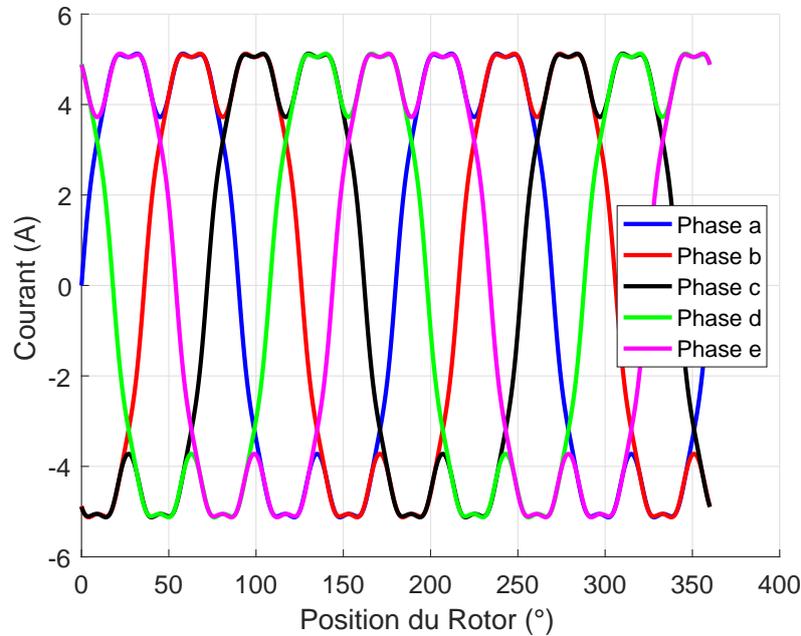


FIGURE 4.17 – Commande optimale en courant dans l'état sain de la machine pentaphasée à 5 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période mécanique

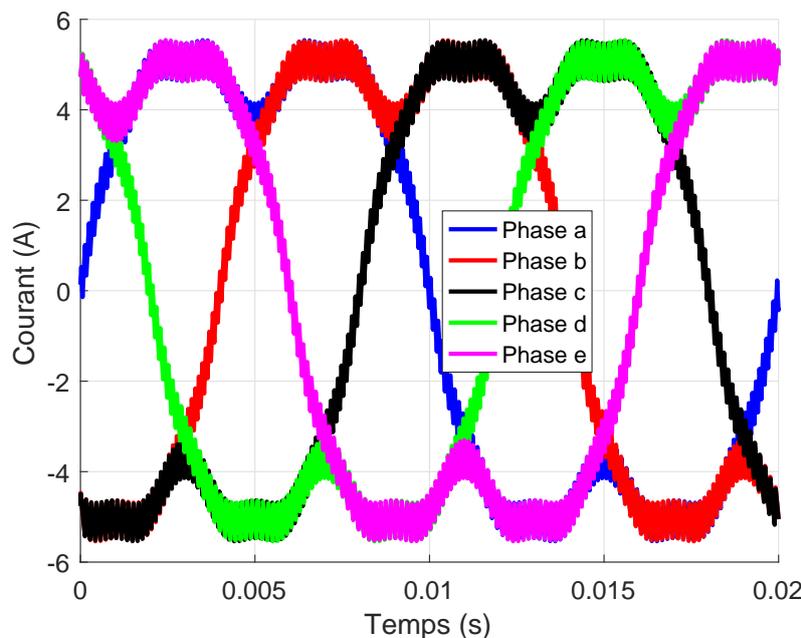


FIGURE 4.18 – Courants simulés dans l'état sain de la machine pentaphasée à 5 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période électrique

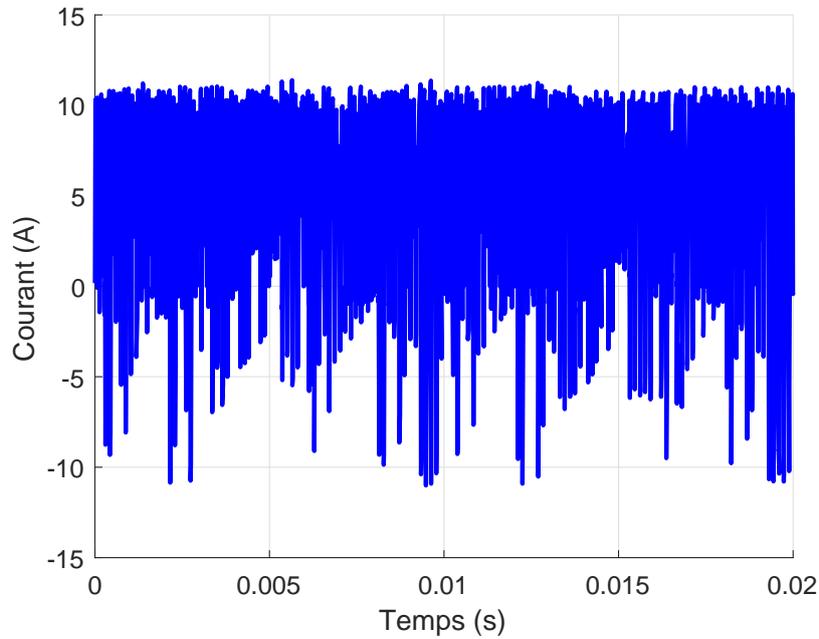


FIGURE 4.19 – Contribution de l’onduleur pentaphasé à l’ondulation du courant du bus continu dans l’état sain à 5 Nm @ 1500 tr/min

4.3.3 Modèle de défaillance

Si la défaillance du pont de diodes PD3 en entrée du convertisseur est négligée, le diagramme état-transition associé au système pentaphasé avec critère de sécurité N-2 sur le nombre de phases est identique à celui du système pour la propulsion navale de la figure 4.8. Le taux de défaillance de chaque phase résulte comme dans la section 4.2.3 de la somme des taux de défaillance respectifs de l’enroulement et du bras d’onduleur qui l’alimente. Le calcul des différents taux est identique à celui développé dans la section 4.2.3 avec les mêmes taux de défaillance de base, hormis pour les condensateurs. Le changement de technologie de film polypropylène métallisé vers électrolyte aluminium conduit à utiliser dans le modèle de défaillance simplifié (3.34) un exposant $n = 4$ [33], une durée de vie de référence $L_{ref} = 7500$ h à $T_{ref} = 98$ °C [78] et une tension V_{ref} égale à la valeur nominale de celle du condensateur (choisie à $V_C = 1,1 \times V_{dc}$). Puisqu’il n’est pas envisagé ici de profil de mission, il n’y a pas de pondération par les fractions des différentes phases de la mission à intégrer. Dans ces conditions, les différents taux de défaillance alimentant la matrice de transition (4.9) associée au diagramme de la figure 4.8 sont présentés sur la figure 4.20.

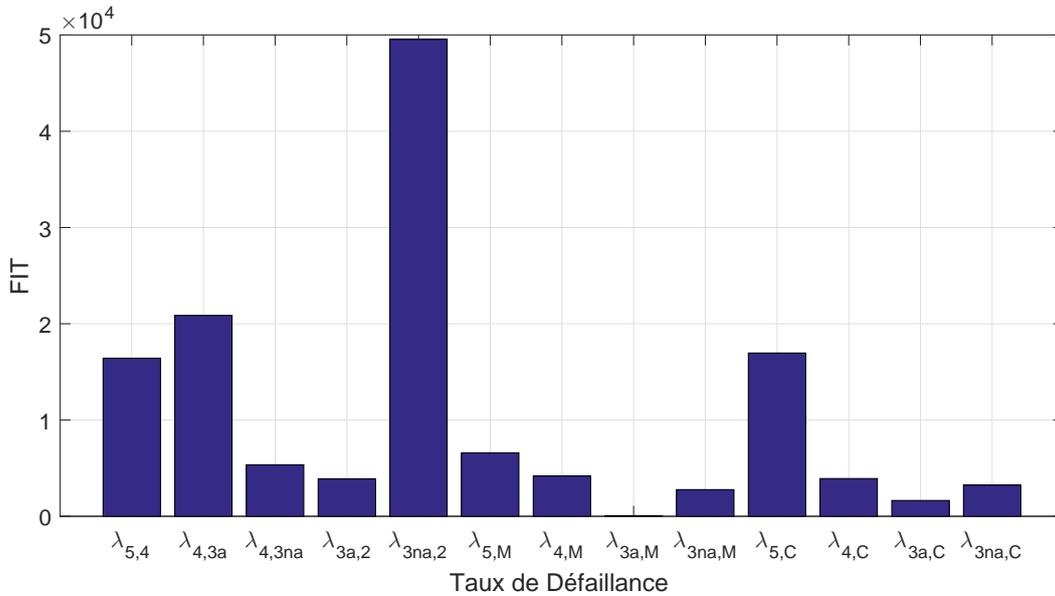


FIGURE 4.20 – Taux de défaillance du système pentaphasé à commande optimale

Les taux de défaillance affichés sur la figure 4.20 sont supérieurs à ceux de la figure 4.12 (environ d'un facteur 5 à 10) du fait notamment qu'aucun profil de mission n'est envisagé dans le cas présent de la commande optimale, celle-ci consistant à toujours développer le couple maximum disponible à pertes Joule identiques. De plus, le recours à des condensateurs électrolytiques aluminium dans le cas présent conduit à des sollicitations thermiques sur le banc de condensateurs nettement plus importantes que sur celui de propulsion navale à base de condensateurs à film polypropylène métallisé. En effet, le niveau de tension du bus continu dans le cas de la propulsion navale impose cette technologie, dont la faible valeur unitaire de capacité implique un nombre important de condensateurs. Le courant d'ondulation se partage ainsi entre de nombreux condensateurs, capables individuellement de supporter des courants d'ondulation (2.34) bien supérieurs à ceux des condensateurs électrolytiques aluminium (2.31). Ainsi, les figures 4.10 et 4.12 montrent des taux de défaillances $\lambda_{X,C}$ ($X = \{5, 4, 3na, 3a\}$) peu sensibles au point de fonctionnement, la température de cœur de chaque condensateur restant proche de celle ambiante. En revanche, dans le cas présent, la température de cœur de l'unique condensateur électrolytique aluminium du banc est estimé à 56°C pour le point de fonctionnement de dimensionnement avec l'onduleur triphasé MLI de référence. Les changements de point de fonctionnement imposés par les reconfigurations des états de défaut impactent fortement le taux de défaillance du banc de condensateurs $\lambda_{X,C}$ ($X = \{5, 4, 3na, 3a\}$) de la figure 4.20. Concernant les phases, la stratégie de commande sinusoïdale développée dans la section 4.2 maintient dans les états de faute un niveau de pertes Joule **par phase** inférieur ou égal à sa valeur nominale. Celle présentée dans cette section maintient leur niveau **global**. De ce fait, les pertes Joule individuelles relatives à chaque phase peuvent dépasser leur niveau nominal, impliquant des températures excédant celle atteintes dans l'état sain. Cette situation est discutable pour les enroulements de la machine. Du fait des transferts thermiques, l'augmentation de la température dans un enroulement successive à celle de ses pertes Joule peut être compensée, au moins partiellement par l'absence de pertes Joules dans les enroulements défaillants ou non alimentés. Concernant les semi-conducteurs de l'onduleur, ce phénomène de compensation peut se manifester si les composants sont intégrés dans un même boîtier monté sur un unique dissipateur. En revanche, si un découplage thermique est assuré entre les bras d'onduleur, l'augmentation de la valeur efficace du courant dans la phase alimentée se traduit par une augmentation significative de la température des semi-conducteurs. Cette dernière hypothèse étant supposée dans le cas présent de la commande optimale, la table 4.7 présente les tempé-

ratures de jonction des IGBT des bras d'onduleur alimentant les différentes phases et dans les différents états.

Etat	Phase				
	a	b	c	d	e
5	120	120	120	120	120
4	-	155	114	114	155
3a	-	-	71	72	91
3na	-	191	-	143	143

TABLE 4.7 – Température de jonction en °C des IGBT du bras d'onduleur de chaque phase dans les états sain et de faute à pertes Joule globales identiques dans la machine

Il est surprenant d'observer dans la table 4.7 des températures de jonction si faibles pour la configuration 3na. La tendance à la baisse par rapport à l'état sain 5 est contre-intuitive puisque que les 3 phases restantes doivent se partager des pertes Joule globales identiques à celles des 5 phases de l'état sain. Dans l'état de défaut 3a, le critère de minimisation des pertes Joule proposé par [56] impose une commande en courant avec des forts di/dt comme l'indique la figure 4.21. Or, la constante de temps électrique de la machine ne permet pas aux courants de suivre les variations imposées par la commande comme le montre la figure 4.22. Le niveau de pertes Joule est donc inférieur à celui défini par le critère dans l'état de défaut 3a.

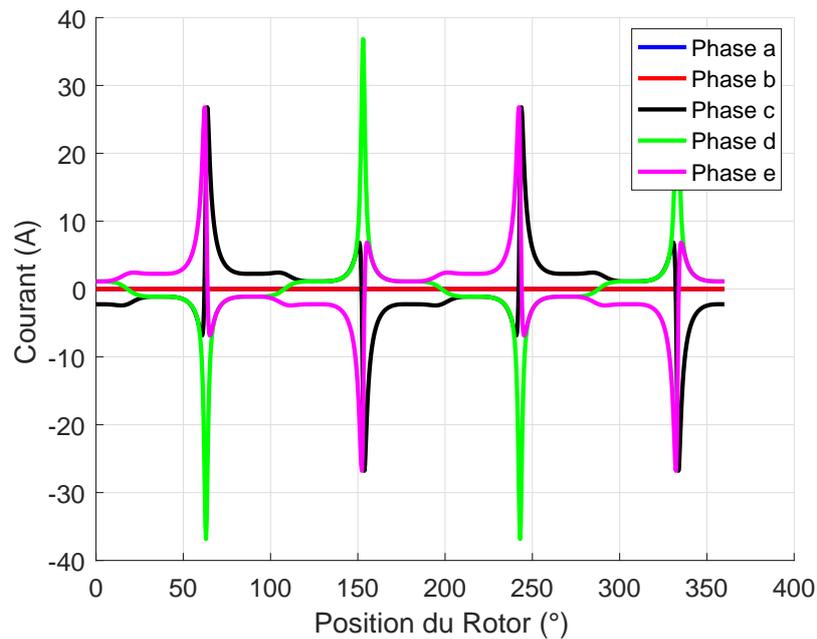


FIGURE 4.21 – Commande optimale en courant dans l'état dégradé 3a de la machine pentaphasée à 1,15 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période mécanique

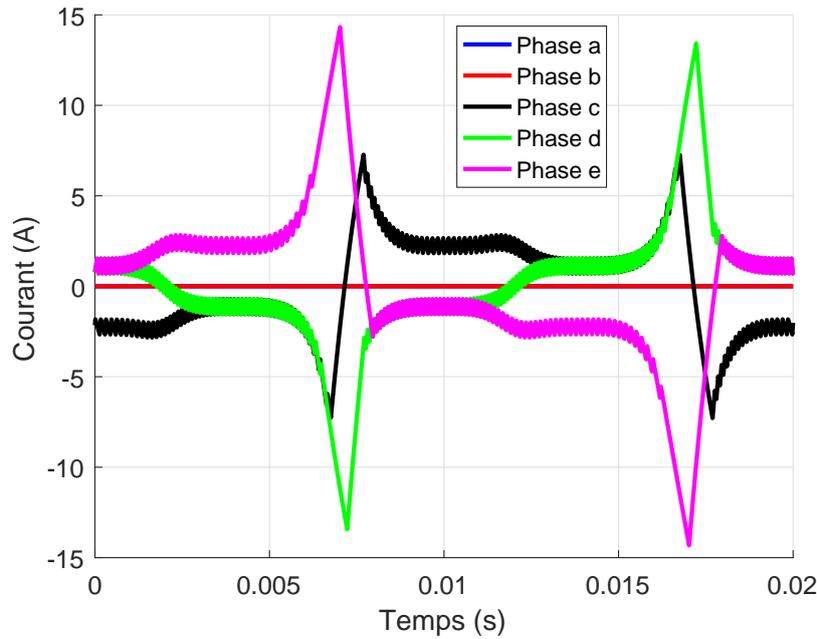


FIGURE 4.22 – Courants simulés dans l'état dégradé 3a de la machine pentaphasée à 1,15 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période électrique

Dans l'état 4 de défaut à 4 phases, le taux de défaillance vers l'état 3a à 3 phases adjacentes affiché sur la figure 4.20 est environ 4 fois supérieur à celui $\lambda_{4,3a}$ vers l'état à 3 phases non adjacentes. Cette propension à perdre une phase suivante adjacente supérieure à celle à perdre une phase non adjacente dans l'état 4 est due notamment à la température de jonction plus élevée des IGBT des bras des phases *a* et *e* par rapport à celle des phases *c* et *d* (table 4.7). En revanche une fois l'état de faute 3a à 3 phases adjacentes atteint, le taux de défaillance vers l'état absorbant de panne à 2 phases montré sur la figure 4.20 est nettement inférieur à celui de l'état 3na à 3 phases non adjacentes. Cette constatation est à nouveau à imputer aux températures de jonction présentées dans la table 4.7.

La fonction de fiabilité (4.11) du système pentaphasé à commande optimale obtenue à partir des taux de défaillance de la figure 4.20 est présentée sur la figure 4.23. Elle est comparée à celle d'un système triphasé de référence à commande sinusoïdale par MLI. Les modules de puissance sont prélevés dans la base virtuelle définie dans la section 2.3 en appliquant la même méthode que pour la machine pentaphasée. La fonction de fiabilité $R(t)$ du système triphasé de référence est obtenue à partir d'un modèle exponentiel de taux de défaillance $\lambda_3 = 23500$ FIT. Celui-ci se décompose ainsi : 12000 FIT pour les 3 phases, 4900 FIT pour le banc de condensateurs et 6600 FIT pour les roulements de la machine. Les taux de défaillance $\lambda_{5,4}$ et $\lambda_{5,M}$ de l'état sain 5 à 5 phases présentés sur la figure 4.20 sont du même ordre de grandeur. Cependant, ce n'est pas le cas concernant celui relatif au banc de condensateurs. Celui du système pentaphasé dans l'état sain $\lambda_{5,C}$ affiche environ un facteur 4 par rapport au 4900 FIT de la configuration triphasée de référence. En effet, la température de cœur dans cette configuration triphasée est de 56°C contre 74°C pour l'état sain du système pentaphasé. Avec les paramètres de simulation retenus, cette conséquence est due au courant efficace d'ondulation dans le condensateur relatif à la figure 4.19 qui est de 5 A dans le cas de l'état sain du système pentaphasé contre 4 A dans le cas triphasé de référence.

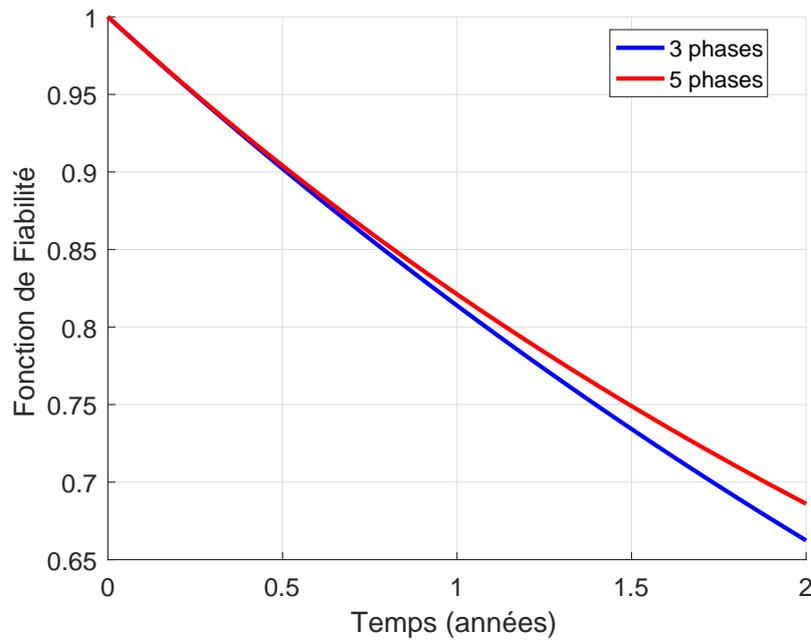


FIGURE 4.23 – Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé à commande optimale et triphasé de référence

La figure 4.23 montre une légère supériorité du point de vue de la fiabilité de la configuration pentaphasée à commande optimale par rapport à celle triphasée de référence. Cependant, l'intégration de la performance au travers de la fonction couplée de fiabilité-performance (4.12) montre sur la figure 4.24 que l'impact de la dégradation des performances lors des reconfigurations de la commande pour les états de faute du système pentaphasé n'est pas neutre. Il est nécessaire de rappeler que l'impossibilité de reconfiguration du système triphasé implique que sa fonction couplée de fiabilité-performance est identique à celle de sa fiabilité.

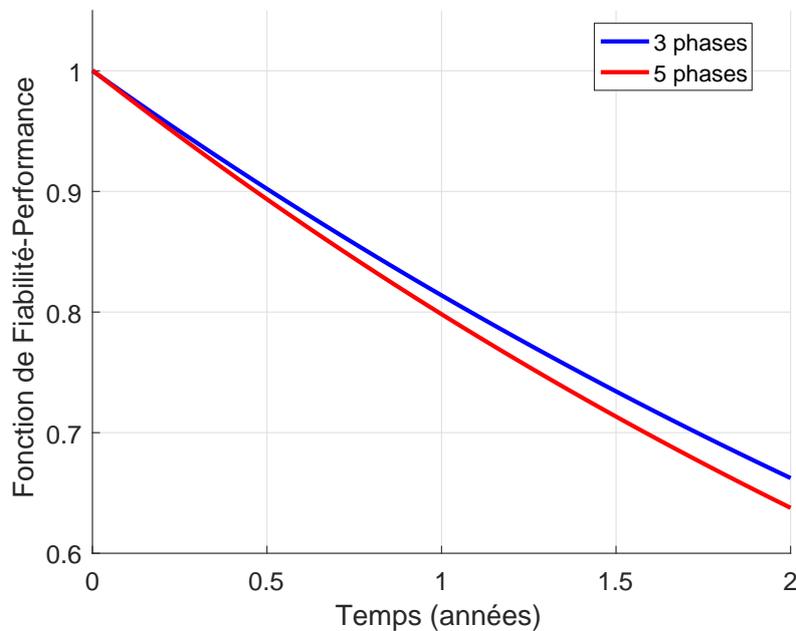


FIGURE 4.24 – Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé à commande optimale et triphasé de référence

Les coefficients de pondération des probabilités de la fonction couplée de fiabilité-performance (4.12) sont les critères de performance en couple de la table 4.8, définis par le rapport du couple moyen

disponible adimensionné par le couple nominal de 5 Nm.

Etat	5	4	3na	3a
Critère π	1	0,86	0,75	0,215

TABLE 4.8 – Critère de performance en couple pour les états de fonctionnement de la machine pentaphasée à commande optimale

Concernant la reconfiguration de la commande dans l'état de défaut à 3 phases adjacentes, il faut ajouter que le couple moyen est inférieur à celui de référence imposé par la commande de la table 4.5. En effet, les courants éprouvent des difficultés à suivre les variations brusques imposées par la commande comme il est montré sur les figures 4.21 et 4.22. Dans ce cas, le couple obtenu par simulation a l'allure de la figure 4.25. Au-delà des phénomènes d'usure que pourraient provoquer les ondulations de couple, sa valeur moyenne s'en trouve affectée car elle ne vaut que 1,07 Nm pour 1,15 Nm souhaitée. Ce phénomène est également mis en évidence expérimentalement dans [56].

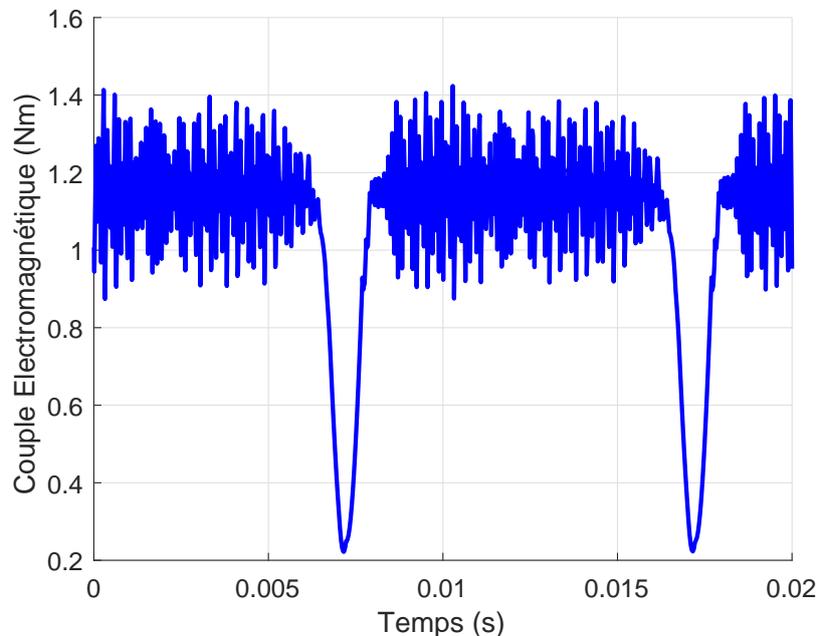


FIGURE 4.25 – Couple électromagnétique obtenu par simulation dans l'état de défaut à 3 phases adjacentes du système pentaphasée à commande optimale

4.3.4 Machine heptaphasée

La commande optimale proposée dans [56] ne se limite pas à une machine 5 phases, même si c'est le cas d'application qui y est traitée, elle peut se transposer à une machine à nombre de phases supérieur. Il est proposé dans les travaux présentés de l'appliquer à une machine à 7 phases. Le modèle physique de la section 4.3.3 est conservé. Ainsi le condensateur du bus continu et la répartition harmonique de la table 4.6 ne changent pas. Les modules IGBT sont prélevés dans la base virtuelle de la section 2.3. Si la défaillance du redresseur non commandé n'est pas prise en compte, le diagramme état-transition associé au système heptaphasé avec critère de sécurité N-2 sur le nombre de phases est présenté sur la figure 4.26.

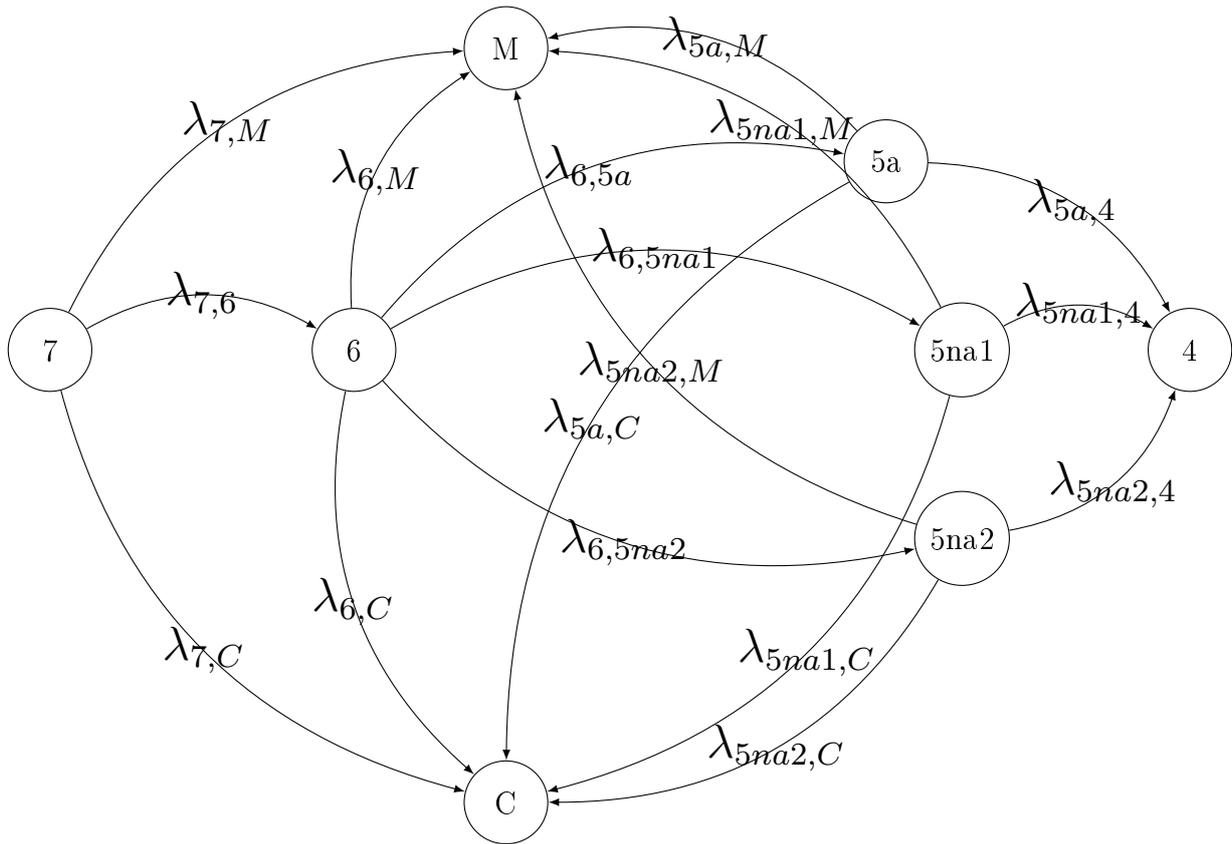


FIGURE 4.26 – Diagramme état-transition du système heptaphasé à commande optimale

L'état 7 est l'état sain dans lequel les 7 phases sont accessibles et donc pilotées. L'état 6 est le premier état de défaut résultant de la perte de la première phase, celle-ci pouvant être consécutive à une défaillance dans le bras d'onduleur ou de l'enroulement correspondant de la machine. En nommant les phases dans l'ordre a, b, c, d, e, f et g , si l'état 6 correspond à la perte de la phase a , 3 cas sont à envisager pour le niveau N-2 à 5 phases commandées. La perte d'une phase supplémentaire adjacente à la première conduit à l'état $5a$ avec les phases c, d, e, f, g encore disponibles. La perte d'une phase non adjacente conduit à 2 états possibles : l'état $5na1$ avec les phases b, d, e, f, g disponibles et l'état $5na2$ avec les phases b, c, e, f, g disponibles. La reconfiguration de la commande consiste toujours à dégrader le couple moyen pour maintenir le niveau de pertes Joule dans la machine identique à celui du point de fonctionnement nominal $5 \text{ Nm} @ 1500 \text{ tr/min}$ de l'état sain. Les pertes Joule au régime nominal sont évaluées à 200 W comme pour la machine pentaphasée. Les valeurs de couple de référence des états de faute sont précisées dans la table 4.9. Elles sont obtenues par itérations successives jusqu'à l'obtention du même niveau de pertes Joule normalisées que dans l'état sain.

Etat	6 phases	5 phases adjacentes	5 phases non adjacentes 1	5 phases non adjacentes 2
Couple de référence	4,55	3,9	4,05	4,18

TABLE 4.9 – Couple de référence en Nm dans les états de défaut de la machine heptaphasée avec commande optimale permettant de maintenir le niveau de pertes Joule du point de fonctionnement nominal de l'état sain

Sur la figure 4.26, l'état C est un état absorbant de panne résultant de la défaillance du

banc de condensateurs et M est celui correspondant à une défaillance mécanique des roulements de la machine. Avec le critère de sécurité N-2 retenu dans les hypothèses 1.7, l'état 4 à 4 phases commandées est exclu de l'espace des états de fonctionnement \mathcal{F} . Il reste en principe exploitable, contrairement à l'état 2 relatif au diagramme état-transition de la figure 4.8 d'un système pentaphasé avec couplage étoile de la machine. L'état 4 est donc considéré lui aussi comme un état absorbant de panne. Les taux de défaillance $\lambda_{7,6}$, $\lambda_{6,5a}$, $\lambda_{6,5na1}$ et $\lambda_{6,5na2}$ quantifient la tendance à la défaillance d'une phase vers un état de défaut. $\lambda_{5a,4}$, $\lambda_{5na1,4}$ et $\lambda_{5na2,4}$ sont les taux de défaillance vers l'état de panne 4. $\lambda_{X,C}$ et $\lambda_{X,M}$ avec $X = \{7, 6, 5a, 5na1, 5na2\}$ représentent les taux de défaillance conduisant respectivement aux états de panne C résultant d'une défaillance du banc de condensateurs et M suite à une défaillance mécanique des roulements de la machine. Ces différents taux de défaillance sont indiqués sur la figure 4.27.

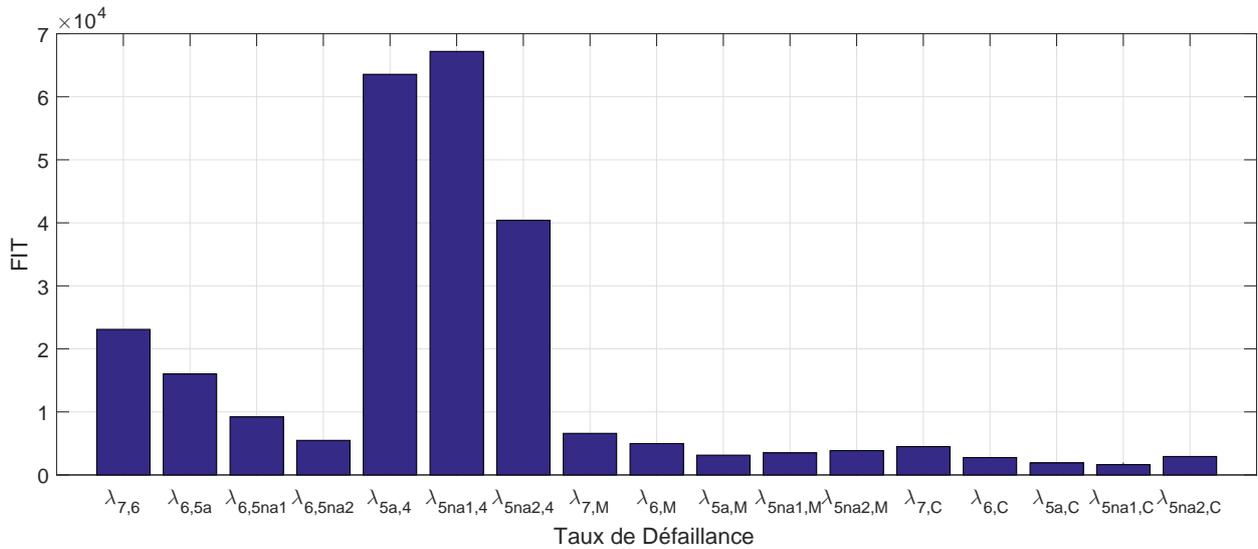


FIGURE 4.27 – Taux de défaillance du système heptaphasé à commande optimale

La figure 4.27 affiche une nette diminution du taux de défaillance du banc de condensateurs dans l'état sain 7 par rapport celui de l'état sain 5 du système pentaphasé de la figure 4.20. En effet, $\lambda_{7,C} \approx 4500$ FIT alors que $\lambda_{5,C} \approx 17000$ FIT. Ce bénéfice est à mettre sur le compte d'un courant d'ondulation du bus continu moindre dans l'état sain de la configuration à 7 phases et donc d'une température de cœur plus faible par rapport à l'état sain 5 du système pentaphasé. En effet, les modèles physiques de la section 2.4 couplés au éléments de la base virtuelle des condensateurs de la section 2.5 donnent une température de cœur du condensateur de 74°C pour un courant efficace d'ondulation de 5 A pour le point de fonctionnement nominal dans l'état sain du système pentaphasé. Ces valeurs sont respectivement de 54°C et 4 A pour celui du système heptaphasé (elles sont identiques à celle obtenues pour le système triphasé de référence à commande sinusoïdale par MLI). Pour les mêmes raisons que dans le système pentaphasé, le taux de défaillance du banc de condensateurs est fortement tributaire du point de fonctionnement imposé par l'état de défaut.

De même, les taux de défaillance relatifs aux phases sont fortement impactés par les pertes individuelles dans chaque phase en considérant à la fois le bras d'onduleur et l'enroulement alimenté. Un bon indicateur est présenté dans la table 4.10. Il s'agit à nouveau de la température de jonction d'un IGBT de chaque bras dans tous les états de fonctionnement. Il est ainsi aisé de relier ces niveaux de température aux taux de défaillance relatifs aux phases de la figure 4.27.

Etat	Phase						
	a	b	c	d	e	f	g
7	120	120	120	120	120	120	120
6	-	146	130	114	114	130	146
5a	-	-	182	120	104	120	182
5na1	-	200	-	139	120	120	139
5na2	-	155	155	-	138	138	138

TABLE 4.10 – Température de jonction en °C des IGBT du bras d'onduleur de chaque phase dans les états de fonctionnement du système heptaphasé à commande optimale à pertes Joule globales identiques dans la machine

Toujours par rapport à la fonction de fiabilité de la configuration triphasée de référence de modèle de défaillance exponentiel de la section 4.3.3, celle du système heptaphasé du diagramme état-transition de la figure 4.26 est représentée sur la figure 4.28.

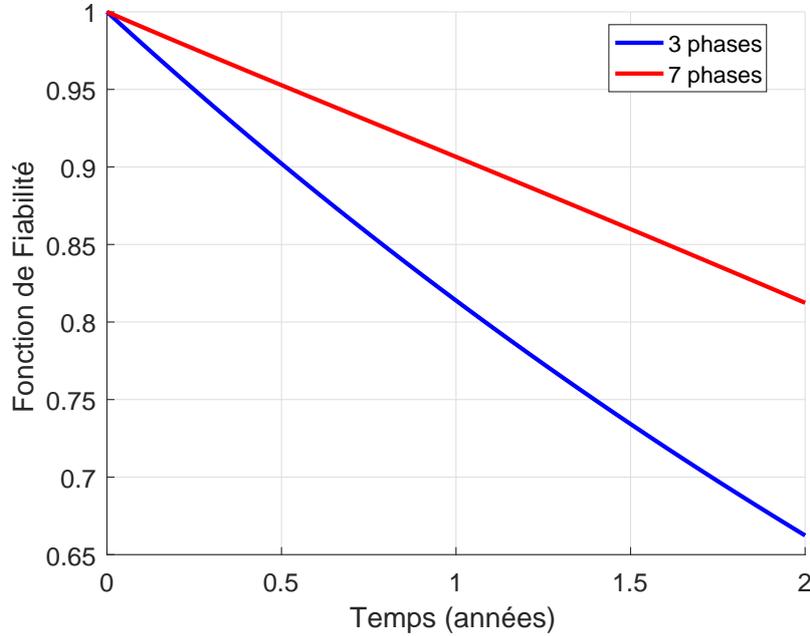


FIGURE 4.28 – Fonction de fiabilité des systèmes heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence

La fonction de fiabilité de la figure 4.28 est obtenue à l'aide de l'équation (4.19).

$$R_7(t) = P_7(t) + P_6(t) + P_{5a}(t) + P_{5na1}(t) + P_{5na2}(t) \quad (4.19)$$

Les probabilités des différents états de (4.19) sont obtenues par résolution des équations de Kolmogorov relatives à la matrice de transition (4.20).

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\Sigma\lambda_7 & \lambda_{7,6} & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_{7,M} & \lambda_{7,C} \\ 0 & -\Sigma\lambda_6 & \lambda_{6,5a} & \lambda_{6,5na1} & \lambda_{6,5na2} & 0 & \lambda_{6,M} & \lambda_{6,C} \\ 0 & 0 & -\Sigma\lambda_{5a} & 0 & 0 & \lambda_{5a,4} & \lambda_{5a,M} & \lambda_{5a,C} \\ 0 & 0 & 0 & -\Sigma\lambda_{5na1} & 0 & \lambda_{5na1,4} & \lambda_{5na1,M} & \lambda_{5na1,C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\Sigma\lambda_{5na2} & \lambda_{5na2,4} & \lambda_{5na2,M} & \lambda_{5na2,C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

avec

$$\begin{aligned}
\Sigma\lambda_7 &= \lambda_{7,6} + \lambda_{7,M} + \lambda_{7,C} \\
\Sigma\lambda_6 &= \lambda_{6,5a} + \lambda_{6,5na1} + \lambda_{6,5na2} + \lambda_{6,M} + \lambda_{6,C} \\
\Sigma\lambda_{5a} &= \lambda_{5a,4} + \lambda_{5a,M} + \lambda_{5a,C} \\
\Sigma\lambda_{5na1} &= \lambda_{5na1,4} + \lambda_{5na1,M} + \lambda_{5na1,C} \\
\Sigma\lambda_{5na2} &= \lambda_{5na2,4} + \lambda_{5na2,M} + \lambda_{5na2,C}
\end{aligned}$$

L'intégration de l'indicateur de performance dans la fonction couplée de fiabilité-performance donne les résultats affichées sur la figure 4.29.

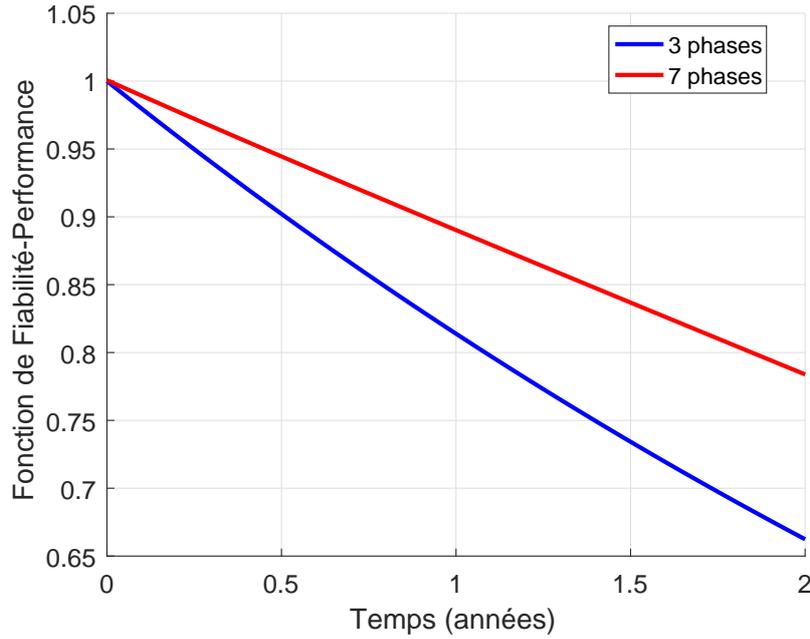


FIGURE 4.29 – Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence

La fonction couplée de fiabilité-performance de la figure 4.29 est obtenue en pondérant les probabilités de l'équation (4.19) par les critères de performance en couple de la table 4.11 selon l'équation (4.21).

$$\Pi_7(t) = P_7(t) + \pi_6 P_6(t) + \pi_{5a} P_{5a}(t) + \pi_{5na1} P_{5na1}(t) + \pi_{5na2} P_{5na2}(t) \quad (4.21)$$

Etat	7	6	5a	5na1	5na2
Critère π	1	0,91	0,78	0,81	0,84

TABLE 4.11 – Critère de performance en couple pour les états de fonctionnement de la machine heptaphasée à commande optimale

Le mode le plus dégradé est celui à correspondant à l'état de défaut à 5 phases adjacentes. En effet, il est difficile de compenser les effets de l'absence de courant dans deux phases adjacentes par les courants dans les phases restantes. Il en résulte le couple de référence le plus faible dans cet état comme l'atteste la table 4.9. Cependant le couple simulé de la figure 4.30, bien que

présentant une ondulation, a pour valeur moyenne la valeur de référence souhaitée de 3,9 Nm. Il ne fait pas apparaître de chutes susceptibles d'affecter sa valeur moyenne, telles que celles observées sur la figure 4.25 du mode le plus dégradé de l'état de faute à 3 phases adjacentes du système pentaphasé. Cette absence de creux de couple, non quantifiée en matière de fiabilité, s'ajoute au bénéfice du mode le plus dégradé de la configuration à 7 phases par rapport à celle à 5 phases déjà affichée par les critères de performance en couple π_{3a} et π_{5a} respectivement des tables 4.8 et 4.11.

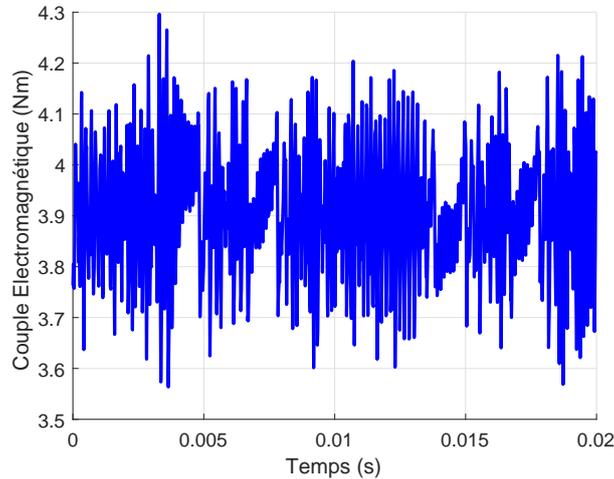


FIGURE 4.30 – Couple électromagnétique obtenu par simulation dans l'état de défaut à 5 phases adjacentes du système heptaphasé à commande optimale

Les figures 4.28 et 4.29 montrent un net avantage en matière de fiabilité de la configuration heptaphasée sur celle triphasée de référence, y compris lorsque le critère de performance y est intégré. Mais c'est surtout pour la comparaison entre systèmes polyphasés que la fonction couplée fiabilité-performance revêt tout son sens. En effet, il peut être envisagé que pour des fonctions de fiabilité très proches entre plusieurs configurations polyphasées, le recours à la fonction couplée de fiabilité-performance permette au concepteur d'affiner son choix. Ce n'est pas le cas ici, le système heptaphasé affichant de meilleurs résultats en matière de fiabilité que celui pentaphasé, que le critère de performance soit intégré ou non comme le montrent les figures 4.31 et 4.32.

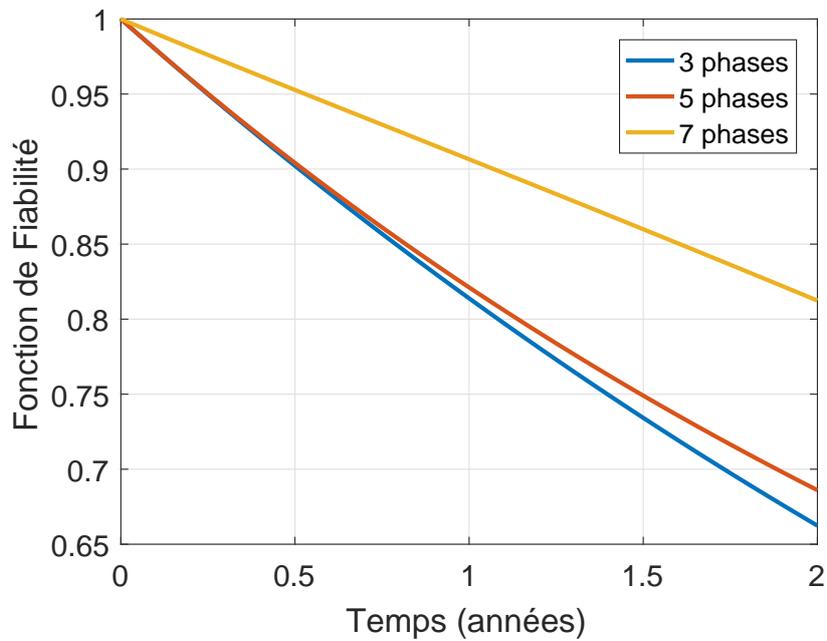


FIGURE 4.31 – Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus par MLI

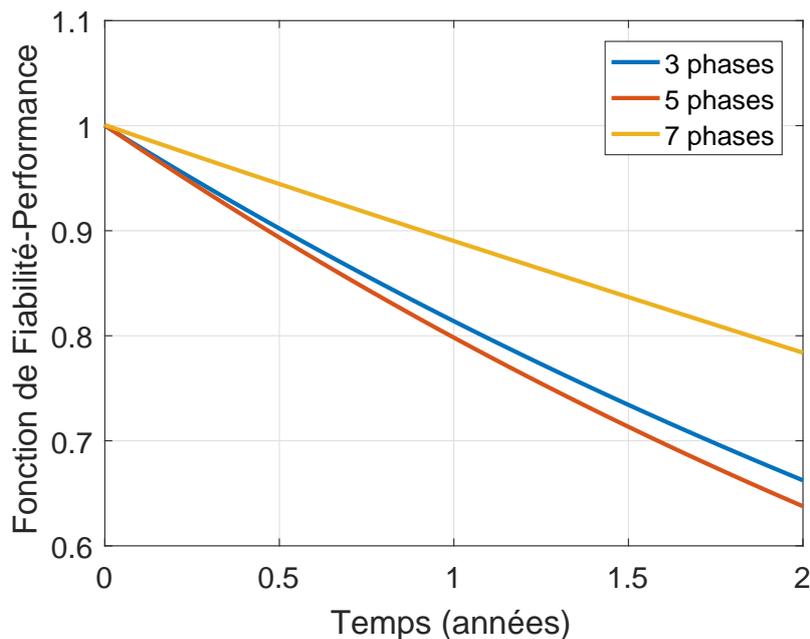


FIGURE 4.32 – Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus par MLI

Il est utile d'ajouter que conformément aux relations (4.12) et (4.21), la fonction couplée de fiabilité-performance de la figure 4.32 est obtenue par pondération des probabilités des différents états par un critère de performance en couple moyen normalisé. Ceci permet d'afficher un élément de comparaison avec la fonction de fiabilité par une fonction sans dimension. La performance est ainsi agrégée à la fiabilité. Mais sans adimensionnement, la fonction couplée de fiabilité-performance peut être perçue comme une fonction agrégeant la fiabilité à la performance. Il s'agit dans ce cas d'une grandeur physique, en l'occurrence ici le couple, affectée par la probabilité de fonctionnement du système au cours du temps. Le couple maximal probable pour

les 3 configurations est représenté sur la figure 4.33. Il s'agit de la version non adimensionnée de la fonction couplée fiabilité-performance de la figure 4.32.

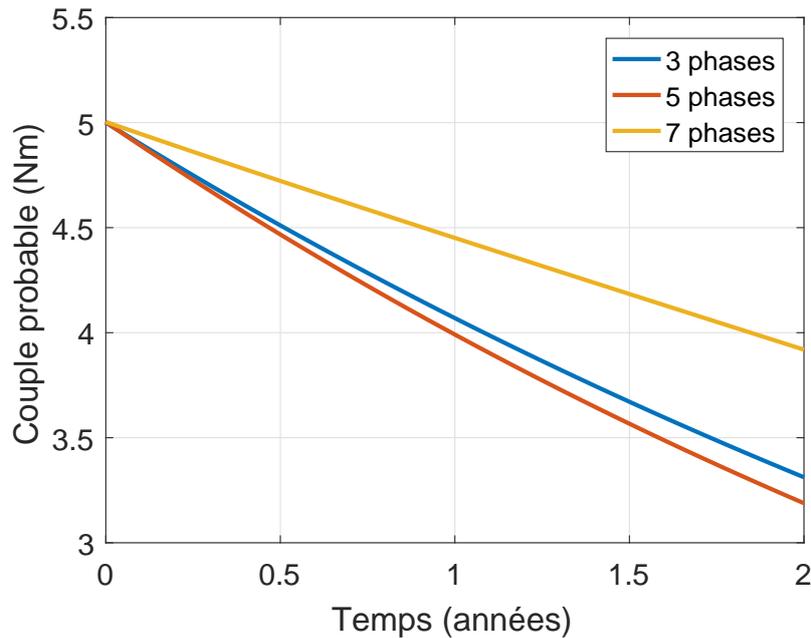


FIGURE 4.33 – Couple maximal probable des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus par MLI

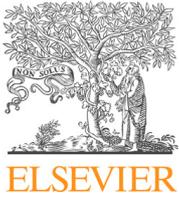
4.4 Système hydrolien multi-étoile

4.4.1 Introduction

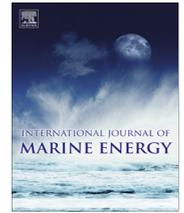
Le secteur des énergies marines renouvelables est particulièrement sensible aux éléments de fiabilité des systèmes. En effet, les difficultés d'accès aux sites de production ainsi qu'aux systèmes de conversion d'énergie dues à un environnement hostile, peuvent compromettre les opérations de maintenance et la rentabilité voire la viabilité économique des projets. Aussi, il est important d'estimer au stade de la conception la fiabilité de l'ensemble de la chaîne de conversion en couplant des modèles physiques déterministes et des modèles probabilistes pour la défaillance et/ou la ressource [107] [108]. Ainsi, les solutions polyphasées méritent d'être évaluées du point de vue du bénéfice potentiel apporté à la fiabilité au travers des possibilités de reconfiguration. Dans la suite de ce paragraphe, l'article [40] est présenté, il étudie l'opportunité d'utiliser une génératrice synchrone à aimants permanents multi-étoile pour l'extraction d'énergie de marée par le biais d'une hydrolienne à axe horizontal. L'avantage d'une structure multi-étoile par rapport aux architectures à 5 et 7 phases précédemment étudiées réside dans l'utilisation d'onduleurs triphasés standards. En effet, les phases sont regroupées par trois au sein de plusieurs bobinages triphasés couplés en étoile, chacun d'entre eux étant alimenté par son propre convertisseur statique. Il est considéré dans [40] que la perte d'une phase d'un ensemble triphasé convertisseur statique/bobinage conduit à sa mise hors service. La reconfiguration de la commande exploitant toutes les phases restantes, telles que celles proposées pour les machines à induction [109] [110] ou à aimants permanents [111] est possible. Cependant, dans ce cas, le recours à des convertisseurs standards est perdu. Ainsi, la déconnexion d'un onduleur triphasé en cas de défaillance d'une seule de ses phases s'effectue avec moins d'outils matériels et logiciels que dans le cas de sa reconfiguration. Néanmoins, avec cette stratégie, la perte d'une phase conduit à une dégradation de la performance plus importante que dans le cas d'une reconfiguration de l'onduleur, la puissance associée au bobinage triphasé relatif à la

phase en défaut n'étant plus disponible. Ainsi, dans l'article [40] présenté, un état de défaut $S - k$ traduit la pertes de k étoiles parmi les S étoiles disponibles de l'état sain.

La détermination du taux de défaillance des semi-conducteurs est basée sur un modèle de Coffin-Manson (3.25). Celui-ci intègre les phénomènes de fatigue induits par les variations de température de jonction imposées par le profil de mission. Le critère de performance est basé sur la production d'énergie au travers du facteur de capacité. Ce dernier est calculé en prenant en compte les pertes de puissance dans le convertisseur et dans la machine.

Contents lists available at [ScienceDirect](#)

International Journal of Marine Energy

journal homepage: www.elsevier.com/locate/ijome

Impact of a multi-star winding on the reliability of a permanent magnet generator for marine current turbine



Christophe Olmi, Franck Scuiller^{*}, Jean-Frédéric Charpentier

Naval Academy Research Institute, BCRM Brest – EN/GEP, CC 600, FR-29240, Brest Cedex 9, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 23 June 2017
 Revised 9 September 2017
 Accepted 19 September 2017
 Available online 24 September 2017

Keywords:

Tidal energy
 Reliability
 Multi-phase machine
 Markov model
 Rainflow counting method

ABSTRACT

For Marine current turbine (MCT), low speed Surface-mounted Permanent Magnet generator is a solution to satisfy the efficiency and fault tolerant requirements. This is supposed to be true if the winding is made with several non-shifted three-phase stars that could be supplied with standard modular voltage source inverters. This paper investigates the impact of the star number on the MCT energy yield if the system is conceived to operate with disconnected inverters. For this purpose, a method to calculate the extracted power according to the tidal speed for a given star number and a given activated star number is detailed. A rainflow counting method is used to account the stress due to the tidal speed change on the star converter: the impact of the star number on the resilience capability of the MCT is then quantified. By assuming a ten-year period without converter repair, according to the introduced probabilistic approach, the star number increase improves the reliability and three-star configuration appears as a trade-off.

© 2017 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

Among the various possible technologies to capture the kinetic energy from tidal currents, horizontal axis marine current turbine (MCT) appears as one the most studied solution. This can be explained by the similarities with wind turbine (WT) even if resource characteristics [1], turbine blade design and mechanical stress are different [2]. For the grid operator, the main advantage of marine current energy is the high predictability: marine currents are mostly driven by the tide thus making this resource predictable over long time scales.

However, due to harsh environment and low accessibility, the economic development of MCT requires to consider the reliability and efficiency of the overall system. Again experiences from WT exploitation can help the designer to choose the right solution for MCT. According to [3], for off-shore WT, gearbox, yaw and pitch appear as the most faulty components. The choice of low speed generator directly driven by a non-pitchable turbine is thus justified. For example, in [4] where large MCT at the industrial development stage are reviewed, it appears that non pitchable blades are often chosen. It should be highlighted that non pitchable blades suggest to implement a particular flux weakening (FW) control of the machine at high tidal speed that really differs from the solutions used in large WT [5].

Regarding the generator choice, robust machines suitable for direct-drive should be selected. Switched-reluctant generator is an attractive solution, especially regarding the fault-tolerant ability in so far as the phase-to-phase magnetic couplings are usually low [6]. However, mechanical vibrations and electrical losses can be both reduced by choosing a

^{*} Corresponding author.

E-mail address: franck.scuiller@ecole-navale.fr (F. Scuiller).

Nomenclature

BBC	Back-to-Back Converter
CPR	Constant Power Range
DD	Direct Drive
FW	Flux Weakening
MCT	Marine Current Turbine
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
SC	Semiconductor
WT	Wind Turbine
C_p	Turbine power coefficient
v	Tip speed ratio
λ	Failure rate
v_C	Cut-in tidal speed
v_R	Rated tidal speed (base)
v_F	Cut-out tidal speed
z	p.u. tidal speed
y	p.u. mechanical and electrical speed
e	p.u. back-emf
r	p.u. armature resistance
x	p.u. synchronous inductance
(i_d, i_q)	p.u. d-axis, q-axis currents
S	Total star number
s	Activated (i.e. used) star number
$F_{c,s/S}$	Capacity factor if using s stars among S
$R_S(t)$	Reliability (survivor) function with S stars
$\Sigma_S(t)$	Reliability-performance function with S stars
τ_S	Reliability-performance criterion with S stars

Surface-mounted Permanent Magnet (SPM) machine [7]. High phase number machine can inherently improve the availability of the drive [8]. In safety-critical applications as in aerospace, the regulation imposes that a single fault should not reduce the performance [9]. In this case, each phase must be overrated by a rating factor depending on the healthy state phases number [10]. MCT is not a safety-critical application: thus the first fault can lead to a degraded state where the captured power is reduced. In this context, the right phase number should be determined by quantifying the phase faults consequences on the energy yield. In [11,12], the fault tolerant ability of a five-phase SPM machine for MCT is evaluated. Modular generator-converters where phase coils are individually connected to the grid with their own boost converter are presented and tested in [13,14] for example. All these solutions require specific converters and fault detections are necessary.

In this paper, the possibility of using a multi-star SPM generator is explored. Multi-star machines are equipped with several electrically independent three-phase wye-coupled windings, each winding terminal being connected to the grid with its own three-phase back-to-back converter (BBC). The dual 3-phase machine (two 3-phase windings with 30 degrees shift angle) is probably the more common solution [15]. With the multi-star three-phase machines here considered, standard three-phase converters can be used thus offering the advantage of modularity, lower cost and easier maintenance. The study focuses on non shifted (i.e. magnetically aligned) stars since this solution allows to avoid circulating current between star windings and reduce the star-to-star magnetic couplings [16]. In addition, the pulsating torque frequencies (in electrical angle) do not change even in case of star losses or disconnections (the reason is that the considered non shifted multi-star machines are magnetic three-phase machines [17]). Thereby, the first fault in one phase is assumed to lead to the disconnection of the corresponding 3-phase BBC. Finally, the control of the machine is virtually the same in normal or faulty operation.

The performances of modular multi-star machines are discussed in [18] that focuses on a nine-phase generator for Direct Drive (DD) WT and in [19] that evaluates a particular four-star motor for marine propulsion. For high power machine, the star number can be considered as a design parameter that should be optimized with regard to efficiency and resilience objectives. The studied structures are close to the ones evaluated in [20] where it is claimed that industrial companies are trying to develop WT generators with 2 to 6 modular 3-phase converters.

Divided into four parts, the paper aims to investigate the impact of the star number on the MCT energy yield. The starting idea is to design a MCT that must continue to operate even in case of open-circuit fault: this ability is the resilience. It is then considered that any converter fault will be ended by disconnecting the converter, the initial fault finally becoming an open-circuit fault. In the first section, from typical tidal speed record over one year, the turbine and generator adaptation issue is

analyzed taking into account the particular FW control of the SPM machine at high tidal speed. The second section addresses the multi-star power extraction according to the tidal speed: modeling of the drive losses are introduced and used to calculate the extracted power characteristics in healthy mode (all stars available) and in faulty modes (one or more unavailable stars). The third section details the reliability approach: a Markov model of the multi-star generator is introduced and the method to estimate the transition rates is presented. In the last section, the impact of the star number on the resilience capability of the MCT is quantified.

2. Marine Current Turbine preliminary specifications

2.1. Tidal speed analysis

As a Wind Turbine, the variable-speed direct-drive MCT is designed to operate according to MPPT strategy between the cut-in speed v_c and the rating speed v_R . Between the rating speed v_R and the cut-out speed v_F , the generator is controlled to inject constant power to the grid: since the turbine is non pitchable, a flux weakening control is operated that makes the machine accelerate above the rotating speed obtained for the rating tidal speed v_R [5]. For the site under consideration, Fig. 1-a shows the time tidal speed over a year (at one hour sample rate): the MCT power is 1 MW and the cut-in speed, rating speed and cut-out speed are respectively $v_c = 0.7$ m/s, $v_R = 2.7$ m/s and $v_F = 3.6$ m/s. Fig. 1-b gives the resulting tidal speed distribution (that is similar to wind probability distribution, usually governed by Weibull distribution): in this figure, the tidal speed are converted into p.u. tidal speed z where the base tidal speed is the rating speed v_R . The tidal speed distribution function is denoted $f_z(z)$. The maximum cut-out speed is denoted z_{cpr} ($z_{cpr} = 1.33$ for the case study, cpr meaning Constant Power Range). The water temperature is supposed constant.

2.2. Generator characteristics

The surface-mounted permanent magnet generator is directly driven by the turbine. Regarding the internal electrical connection of the stator winding, the coils can be arranged to obtain one, two, three or four electrically independent stars. The three-phase stars are magnetically superimposed thus meaning there is no shift angle between the stars to virtually eliminate the star-to-star magnetic couplings. Therefore, for a given star, the modulating voltage calculated by the current controller does not depend on the other stars. Finally, regarding the terminal connection to the grid, the winding is divided into S three-phase star windings (with no shift angle between the stars), each one being supplied with its own standard Back-to-Back Converter (BBC). Fig. 2 illustrates the 4-star case.

For the MCT application here considered, the required constant power speed range depends on the turbine power coefficient and the tidal speed range (between the rating and the fur-in speed) where the power has to be limited. Below the rating tidal speed, the MPPT is performed and the machine is controlled according to Maximum Torque Per Ampere (MTPA) strategy. The generator base point is then defined for MTPA configuration where current and electromotive force are aligned. The volt-ampere inverter are rated for this base point. The resulting inverter volt-ampere allows to extend the speed range

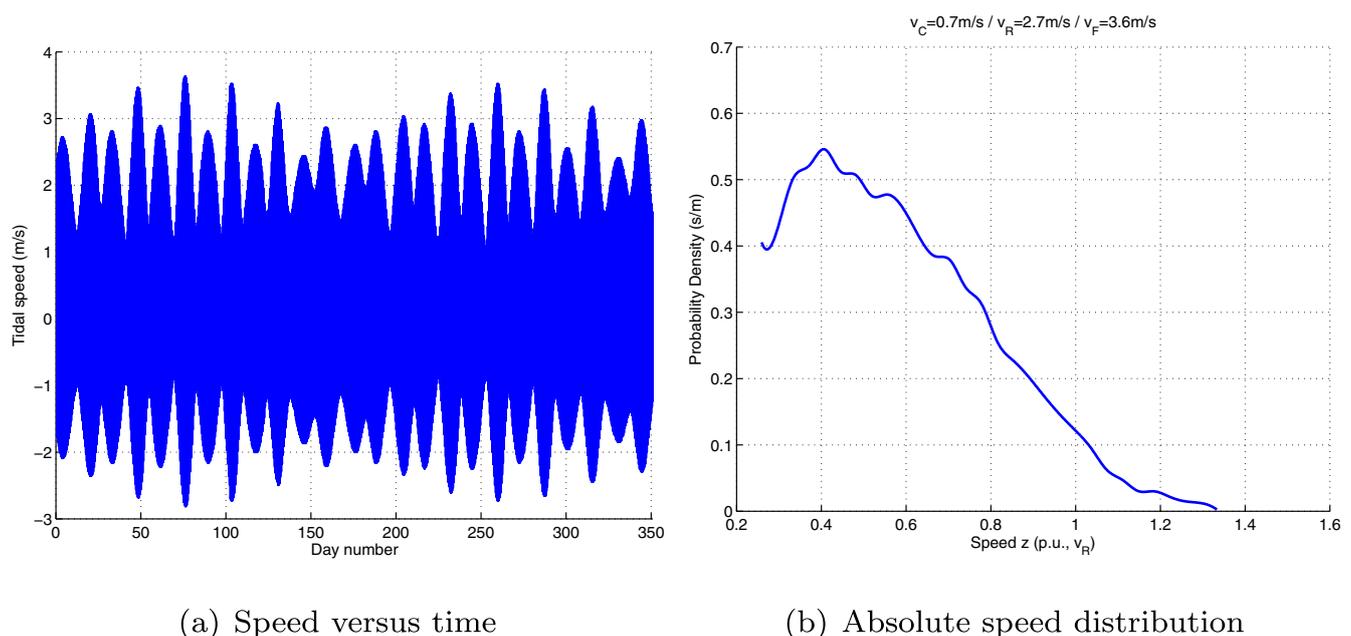


Fig. 1. Tidal speed over a year and corresponding speed distribution density.

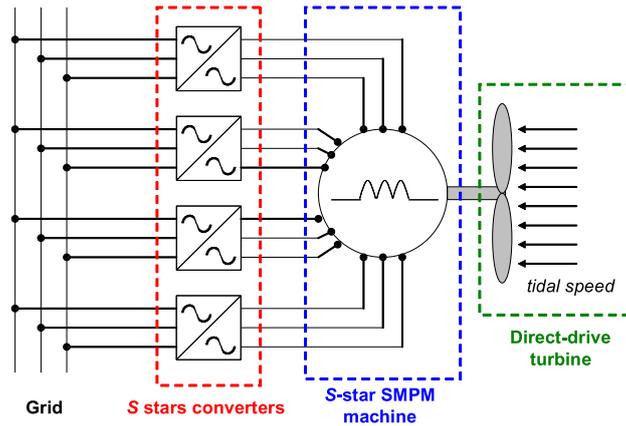


Fig. 2. Multi-star MCT generator scheme (for S = 4 stars).

referring to the configuration where the base point corresponds to current aligned with the stator voltage for example. The base voltage is obtained for the base mechanical rotating speed Ω_b . The per unit rotating y is then defined as follows (where Ω denotes the rotating speed):

$$y = \frac{\Omega}{\Omega_b} \tag{1}$$

y also equals the p.u. electrical frequency of the synchronous generator. Above the rated tidal speed, the extracted power is limited to rated electrical power of the generator: the Constant Power Range (CPR) control is then operated between the rated rotated speed $y = 1$ and the CPR rotating speed y_{cpr} .

2.3. Turbine and generator adaptation to control strategy

The link between cut-out maximal tidal speed z_{cpr} and CPR rotating speed y_{cpr} depends on the turbine characteristic and allows to specify the required armature reaction. Fig. 3 illustrates the procedure to calculate the required armature reaction to satisfy the constant power range requirement imposed by the turbine, the turbine being characterized by its power coefficient $C_p(v)$. If v^* denotes the tip speed ratio corresponding to maximum power coefficient, the per unit (base mechanical power) MCT power change with rotating speed y and tidal speed z is given according to the following relation:

$$p_t(y, z) = \frac{C_p\left(v^* \frac{y}{z}\right) z^3}{C_p(v^*)} \tag{2}$$

By definition, the base power is obtained at base tidal speed ($z = 1$, i.e. $v_R = 2.7$ m/s) that makes the machine rotate at the base rotating speed $y = 1$. The base power should be maintained up to the cut-out speed ($z = z_{cpr} = 1.33$, i.e. $v_F = 3.6$ m/s): the corresponding rotating speed determines the required maximum CPR speed y_{cpr} for the generator: y_{cpr} should be equal to

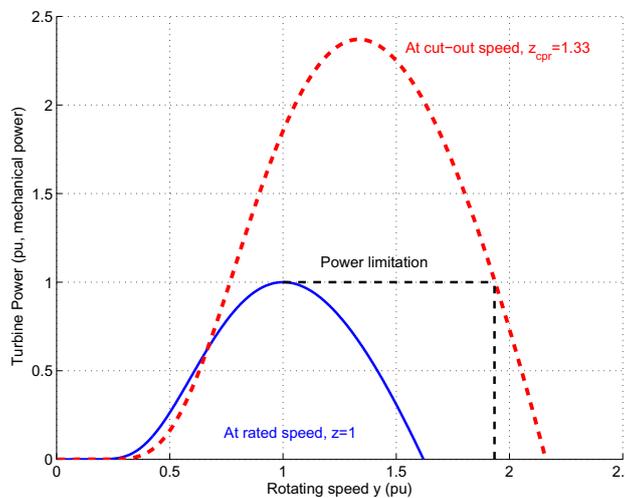


Fig. 3. Generator adaptation to turbine power for constant power range.

1.93 (as it can be observed in Fig. 3). For the machine, assuming a linear behavior of the magnetic materials, straightforward analytical calculations allow to determine the required base armature reaction x and base electromotive force e (in p.u.). For the considered turbine, the required armature reaction x is 0.49. This value has to be considered when the SMPM generator is designed. If DD SPM generator for WT are considered [21], due to the large air gap, such a value for x is quite easily attained.

3. Star disconnection effect on the energy capture

3.1. Torque and speed analysis with star disconnection

For the case study, the star number is between 1 and 4. Whatever the star number is, the three-phase star circuits are in parallel, thus meaning that the electromotive force (emf) amplitude is the same. Therefore the base voltage of a star equals the base voltage of the entire machine: the star current is S times lower than the machine current whereas the star impedance (resistance and inductance) is S times higher. Subsequently the speed range of a star is the same as the speed range of the full machine except for the torque that is S times lower. The torque is then split into the S stars.

Fig. 4 shows the rotating speed change with the tidal speed in the case of a 2-star machine ($S = 2$). If all the stars are activated ($s/S = 2/2$), the MPPT is performed between the cut-in tidal speed ($z = 0.26$) and the rated tidal speed ($z = 1$). The rotating speed is then proportional to the tidal speed. Above the rated tidal speed, the constant power control strategy is achieved and the turbine is accelerated up to the predicted rotating speed y_{cpr} . If only one star is activated ($s/S = 1/2$), the MPPT can not be realized up to the rated tidal speed since the maximum torque of the generator is two times lower. Therefore, the MPPT is achieved between the cut-in speed ($z = 0.26$) and the speed corresponding to half the rated torque of the MCT ($z = 1/\sqrt{2}$). Above this speed, the maximum torque (half the base torque since $s/S = 1/2$) is maintained up to the rated rotating speed ($y = 1$) (path AB in Fig. 4). Finally, the constant power control is realized from point B to point C where the final rotating speed is higher than y_{cpr} since the braking capability of the generator is reduced. It should be precised that star disconnection means that the three-phase star currents and the star converter currents equal zero.

3.2. MCT losses

3.2.1. Copper losses

The copper losses depend on the armature winding resistance and the square current. Actually the winding resistance changes with the temperature. The phenomenon is here neglected.

If s stars among S stars are activated, the resulting copper losses are:

$$P_{copper,s/S} = s3R_e I_e^2 \quad (3)$$

R_e is the armature winding resistance of a star branch and I_e is the corresponding RMS star current. For the machine, the S stars are in parallel. Consequently, machine resistance R is S times lower than star resistance R_e and machine current I is S times higher:

$$R = \frac{R_e}{S} \quad (4)$$

$$I = sI_e \quad (5)$$

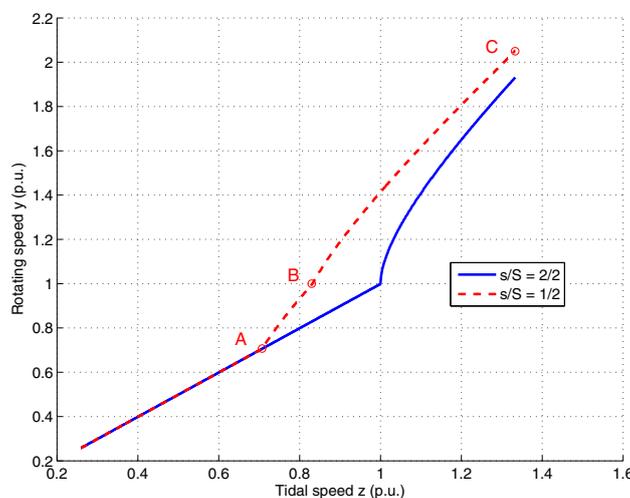


Fig. 4. Rotating speed change with tidal speed according to the number of activated stars (case $S = 2$).

Accounting relations (4) and (5), Eq. (3) becomes:

$$P_{copper,s/S} = \frac{S}{3} 3RI^2 \quad (6)$$

Eq. (6) can be written in p.u.:

$$p_{copper,s/S} = p_{copper,r} \frac{S}{3} i^2 = r \frac{S}{3} i^2 \quad (7)$$

$p_{copper,r}$ is the p.u. machine rated copper losses equal to the p.u. machine armature resistance r and i is the p.u. machine current.

3.2.2. Iron losses

The iron losses are divided into hysteresis and eddy current losses [22,23]. Classic hypotheses are taken: hysteresis losses are proportional to the frequency and the eddy current losses are proportional to the square frequency. The following relation allows to estimate the machine iron losses p_{iron} where $p_{h,r}$ and $p_{e,r}$ respectively denote the per unit rated hysteresis losses and eddy current losses for the entire machine:

$$p_{iron} = [(e + xi_d)^2 + (xi_q)^2] [p_{h,r}y + p_{e,r}y^2] \quad (8)$$

In (8), i_d , and i_q are the d-axis and q-axis machine currents (in p.u.). As the iron core field density generated by the magnets and the armature currents has practically the same intensity and the same orientation whatever the activated star number is, it is then considered that the iron losses (8) do not depend on the number of activated stars.

3.2.3. Converter losses

If the generator winding consists in S stars, the generator is connected to the grid with S identical BBCs. Subsequently both generator and grid currents are supposed to be sinusoidal. The p.u. losses p_{bbc} of one BBC are adapted from the modeling given in [21]:

$$p_{bbc} = \frac{p_{bbc,r}}{31} \left(1 + 20 \frac{I_s}{I_{s,r}} + 10 \left(\frac{I_s}{I_{s,r}} \right)^2 \right) \quad (9)$$

$p_{bbc,r}$ is the p.u. rated losses of one BBC, thus the overall converter p.u. rated losses are:

$$p_{converter,r} = S p_{bbc,r} \quad (10)$$

As the star branch current I_s is s times lower than the machine one I and its rated value $I_{s,r}$ is S times lower than I_r , the ratio $I_s/I_{s,r}$ is:

$$\frac{I_s}{I_{s,r}} = \frac{S}{s} i \quad (11)$$

Finally, the overall converter p.u. rated losses $p_{converter,s/S}$ for s activated stars of the S -star system:

$$p_{converter,s/S} = \frac{p_{converter,r}}{31} \frac{S}{s} \left(1 + 20 \frac{S}{s} i + 10 \left(\frac{S}{s} i \right)^2 \right) \quad (12)$$

Eq. (12) is used by considering that the rated p.u. converter losses $p_{converter,r}$ do not depend on the star number S , thus meaning that $p_{converter,r}$ is constant whatever S is. (even if, usually, converter power efficiency is all the better as the power is high).

3.3. Extracted power versus tidal speed characteristic

The MCT losses modeling introduced in the previous subsection makes possible the estimation of the MCT extracted power. The extracted power is the difference between the turbine mechanical power and the MCT losses: the result corresponds to the power injected to the grid. With the proposed approach, it is possible to calculate the extracted power by an S -star machine for different number of activated stars s . Fig. 5 shows the extracted power for 4-star machine ($S = 4$), each characteristic corresponding to a particular number of activated stars (s).

Then the capacity factor is estimated by using the tidal speed distribution introduced in subSection 2.1:

$$F_{c,s/S} = \frac{1}{e} \int_{z=0}^{+\infty} p_{ext,s/S}(z) f_z(z) dz \quad (13)$$

Eq. (13) leads to the capacity factors in Table 1 for 1-star to 4-star machine with s activated stars.

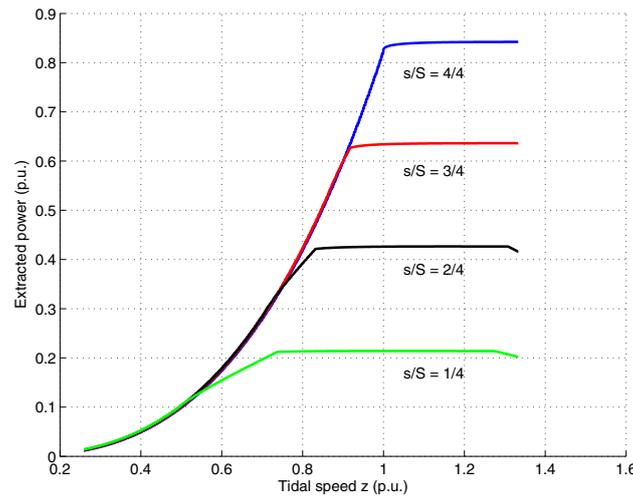


Fig. 5. Extracted power according to the tidal speed with different number of activated stars (4-star machine case).

Table 1
Capacity factor (%) depending on the s/S activated star(s).

S	s			
	1	2	3	4
1	20.57	–	–	–
2	16.46	20.57	–	–
3	13.26	18.49	20.57	–
4	10.95	16.47	19.2	20.57

4. Reliability assessment

4.1. Hypothesis

The reliability assessment focuses only on the BBCs in Fig. 2 since power electronics components are the more faulty of the drive [24]. Thus, in particular, the electrical machine is always considered available. The BBC components are supposed to be in their useful life corresponding to the flat part of the so-called bathtub curve: their failure rates λ are considered no time-dependent [25], thus meaning that their times to failure are exponentially distributed. The failures of the BBC components are assessed to be independent events. As temperature is the main contributor to the failure [26], only temperature is taken account as stress factor to evaluate the failure rate of a component. Practically, in case of fault, diagnosis tools as in [27] are implemented in order to detect the defective component. No command reconfiguration is implemented and a simple hardware solution is implemented to disconnect the defective BBC from the system. Thus the failure of a component is equivalent to the disconnection of the corresponding BBC.

4.2. Markov model and reliability function

Markov reliability models [28,29] are suitable to estimate the reconfiguration capabilities because they can manage different states and state-dependent failure rates. Fig. 6 shows the Markov model of an S-star generator related to the scheme of Fig. 2.

In Fig. 6, a circle represents a state. The state S is the healthy mode. The states $s = S - k$ are the degraded modes (s stars available among S). A degraded mode can be tolerated if, at least, one BBC is available. State 0 corresponds to the overall failure of the system. The arrows between the circles represent the failure rates λ . These failure rates $\lambda_{S-k,S-(k+1)}$, called transition rates in the Markov models theory [30], include the failure rates of all the components inside the available BBCs at the

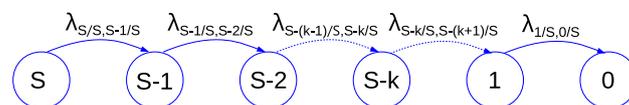


Fig. 6. Markov model of an S-star MCT generator.

state $s = S - k$. As the MCT can ensure the power harnessing function from the tidal current in all states of Fig. 6, except state 0, the reliability function $R_S(t)$ of the S-star system is defined by (14):

$$R_S(t) = \sum_{s=1}^S p_s(t) = 1 - p_0(t) \quad (14)$$

The probabilities $p_s(t)$ for the system relating to Fig. 6 to be in the state s can be determined by solving the Chapman-Kolmogorov Eq. (15) where $\dot{p}_k(t)$ is the time derivative of $p_k(t)$.

$$\begin{pmatrix} \dot{p}_S(t) \\ \vdots \\ \dot{p}_s(t) \\ \vdots \\ \dot{p}_0(t) \end{pmatrix} = \mathbb{A} \cdot \begin{pmatrix} p_S(t) \\ \vdots \\ p_s(t) \\ \vdots \\ p_0(t) \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} -\lambda_{S/S,S-1/S} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \lambda_{S/S,S-1/S} & -\lambda_{S-1/S,S-2/S} & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & \lambda_{S-1/S,S-2/S} & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & -\lambda_{1/S,0/S} & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{1/S,0/S} & 0 \end{pmatrix}$$

4.3. Reliability-performance criterion

In [31], no performance criterion is taken account. For the multi-star generator, the impact of degraded modes onto the energy capture has to be evaluated. A proper criterion can be the capacity factor integrating the reliability during a period without maintenance. Hence, a reliability-performance function is defined by weighting the probabilities p_s for the system to be in the states s by the corresponding capacity factor $F_{c,s/S}$ defined by (13). Thus, the reliability-performance function $\Sigma_S(t)$ of the S-star system is defined by (16).

$$\Sigma_S(t) = \sum_{s=1}^S p_s(t) F_{c,s/S} \quad (16)$$

The reliability-performance criterion τ_S is finally defined as the average value of the reliability-performance function $\Sigma_S(t)$ (16) over the time without maintenance.

4.4. Overall failure rate

The resolution of the Eq. (15) requires the knowledge of the failure rates $\lambda_{s/S,s-1/S}$ in the healthy and degraded modes. In a s/S mode, s BBCs are available to ensure the power harnessing function. Thus, the BBCs are considered as a series structure in terms of reliability. The s/S mode corresponding failure rate is defined by (17):

$$\lambda_{s/S,s-1/S} = S \lambda_{BBC,s/S} \quad (17)$$

$\lambda_{BBC,s/S}$ is the failure rate of a BBC depending on the s/S mode. It can be derived by (18).

$$\lambda_{BBC,s/S} = \lambda_{MSC,s/S} + \lambda_{CB,s/S} + \lambda_{GSC,s/S} \quad (18)$$

$\lambda_{MSC,s/S}$ and $\lambda_{GSC,s/S}$ are the failure rates of the Machine-Side Converter (MSC) and the Grid-Side Converter (GSC), respectively. Both are determined by (19).

$$\lambda_{xSC,s/S} = 6(\lambda_{IGBT/xSC,s/S} + \lambda_{diode/xSC,s/S}) \text{ with } x = \{M, G\} \quad (19)$$

$\lambda_{CB,s/S}$ is the failure rate of the BBC DC bus capacitor bank (capacitors of the DC filter located between MSC and GSC), it is evaluated by (20) (where n_C is the number of capacitors in the bank):

$$\lambda_{CB,s/S} = n_C \lambda_{C,s/S} \quad (20)$$

Prior to estimating the failure rate (17), the failures rates of the components constituting a BBC have to be calculated from Eqs. (19) and (20) and are estimated in the next subsection: $\lambda_{IGBT/xSC,s/S}$ for an IGBT of a MSC or GSC, $\lambda_{diode/xSC,s/S}$ for a diode of a MSC or GSC and $\lambda_{C,s/S}$ for a capacitor of the bank.

4.5. Semiconductors failure rate

4.5.1. Failure rate

In [31], the semiconductors (SCs) failure rates are assessed by using the *FIDES* guide 2009 [32] since the junction temperature of a SC is considered constant. This reliability methodology for electronics systems developed by the *FIDES* group is well adapted when the mission profile of the components is properly defined. For the MCT case, the notion of cycling temperature must be used. Indeed, for a SC, the thermal cycling can induce fatigue failure mechanism due to the thermal expansion mismatch of the diverse materials [33]. Thus, the lifetime prediction of a SC can be assessed with models accounting the junction cycling temperature as in [34,35]. Eq. (21) extracted from [36] allows to estimate the number of cycles to failure $N_{cf}(\Delta T_j, T_{jm})$ by considering the junction temperature magnitude ΔT_j and the mean temperature T_{jm} of the cycle:

$$N_{cf}(\Delta T_j, T_{jm}) = A \Delta T_j^\alpha \exp\left(\frac{E_a}{k_b \cdot T_{jm}}\right) \quad (21)$$

The parameters extracted from [36] are $A = 3.025 \times 10^5 [-]$, $\alpha = -5.039 [-]$, the activation energy $E_a = 9.891 \times 10^{-20}$ J and k_b is the Boltzmann constant equal to $1.3806488 \times 10^{-23}$ J K⁻¹. For the MCT case, due to the variations of the tidal current illustrated by Fig. 1-a, the expected thermal cycles are numerous. In the hypothesis of linear accumulation of the cyclic fatigue damage [37], the cumulative fatigue function Q can be defined by (22):

$$Q = \sum_{\text{cycles}/t_t} \frac{N_c(\Delta T_j, T_{jm})}{N_{cf}(\Delta T_j, T_{jm})} \quad (22)$$

In (22), $N_c(\Delta T_j, T_{jm})$ represents the number of cycles counted during the total time t_t in Fig. 1-a for given values of the junction temperature magnitude ΔT_j and mean temperature T_{jm} . $N_{cf}(\Delta T_j, T_{jm})$ is the number of cycles to failure of the component for the same values of ΔT_j and T_{jm} regarding to the Eq. (21).

The corresponding Mean Time To Failure (MTTF) is defined by (23).

$$MTTF = \frac{t_t}{Q} \quad (23)$$

The failure rate can be calculated by (24):

$$\lambda = \frac{1}{MTTF} \quad (24)$$

In order to extract the different thermal cycles, a rainflow algorithm computed as in [35,37] is required. The implementation developed by A.Nieslony [38] is used in this study.

4.5.2. SCs junction temperature determination

The SCs junction temperature profiles during the total time t_t are obtained by using a thermal resistance based model [36, 39]. This approach requires the calculation of the individual switch losses (the ones that are summed to give the whole converter losses in (9)).

4.5.3. Selection of SCs

The evaluation of the junction temperature of a SC requires numerous parameters that depend on the rated current I_{SC} and voltage V_{SC} . In order to avoid an effect of discretization due to the limited choice of SCs, a continuous virtual base is created by interpolating and extrapolating the features of real IGBT modules *SEMIKRON SEMiX 3s 1700 V* series for a range 225–450A [40]. Whatever the stars number S is, the thermal resistance of the heatsink is adjusted to obtain approximately the same maximum junction temperature (150 °C) in an IGBT of the MSC in the healthy mode. This method allows to obtain almost the same failure rate for a BBC in the healthy mode ($\lambda_{BBC,S/S} = \text{constant} = \lambda_{BBC}$).

4.6. Capacitor failure rate

An investigation has been carried out by using losses, thermal and failure models from *ELECTRONICON E63* series [41] power electronic film capacitors. This study has revealed a weak failure rate of the capacitor bank. Thus, the investigation is not detailed and the failure rate of the capacitor bank is negligible in Eq. (18).

5. Reliability metrics

5.1. Failure rates

The method previously described allows to estimate the failure rates. Fig. 7 shows the failure rates $\lambda_{s/S,S-1/S}$ for 1-star to 4-star systems ($S = 1$ to $S = 4$) in healthy and degraded modes. Fig. 7 illustrates how the star number S impacts the structural reliability: in the healthy mode, the failure rate (that corresponds to $\lambda_{s/S,S-1/S}$ values in Fig. 7) increases approximately

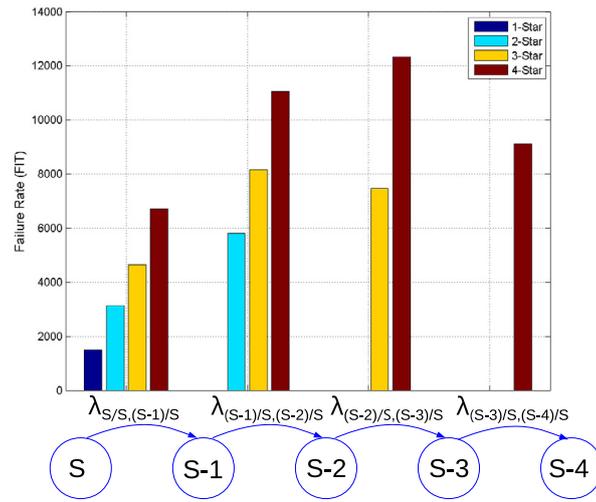


Fig. 7. Failure rates for 1-star to 4-star systems.

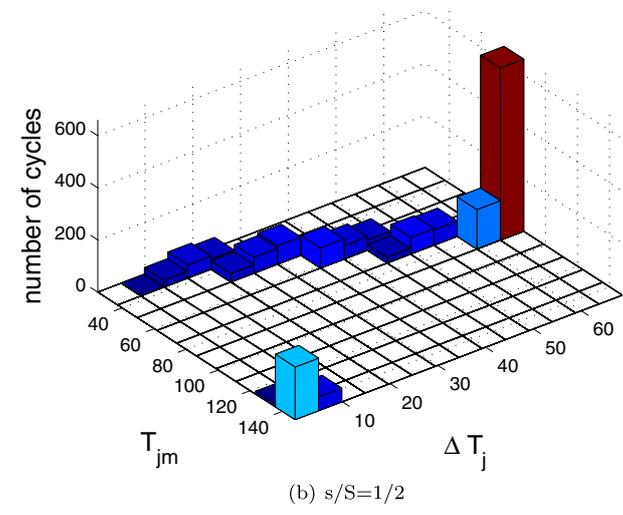
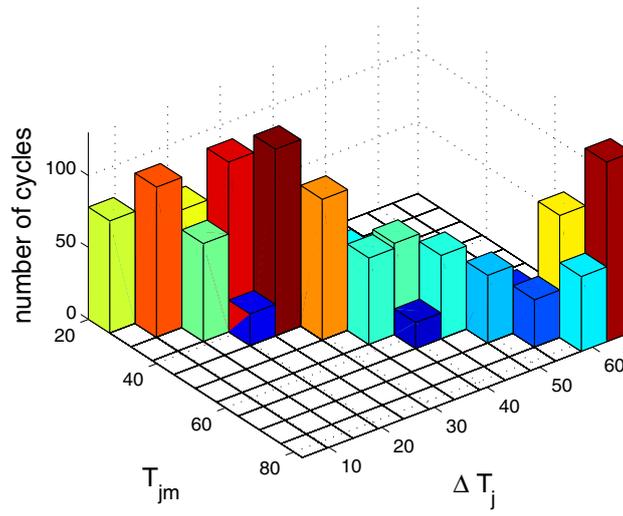


Fig. 8. MSC IGBT junction temperature cycles for a 2-star-system.

Table 2
Reliability-performance criterion τ_s (%) depending on the S-star system, for $T = 10$ years

S-star	1	2	3	4
τ_{sa} (λ_{BBC} constant)	19.3	20.2	20.4	20.4
τ_{sb} (λ_{BBC} variable)	19.3	19.4	19.6	19.5

linearly with the number of stars S . As explained in part 4.5.3, this property results from the SCs and their heatsink design method: they are chosen to operate at the same temperature profile in the healthy mode ($\lambda_{S/S,S-1/S} = S \cdot \lambda_{BBC}$).

When one star is lost, whatever the star number S is, the corresponding failure rate ($\lambda_{S-1/S,S-2/S}$ values in Fig. 7) is increased referring to the initial failure rate ($\lambda_{S/S,S-1/S}$ values in Fig. 7). This trend is logical in so far as the remaining stars have to withstand higher thermal stress due to the reduction of the generator power. Fig. 8 illustrates this point for the 2-star generator ($S = 2$): Fig. 8-a depicts the thermal cycles in the healthy mode ($s/S = 2/2$) whereas Fig. 8-b focuses on the new thermal cycles in the degraded mode ($s/S = 1/2$). For the healthy state $s/S = 2/2$ in Fig. 8-a, the thermal cycles are approximately fairly distributed on both mean and magnitude. By contrast, for the degraded state $s/S = 1/2$ in Fig. 8-b, the cycles distribution shifts with a large number around 70 °C both on mean and magnitude, thus justifying the failure rate increase. What is noticeable is the fact that the deep modifications in the thermal cycles in degraded mode may increase the failure rate (as shown for the 2-star generator) or decrease the failure rate: for instance, if focusing on 4-star case ($S = 4$), a degradation is observed from 3/4 state to 2/4 state (i.e. $\lambda_{3/4,2/4} < \lambda_{2/4,1/4}$) whereas an improvement appears from 2/4 state to 1/4 state (i.e. $\lambda_{2/4,1/4} > \lambda_{1/4,0/4}$).

5.2. Reliability functions

The resolution of the Chapman-Kolmogorov Eq. (15) leads to the reliability functions $R_s(t)$ defined by (14) for 1-star to 4-star systems. As expected, the functional reliability is improved when the number of stars increased despite the degradation of the structural reliability and the rise of failure rate in degraded modes (shown by Fig. 7). For example, for $T = 10$ years, the reliability functions $R_s(T)$ are 0.87, 0.95, 0.98 and 0.99 for S equal to 1, 2, 3 and 4 respectively. However, this functional reliability improvement occurs with a decrease of the extracted power when the S-phase system is reconfigured in a degraded mode s/S . The resulting degradation of the extracted energy is taken into account with the reliability-performance function defined by (16).

5.3. Reliability-performance criterion

First, in order to evaluate the impact of the thermal cycle counting method on the results, the reliability-performance functions $\Sigma_s(t)$, defined by (16), are calculated with a constant BBC failure rate $\lambda_{BBC,s/S}$, thus meaning that the BBC failure rate does not depend on the star number. The chosen value corresponds to the one calculated for the healthy mode: $\lambda_{BBC,s/S} = \lambda_{BBC} \approx 1700\text{FIT}$ (Failure In Time: 1 FIT = 10^{-9}h^{-1}). The corresponding reliability-performance criteria τ_{sa} are indicated in Table 2, row 2. The likely average capacity factor seems to be slightly improved when the number of stars increases. Next, the reliability-performance functions with the failure rates in Fig. 7 are used, thus meaning that the thermal cycle counting method is used. The failure rate variations in the degraded modes strongly impact the results. According to Table 2, row 3 that reports the corresponding reliability-performance criteria τ_{sb} , the 3-star system appears as an interesting compromise.

6. Conclusion

The possibility of using a S-star SPM machine for direct-drive MCT is explored. The goal is to develop methods to estimate the energy capture and resilience improvements when partitioning the power among several star windings. The electrical parameters of the S-star generator are calculated for the considered tidal speed profile over one year: the procedure accounts the turbine power/speed characteristic and the particular overspeed power limitation at high tidal speed. The generator stator coils can be arranged to form one, two, three or four electrically independent three-phase stars. A method to calculate the extracted power according to the tidal speed is detailed: the method is general enough to be applied to S-star configurations with reduced number s of activated stars. For the reliability estimation, the star back-to-back converter failure rate is estimated with a rainflow algorithm that allows to quantify the cycling tidal speed effects on the component fatigue, in safe and faulty modes. By using this approach, multi-star system seems to be an interesting solution to improve the availability of a MCT in case of long time without maintenance (as it is targeted by some industrial companies). In particular, three-star configuration seems to be an interesting reliability-performance trade-off. As in this study only the failure of the BBC is considered, it should be interesting to integrate the machine failure rate in further analysis. It should also be necessary to develop a new failure rate estimation that accounts the tidal speed disturbances as swell for example [22,42].

References

- [1] T.E. Tawil, J.F. Charpentier, M. Benbouzid, Tidal energy site characterization for marine turbine optimal installation: Case of the ouessant island in france, *Int. J. Marine Energy* (2017), <https://doi.org/10.1016/j.ijome.2017.03.004>, URL:<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214166917300310>.
- [2] W. Batten, A. Bahaj, A. Molland, J. Chaplin, The prediction of the hydrodynamic performance of marine current turbines, *Renewable Energy* 33 (5) (2008) 1085–1096, URL:<http://eprints.soton.ac.uk/53457/>.
- [3] J. Ribrant, L. Bertling, Survey of failures in wind power systems with focus on swedish wind power plants during 1997 ndash;2005, *IEEE Trans. Energy Conversion* 22 (1) (2007) 167–173, <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.889614>.
- [4] Z. Zhou, M. Benbouzid, J.-F. Charpentier, F. Scuiller, T. Tang, Developments in large marine current turbine technologies a review, *Renewable Sustainable Energy Rev.* 71 (2017) 852–858, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.12.113>, URL:<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116311698>.
- [5] Z. Zhou, F. Scuiller, J. Charpentier, M. Benbouzid, T. Tang, Power control of a nonpitchable pmsg-based marine current turbine at overrated current speed with flux-weakening strategy, *IEEE J. Oceanic Eng.* 40 (3) (2015) 536–545, <https://doi.org/10.1109/JOE.2014.2356936>.
- [6] A.G. Jack, B.C. Mecrow, J.A. Haylock, A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 32 (4) (1996) 889–895, <https://doi.org/10.1109/28.511646>.
- [7] S. Djebbari, J. Charpentier, F. Scuiller, M. Benbouzid, Design and performance analysis of double stator axial flux pm generator for rim driven marine current turbines, *IEEE J. Oceanic Eng.* 99 (2015) 1, <https://doi.org/10.1109/JOE.2015.2407691>.
- [8] T. Jahns, Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase drive units, *IEEE Transactions on Industry Applications* 3 (1980) 321–331, <https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503793>, IA-16.
- [9] R. Bojoi, A. Cavagnino, S.A. Odhano, A. Tenconi, S. Vaschetto, Experimental fault assessment on multiphase pm generators with fractional-slot concentrated windings, *IECON 2015–41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 004941–004947, <https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392875>.
- [10] B. Mecrow, A. Jack, J. Haylock, J. Coles, Fault tolerant permanent magnet machine drives, *IEE-Proc. Electr. Power Appl.* 143 (6) (1996) 437–442.
- [11] F. Mekri, S. Ben Elghali, M. Benbouzid, Fault-tolerant control performance comparison of three- and five-phase pmsg for marine current turbine applications, *IEEE Trans. Sustainable Energy* 4 (2) (2013) 425–433, <https://doi.org/10.1109/TSTE.2012.2227126>.
- [12] O. Fall, N.K. Nguyen, J.F. Charpentier, P. Letellier, E. Semail, X. Kestelyn, Variable speed control of a 5-phase permanent magnet synchronous generator including voltage and current limits in healthy and open-circuited modes, *Electr. Power Syst. Res.* 140 (2016) 507–516, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.05.024>, URL:<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616301766>.
- [13] M. Parker, C. Ng, L. Ran, Fault-tolerant control for a modular generator x2013;converter scheme for direct-drive wind turbines, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58 (1) (2011) 305–315, <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2045318>.
- [14] X. Yuan, J. Chai, Y. Li, A transformer-less high-power converter for large permanent magnet wind generator systems, *IEEE Trans. Sustainable Energy* 3 (3) (2012) 318–329, <https://doi.org/10.1109/TSTE.2012.2184806>.
- [15] R. Lyra, T.A. Lipo, Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 38 (5) (2002) 1351–1360.
- [16] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarekeh, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 55 (5) (2008) 1956–1965, <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918485>.
- [17] E. Klingshirn, High phase order induction motor, part i and ii, *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* PAS 102 (1983) 47–59.
- [18] D. Vizireanu, X. Kestelyn, S. Brisset, P. Brochet, Y. Millet, D. Laloy, Polyphased modular direct-drive wind turbine generator, in: *Conference EPE*, ISBN 90-75815-08-5, Dresden, 2005.
- [19] F. Scuiller, J. Charpentier, E. Semail, Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability, in: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010 IEEE, 2010, pp. 1–5. doi:10.1109/VPPC.2010.5729185.
- [20] P. Zhu, Y. Liu, R. Robert, X. Hao, Offshore wind converter reliability evaluation, in: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, 2011 IEEE 8th International Conference on, 2011, pp. 966–971. doi:10.1109/ICPE.2011.5944655.
- [21] H. Polinder, F. van der Pijl, G.-J. de Vilder, P. Tavner, Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines, *IEEE Trans. Energy Conversion* 21 (3) (2006) 725–733, <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.875476>.
- [22] J. Aubry, H. Ahmed, B. Multon, Sizing optimization methodology of a surface permanent magnet machine-converter system over a torque-speed operating profile: application to a wave energy converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 59 (5) (2012) 2116–2125, <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2163287>.
- [23] H. Li, Z. Chen, H. Polinder, Optimization of multibrid permanent-magnet wind generator systems, *IEEE Trans. Energy Conversion* 24 (1) (2009) 82–92, <https://doi.org/10.1109/TEC.2008.2005279>.
- [24] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities, *IEEE Ind. Electron. Magazine* 7 (2) (2013) 17–26, <https://doi.org/10.1109/MIE.2013.2252958>.
- [25] Y. Song, B. Wang, Survey on reliability of power electronic systems, *IEEE Trans. Power Electron.* 28 (1) (2013) 591–604, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2192503>.
- [26] M. Ikonen, Power cycling lifetime estimation of IGBT power modules based on chip temperature modeling, Ph.D. thesis, Lappeenranta University of Technology, 2012.
- [27] P. Lezana, J. Pou, T.A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, F. Richardeau, Survey on fault operation on multilevel inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 57 (7) (2010) 2207–2218, <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2032194>.
- [28] A.M. Bazzi, A. Dominguez-Garcia, P.T. Krein, Markov reliability modeling for induction motor drives under field-oriented control, *IEEE Trans. Power Electron.* 27 (2) (2012) 534–546, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2168543>.
- [29] G.E. Murr, A. Griffo, J. Wang, Z.Q. Zhu, B. Mecrow, Reliability assessment of fault tolerant permanent magnet ac drives, in: *Industrial Electronics Society, IECON 2015–41st Annual Conference of the IEEE*, 2015, pp. 002777–002782. doi:10.1109/IECON.2015.7392522.
- [30] M. Rausand, A. Hoyland, *System Reliability Theory – Models, Statistical Methods and Applications*, 2nd Edition, no. ISBN: 978-0741471332, 2004.
- [31] C. Olmi, F. Scuiller, J.F. Charpentier, Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive, in: *Industrial Electronics Society, IECON 2015–41st Annual Conference of the IEEE*, 2015, pp. 000965–000970. doi:10.1109/IECON.2015.7392224.
- [32] Reliability methodology for electronics systems (sep 2010). <http://fides-reliability.org/>.
- [33] J. McPherson, *Reliability Physics and Engineering - Time-to-Failure Modeling*, 2nd Edition, no. ISBN 978-9-319-00121-0, 2013.
- [34] L. GopiReddy, L.M. Tolbert, B. Ozpineci, Lifetime prediction of IGBT in a statcom using modified-graphical rainflow counting algorithm, in: *IECON 2012–38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 3425–3430. doi:10.1109/IECON.2012.6389349.
- [35] T. Kovaltchouk, J. Aubry, B. Multon, H.B. Ahmed, Influence of IGBT current rating on the thermal cycling lifetime of a power electronic active rectifier in a direct wave energy converter, in: *Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013 15th European Conference on, 2013, pp. 1–10. doi:10.1109/EPE.2013.6631903.
- [36] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, Application manual-power semiconductors.<https://www.semikron.com/service-support/downloads.html>.
- [37] M. Ciappa, F. Carbognani, W. Fichtner, Lifetime prediction and design of reliability tests for high-power devices in automotive applications, *IEEE Trans. Device Mater. Reliability* 3 (4) (2003) 191–196, <https://doi.org/10.1109/TDMR.2003.818148>.
- [38] A. Nieslony, Rainflow counting algorithm (apr 2010).<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3026-rainflow-counting-algorithm>.

- [39] B. Backlund, R. Schnell, U. Schapbach, R. Fischer, E. Tsyplaov, Applying IGBTs application note. <http://www.abb.fr/ablibrary/DownloadCenter/>.
- [40] Semikron, IGBT modules datasheet. <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules.html>.
- [41] Electronicon E63 DC capacitors with integrated safety mechanism. <http://www.electronicon.com/en/products/capacitors-for-power-electronics/capacitors-with-integrated-safety-mechanism/e63-dc/>.
- [42] Z. Zhou, F. Scuiller, J. Charpentier, M. El Hachemi Benbouzid, T. Tang, Power smoothing control in a grid-connected marine current turbine system for compensating swell effect, *IEEE Trans. Sustainable Energy* 4 (3) (2013) 816–826, <https://doi.org/10.1109/TSTE.2013.2251918>.

4.4.2 Conclusion

L'article [40] présenté montre que, dans les conditions et les hypothèses spécifiées, la configuration à 3 étoiles apparaît comme un bon compromis entre la fiabilité et la performance. La multiplication du nombre d'étoiles dans l'état sain augmente la probabilité d'obtenir un premier défaut. Cependant, son impact est moindre au niveau de la performance pour un système à nombre d'étoiles élevé par rapport à une plus faible quantité de bobinage triphasé. A nouveau, l'étude publiée dans l'article [40] présenté montre une forte évolution des taux de défaillance en fonction de l'état du système telle que celles montrées sur les figures 4.12, 4.20 et 4.27.

4.5 Conclusion

La démarche de l'étude des trois systèmes présentés dans ce chapitre peut s'appliquer quelles que soient la commande de la machine et la topologie du convertisseur. Elle est basée sur une modélisation physique permettant de déterminer au mieux les facteurs de stress retenus s'appliquant sur les composants du système. Les modèles de défaillance, alimentés par ces stressseurs, fournissent les taux de transition au modèle de Markov permettant d'estimer la fonction de fiabilité du système. Ainsi, l'impact des reconfigurations est pris en compte tant en matière de fiabilité que sur la performance du système. Quand il est disponible ou évaluable, le profil de mission est intégré dans l'étude de fiabilité.

En perspective, il est possible d'évaluer la commande proposée dans [53], celle-ci consiste à ne pas recalculer les courants de référence en cas de défaut phase ouverte, le nombre de degrés de liberté du contrôle est adapté à celui du convertisseur, le couple moyen est maintenu dans un état de faute au niveau de celui de l'état sain, ses ondulations étant tributaires de la bande passante des correcteurs PI. Afin de découpler électriquement les phases de la machine, il est possible d'alimenter chacune d'elle par un pont complet en H monophasé [25]. Le nombre de semi-conducteurs s'en trouve multiplié par deux par rapport à une configuration en demi-pont mais chacun d'entre eux n'a à supporter que l'équivalent de la tension simple du couplage étoile en pont complet contre la tension composée en demi-pont. Il est possible avec la méthode proposée d'étudier des architectures en « open-winding » [112] ou multi-niveau polyphasées [113].

Chapitre 5

Sensibilité de la fiabilité à la variabilité des modèles

5.1 Introduction

Dans le cadre de la fiabilité prévisionnelle des travaux présentés, il paraît indispensable d'étudier la sensibilité des résultats aux différentes variabilités des modèles utilisés. Une analyse de sensibilité détaillée permet d'identifier les facteurs les plus influents sur les résultats. En conséquence, il devient possible de focaliser les études sur ces points déterminants. La figure 5.1 reprend la figure 1.5 en précisant les différentes sources d'erreur identifiées dans le processus de détermination de la fonction de fiabilité des systèmes polyphasés étudiés.

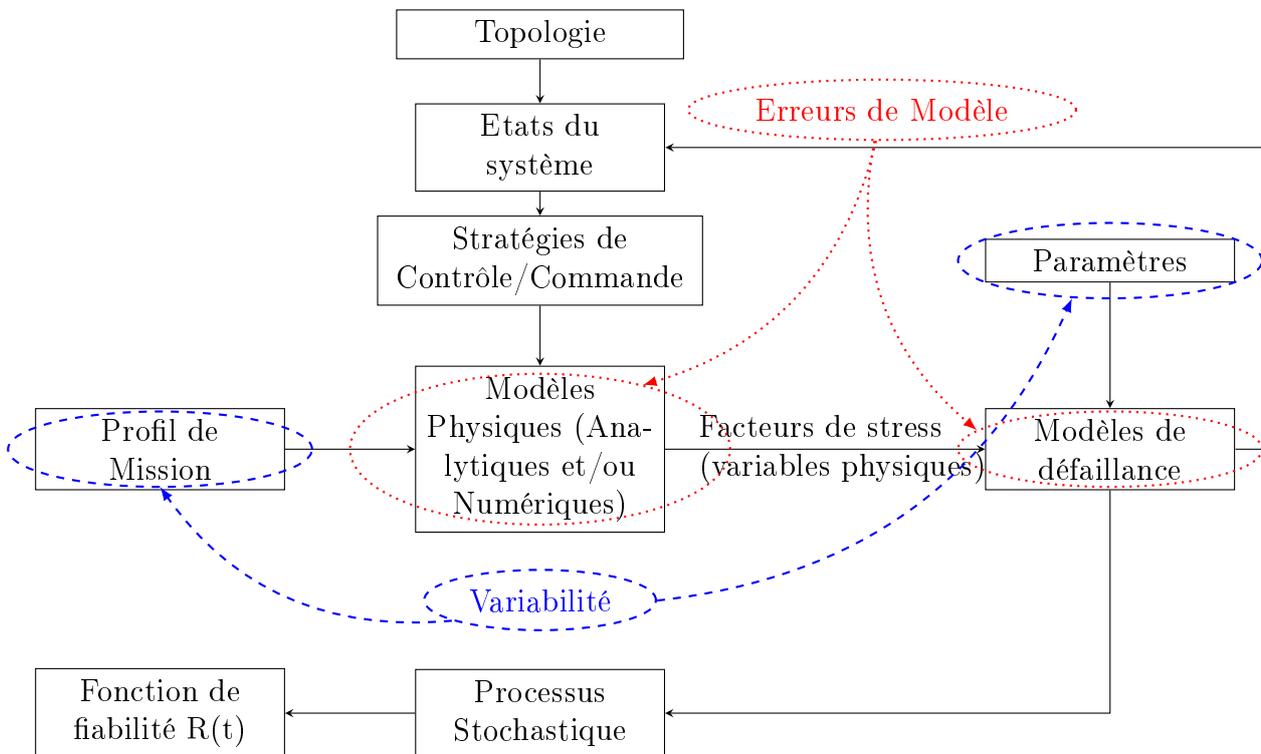


FIGURE 5.1 – Sources potentielles d'erreur sur l'établissement de la fonction de fiabilité d'un système polyphasé de conversion d'énergie

Les erreurs de modèles (entourées en rouge sur la figure 5.1) résultent de processus conscients ou inconscients. Les hypothèses et les simplifications suivies en toute connaissance de cause sont

destinées à faciliter les calculs et/ou à réduire leur temps d'exécution. Ces erreurs sont éventuellement quantifiables. En revanche, un oubli ou l'incompréhension d'un phénomène peut nuire fortement à l'estimation d'un résultat. Ainsi, les erreurs de modèles physiques de la figure 5.1 conduisent à des incertitudes sur les variables constituant les facteurs de stress du système. En supposant que ces modèles soient parfaitement identifiés, la variabilité de leurs paramètres (entourée en bleu sur la figure 5.1) et de leurs données d'entrée sont d'autres sources d'erreur. Ainsi, le profil de mission peut être difficile à estimer ou comporter une composante aléatoire, notamment dans le secteur des énergies renouvelables du fait d'une ressource pas complètement prévisible.

Les modèles de défaillance, au même titre que leurs homologues physiques, sont également soumis aux erreurs. Leurs paramètres, issus de recueils statistiques de données de terrain et/ou de tests accélérés, sont sujets à une forte dispersion. L'effet sur la fonction de fiabilité de la propagation de ces erreurs est à évaluer.

L'article [114] expose l'impact des variabilités des paramètres des modèles de défaillance et du profil de mission sur la fonction de fiabilité d'un système non reconfigurable constitué d'un convertisseur triphasé *back-to-back* de l'éolienne issue de [57]. Du fait de la nature triphasée du système de conversion, ces travaux sont à la marge de ceux présentés dans ce mémoire, néanmoins l'article est annexé en D. C'est la méthode de Monte-Carlo qui y est exploitée. Elle consiste à répéter un grand nombre de fois un scénario en faisant varier aléatoirement certaines données d'entrée afin d'obtenir la distribution des variables de sortie. Ainsi, la publication [115] exploite cette méthode pour évaluer la dispersion sur la durée de vie des IGBT d'un onduleur triphasé d'un variateur de vitesse d'une machine synchrone due aux incertitudes sur les paramètres d'entrée du modèle de défaillance. De plus, cet article compare plusieurs modèles de défaillance, montrant ainsi l'effet du modèle utilisé sur l'estimation de la durée de vie moyenne. Il quantifie également l'impact du choix de la fréquence de découpage de la MLI et de la valeur efficace de la tension du réseau sur la moyenne et l'écart-type de la durée de vie des IGBT. Dans [116], les auteurs utilisent l'analyse de Monte-Carlo pour mesurer la dispersion sur la fonction de défiabilité d'un micro-onduleur assurant le transfert d'énergie de capteurs photovoltaïques vers le réseau. La variabilité y concerne le banc de condensateurs et les semi-conducteurs constituant les étages de conversion en intégrant les effets des variations sur les paramètres d'entrée des modèles physiques et de défaillance.

Du fait des difficultés de compréhension des mécanismes de défaillance et de leur modélisation, c'est sur la variabilité des paramètres des modèles de défaillance que se porte ce chapitre 5. Loin de traiter le problème des incertitudes et de sensibilité exhaustivement, il permet néanmoins d'attirer l'attention du lecteur sur la crédibilité des résultats présentés dans les chapitres précédents.

5.2 Impact du taux de défaillance des semi-conducteurs sur la fiabilité

Dans [64], l'auteur compare les prévisions de fiabilité d'un IGBT sur un profil de mission spécifié par différentes méthodes du type *FIDES*. Les résultats font apparaître un facteur 400 entre le taux de défaillance le plus bas (18 FIT) et celui le plus élevé (7500 FIT). L'utilisation de ces méthodes, pourtant bénéficiaires d'un vaste retour d'expérience, montre que l'estimation du taux de défaillance d'un semi-conducteur ne fait pas consensus. Dans le secteur des modules de puissance, avec les faibles volumes et le peu de retour d'expérience actuel, la détermination d'un taux de défaillance paraît encore plus complexe. Dans cette section, l'effet d'une augmentation des taux de défaillance des semi-conducteurs est observée sur les systèmes des sections 4.2 et 4.3.

5.2.1 Système pentaphasé de propulsion navale à commande sinusoïdale

Le taux de défaillance des 3 phases du système de propulsion navale triphasé de la figure 4.12 de la section 4.2 est de l'ordre de 1500 FIT. Selon [17], l'ordre de grandeur de celui d'une cellule de commutation à base d'IGBT avec sa commande rapprochée est de l'ordre de 10000 FIT alors que les statistiques extraites de [32] donne un taux de défaillance pour un onduleur triphasé d'éolienne de l'ordre de 15000 FIT. La valeur 1500 FIT de la figure 4.12 semble ainsi sous-évaluée. Afin de mesurer les conséquences d'une augmentation des taux de défaillance individuels des semi-conducteurs sur la fiabilité du système, ceux-ci sont multipliés arbitrairement par 5 pour donner les résultats de la figure 5.2.

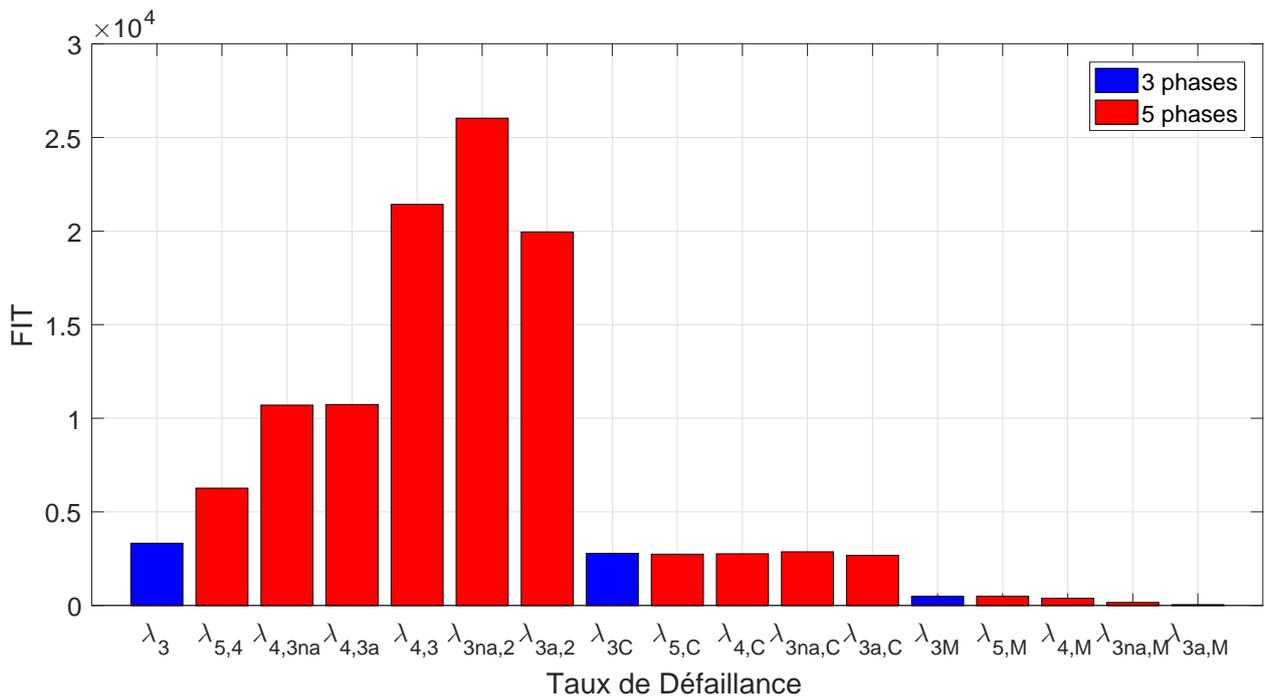


FIGURE 5.2 – Taux de défaillance relatifs au diagramme de Markov de la figure 4.8 du système pentaphasé de propulsion navale et de celui triphasé de référence - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport à ceux de la figure 4.12

Les taux de défaillance de la figure 5.2 conduisent aux fonctions de fiabilité de la figure 5.3.

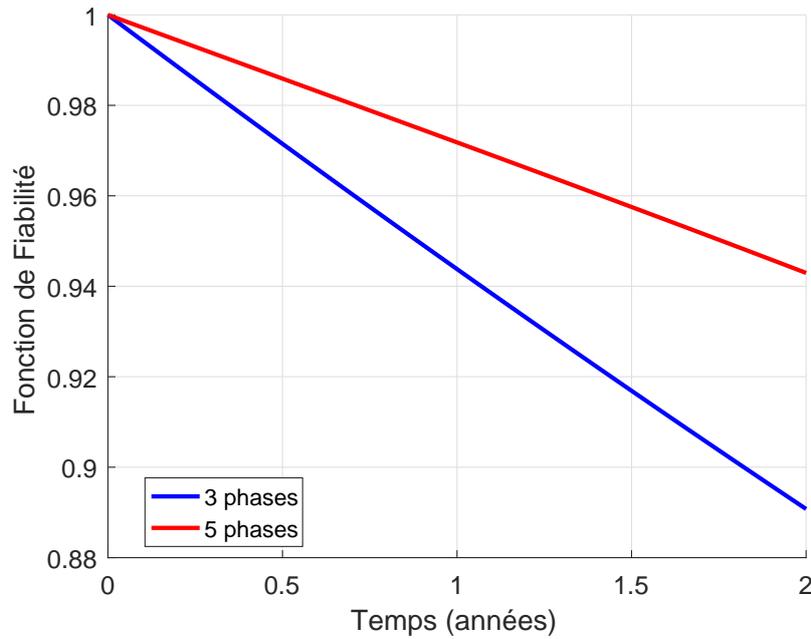


FIGURE 5.3 – Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et triphasé de référence de propulsion navale relative aux taux de défaillance de la figure 5.2

La dégradation de la fiabilité due à l'augmentation des taux de défaillance des semi-conducteurs est observable en comparant les figures 5.3 et 4.13. Cependant la hiérarchie n'est pas affectée, le système pentaphasé restant supérieur à celui triphasé en matière de fiabilité. Cependant, le temps moyen de bon fonctionnement $MTTF_2$ calculé à 2 ans selon (3.18) montre que la dégradation de la fonction de fiabilité est moins sensible à l'augmentation des taux de défaillance des semi-conducteurs dans le cas du système pentaphasé que dans celui triphasé. En effet, l'intégration des fonctions de fiabilité de la figure 4.13 donne $MTTF_2 = 1,92$ ans pour la solution triphasée et $MTTF_2 = 1,94$ ans pour celle pentaphasée, soit un ratio de 1,01. Ces valeurs passent respectivement à $MTTF_2 = 1,89$ ans, $MTTF_2 = 1,94$ ans et 1,03 avec les fonctions de fiabilité de la figure 5.3.

5.2.2 Système polyphasé à commande optimale

La multiplication par 5 des taux de défaillances individuels des semi-conducteurs est également appliquée sur les systèmes à 5 et 7 phases à commande optimale de la section 4.3. Les fonctions de fiabilité résultantes sont exposées sur la figure 5.4.

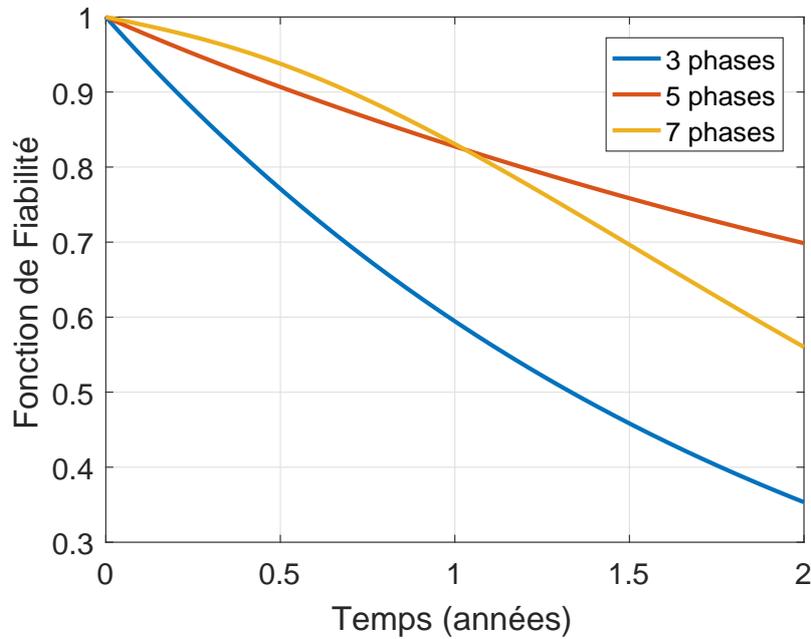


FIGURE 5.4 – Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus MLI - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport aux figures 4.20 et 4.27

La comparaison entre les figures 4.31 et 5.4 montre que la fonction de fiabilité du système triphasé est fortement affectée par l'augmentation des taux de défaillance individuels des semi-conducteurs. En effet l'intégration de la fonction de fiabilité sur les 2 ans donne $MTTF_2 = 1,64$ ans pour la figure 4.31 contre 1,24 ans pour la figure 5.4. En revanche, la fonction de fiabilité du système pentaphasé est peu impactée par l'augmentation des taux de défaillance des semi-conducteurs, son intégration sur les 2 ans affichant même un léger gain ($MTTF_2 = 1,67$ ans pour les taux de défaillance des semi-conducteurs multipliés par 5 contre 1,66 ans pour les valeurs initiales). Ce phénomène s'explique par l'analyse des taux de transition du système à 5 phases avec un facteur 5 sur les taux de défaillance des semi-conducteurs qui sont représentés sur la figure 5.5. Une fois la première reconfiguration de la commande réalisée suite à la première défaillance de phase, dans l'état 4, celle suivante a tendance à conduire à l'état $3a$. Ce fait est dû à la nette supériorité du taux de défaillance $\lambda_{4,3a}$ sur $\lambda_{4,3na}$. Or, une fois l'état $3a$ atteint, la propension à perdre une phase supplémentaire s'affaiblit du fait du faible taux de défaillance $\lambda_{3a,2}$. Cet état $3a$, considéré comme un état de fonctionnement contribue fortement à la fonction de fiabilité $R(t)$ par une probabilité d'état élevée comme le montre la figure 5.6.

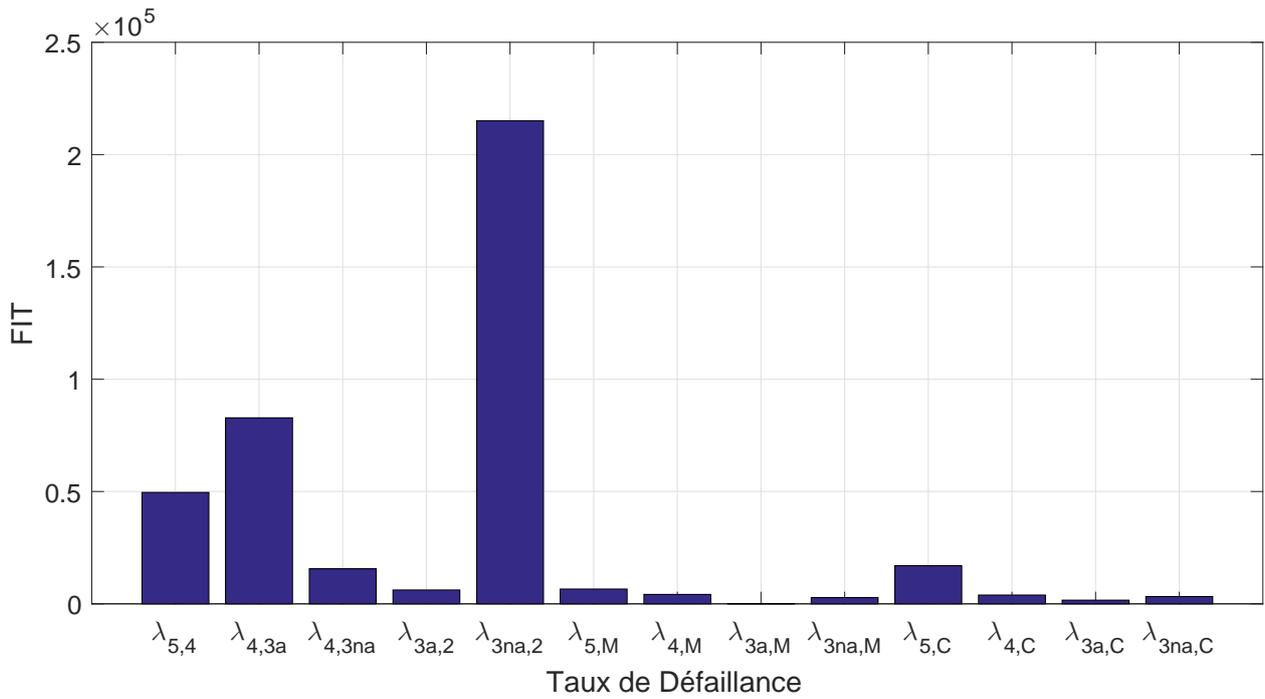


FIGURE 5.5 – Taux de défaillance relatifs au diagramme de Markov de la figure 4.8 du système pentaphasé - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport à ceux de la figure 4.20

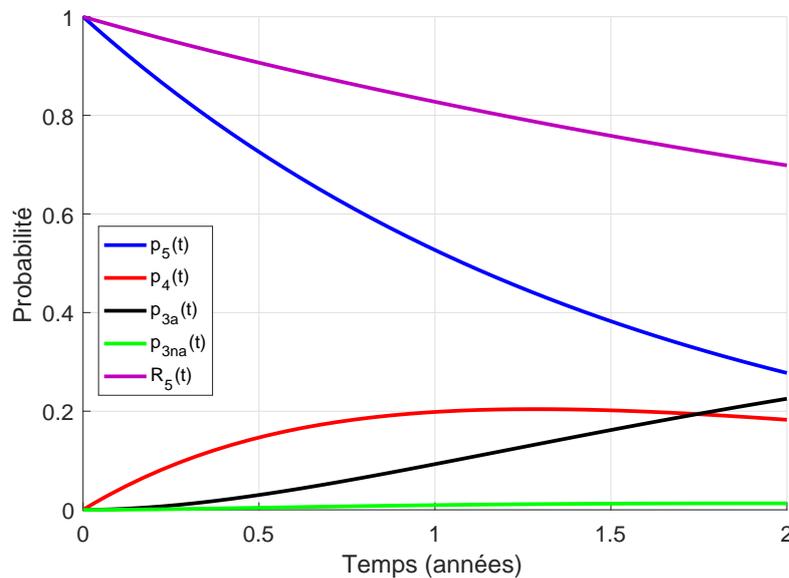


FIGURE 5.6 – Probabilité des états de fonctionnement et fonction de fiabilité du système pentaphasé à commande optimale relatives au diagramme de Markov de la figure 4.8 avec les taux de transitions de la figure 5.5

Alors qu'avec les taux de défaillance initiaux de la figure 4.27, le système à 7 phases à commande optimale affiche une meilleure fonction de fiabilité que la version à 5 phases telle que le montre la figure 4.31, ce n'est plus le cas avec le facteur 5 sur les taux de défaillance des semi-conducteurs. En effet, la figure 5.4 montre une dégradation de la fonction de fiabilité du système heptaphasé par rapport à celle du système pentaphasé au-delà d'un an. Sur la période de 2 ans considérée, l'intégration de la fonction de fiabilité donne un avantage à la configura-

tion à 5 phases ($MTTF_2 = 1,67$ ans pour $N = 5$ contre $MTTF_2 = 1,63$ ans pour $N = 7$). A nouveau, les taux de transition de la figure 5.7 permettent d'expliquer ce phénomène. Alors que la première transition vers un état de défaut à 6 phases se traduit par une diminution du taux de transition ($\lambda_{6,5a}$, $\lambda_{6,5na1}$ et $\lambda_{6,5na2}$ inférieurs à $\lambda_{7,6}$), une défaillance de phase supplémentaire conduit à un état de faute à 5 phases nécessairement avec une augmentation du taux de transition vers l'état de panne à 4 phases. Les états de défaut à 5 phases, considérés comme des états de fonctionnement, ont ainsi des probabilités très faibles et contribuent peu à la fonction de fiabilité comme le montre la figure 5.8.

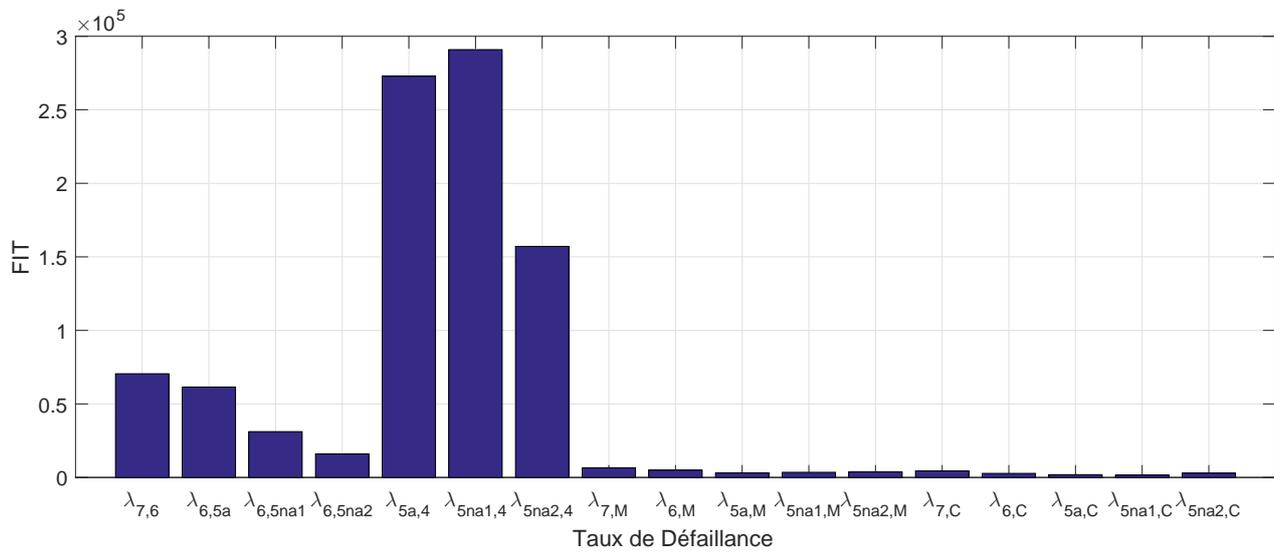


FIGURE 5.7 – Taux de défaillance relatifs au diagramme de Markov de la figure 4.26 du système heptaphasé à commande optimale - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport à ceux de la figure 4.27

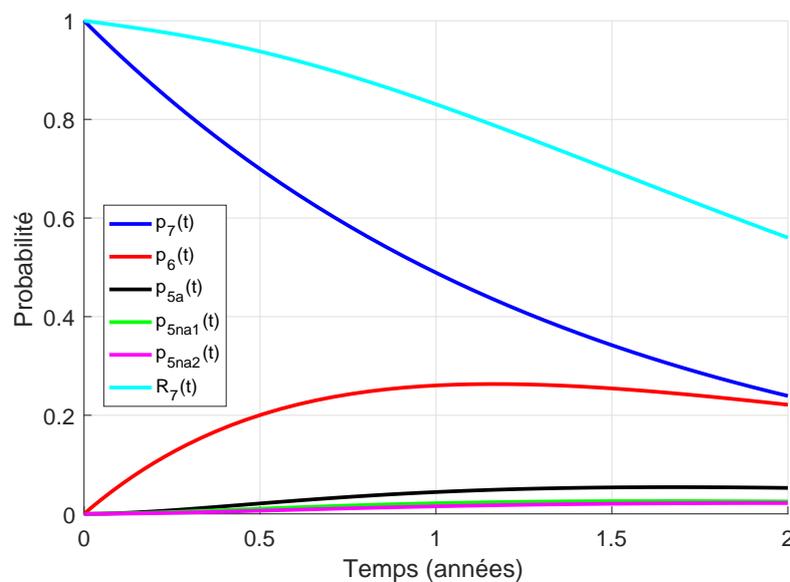


FIGURE 5.8 – Probabilité des états de fonctionnement et fonction de fiabilité du système heptaphasé à commande optimale relatives au diagramme de Markov de la figure 4.26 avec les taux de transitions de la figure 5.7

L'impact de l'augmentation des taux de défaillance des semi-conducteurs sur la fiabilité des

2 systèmes polyphasés à commande optimale étudiés est aussi observable sur les fonctions de taux de défaillance $h(t)$ définies par l'équation (3.11) et représentées sur les figures 5.9 et 5.10. Ces figures montrent clairement que le taux de défaillance initial ne dépend que des taux de transition de l'état sain N vers les états de panne mécanique M et du banc de condensateur C . Il peut également être constaté qu'avec les taux de défaillance initiaux des semi-conducteurs du chapitre 4, la fonction taux de défaillance du système heptaphasé demeure inférieure à celle du système pentaphasé sur la période considérée (figure 5.9). Ce n'est plus le cas avec un facteur 5 sur les taux de défaillance des semi-conducteurs (figure 5.10). Cependant, la meilleure fiabilité apparente du système pentaphasé dans ce dernier cas est obtenue par une forte probabilité du système d'être dans l'état de défaut $3a$ qui s'accompagne d'un mode fortement dégradé (voir table 4.8). Ainsi, la prise en compte de la performance au travers de la fonction couplée de fiabilité-performance définie par (3.80) redonne un avantage à la solution heptaphasée comme le montre la figure 5.11. Cette observation permet d'afficher la pertinence de la fonction couplée de fiabilité-performance comme aide à la décision en intégrant à la fiabilité un critère quantifié de satisfaction de la mission.

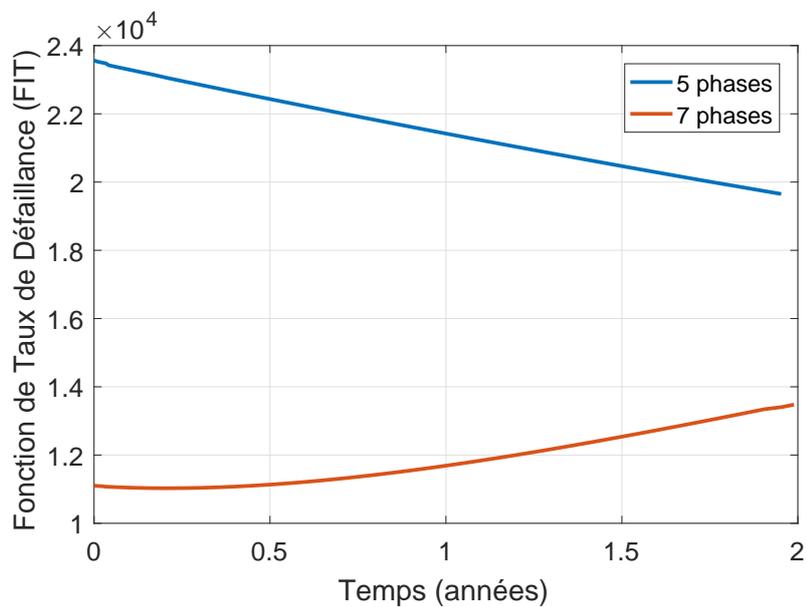


FIGURE 5.9 – Fonction de taux de défaillance $h(t)$ des systèmes à 5 et 7 phases à commande optimale avec les taux de défaillance des figures 4.20 et 4.27

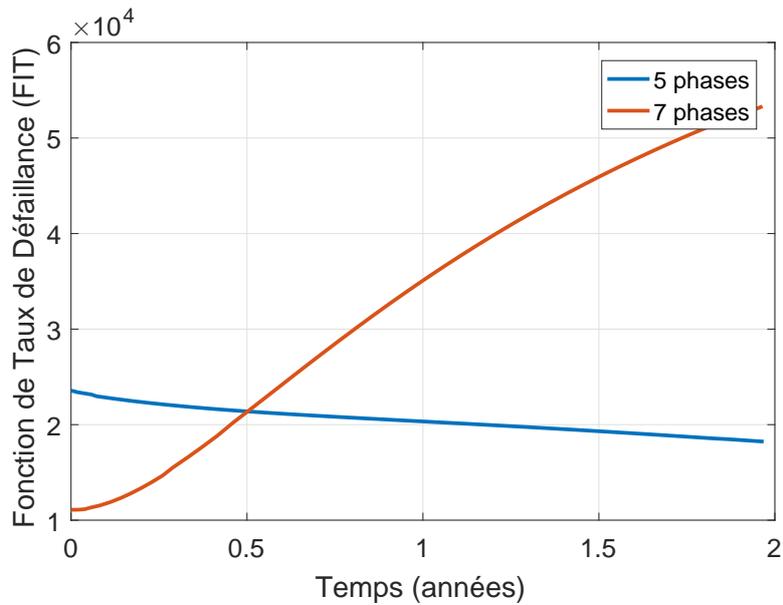


FIGURE 5.10 – Fonction de taux de défaillance $h(t)$ des systèmes à 5 et 7 phases à commande optimale avec les taux de défaillance des figures 5.5 et 5.7

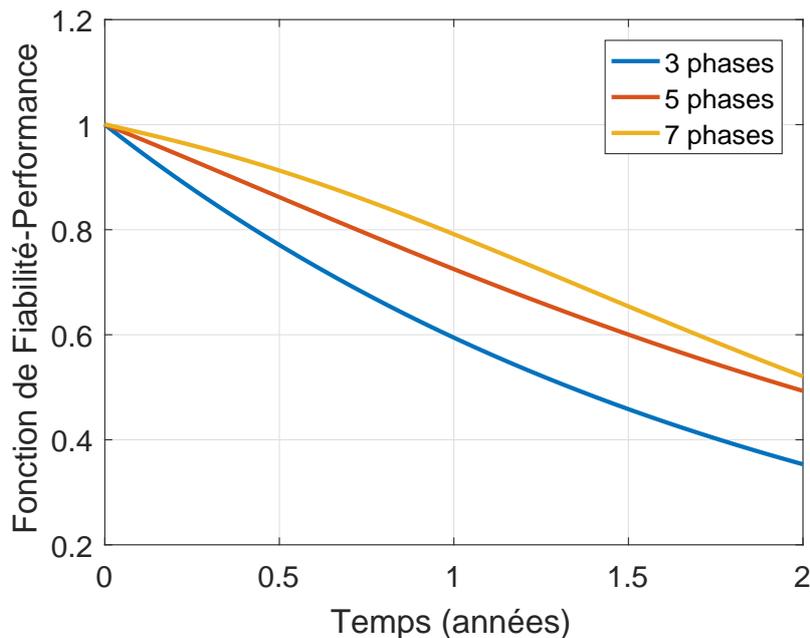


FIGURE 5.11 – Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus MLI - Taux de défaillance des figures 5.5 et 5.7

5.3 Influence de la variabilité des taux de défaillance sur la fiabilité

Dans cette section, c'est le système hydrolien multi-étoile de la section 4.4 qui sert de référence pour l'étude de l'influence des variations des taux de défaillance sur la fonction de fiabilité. L'article [40] est complété par l'intégration des modèles de défaillance de la machine et des bancs de condensateurs tels que ceux utilisés dans les sections 4.2 et 4.3. Le diagramme

état-transition du système multi-étoile est représenté sur la figure 5.12.

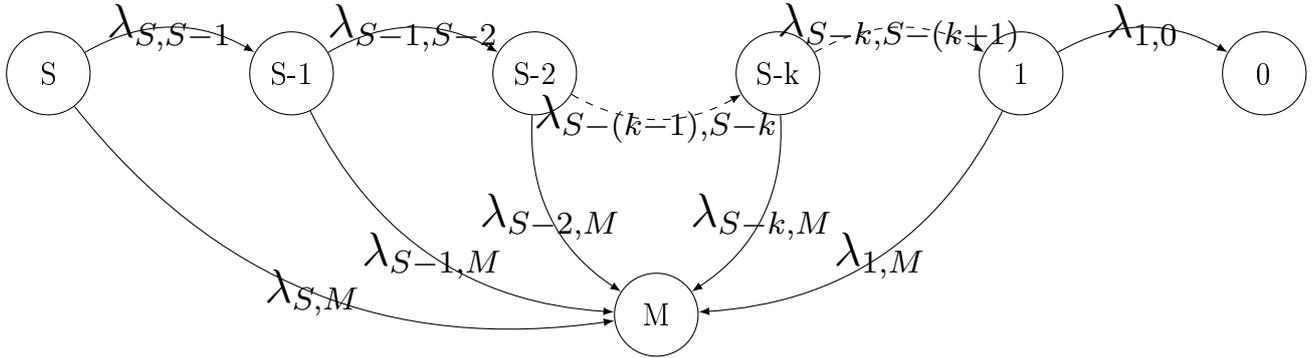


FIGURE 5.12 – Diagramme état transition du système hydrolien multi-étoile intégrant les défaillances de la machine et des bancs de condensateurs

La figure 5.12 représente l'état sain par l'état S pour le système comportant S étoiles initiales disponibles avant la première défaillance. Le système comprend $S - 1$ états de défaut comportant de 1 à $S - 1$ étoiles en fonctionnement. Dans chaque état de défaut, le système est en mode dégradé. Les états 0 et M sont des états de panne correspondant respectivement à la défaillance des S étoiles et à celle des roulements de la machine. Les taux de transition $\lambda_{S-k,M}$, avec k étant le nombre d'étoiles indisponibles tel que $0 \leq k \leq S - 1$, correspondent aux taux de défaillance des roulements dans les états $S - k$. Les taux de transition $\lambda_{S-k,S-(k+1)}$ correspondent aux taux de défaillance des $S - k$ étoiles encore pilotées. Ceux-ci sont obtenus en multipliant le taux de défaillance individuel de chaque étoile par le nombre $S - k$ d'étoiles encore disponibles. Le taux de défaillance individuel d'une étoile résulte de la somme des taux de défaillance du convertisseur triphasé côté réseau, du banc de condensateurs, du convertisseur triphasé coté machine et de l'enroulement triphasé couplé en étoile. L'ensemble est corrélé au profil de mission. Ainsi la figure 5.13 montre la fonction de fiabilité sur 2 ans obtenue pour des systèmes hydroliens multi-étoiles avec S variant de 1 à 4. Elles sont obtenues sans prendre en compte l'influence de l'état du système sur son profil de mission. Ainsi le taux individuel de chaque étoile reste constant à la valeur calculée $\lambda_{1,0} \approx 7000$ FIT pour $S=1$, donc pour un système triphasé de référence à commande sinus MLI. De même, les taux de transition $\lambda_{S-k,M}$ vers l'état de panne mécanique M sont les mêmes quel que soit l'état du système. C'est à nouveau la valeur $\lambda_{1,M} \approx 600$ FIT du système triphasé de référence à commande sinus MLI qui est utilisée. Il faut préciser que le modèle de Markov associé au système triphasé de référence avec $S = 1$ comporte un état sain 1 et deux états de panne 0 et M . Il est ainsi équivalent à un modèle exponentiel de taux de défaillance $\lambda_{1,0} + \lambda_{1,M} \approx 7600$ FIT.

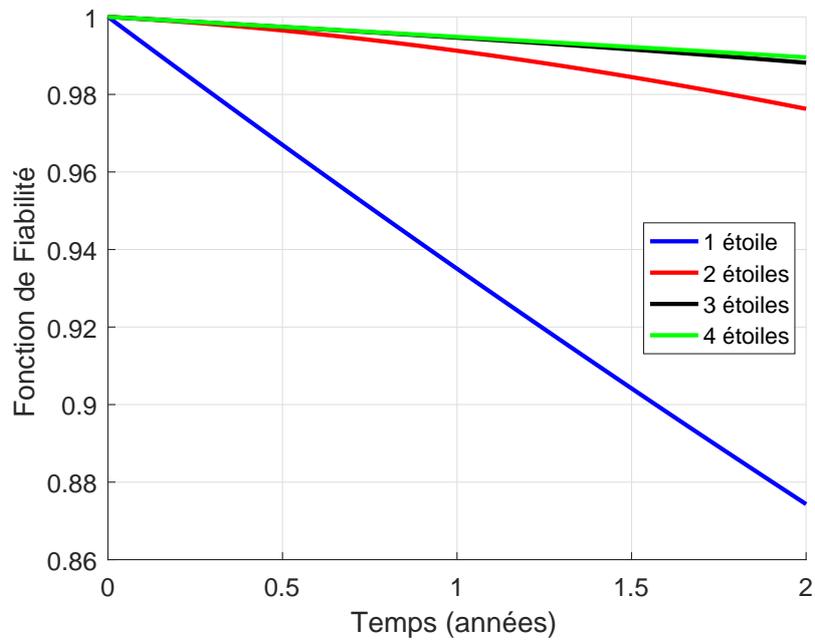


FIGURE 5.13 – Fonction de fiabilité de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 sans prise en compte de l'impact de l'état sur les taux de transition

La figure 5.13 montre une nette amélioration de la fonction de fiabilité lors du passage d'un système triphasé à un système multi-étoile dans les conditions spécifiées. Le gain obtenu lors du passage de 2 à 3 étoiles n'est plus significatif en ajoutant une quatrième étoile. La fonction de fiabilité est à nouveau tracée sur la figure 5.14 mais cette fois en intégrant les effets de l'état du système sur les facteurs de stress. Les taux de défaillance individuels de chaque étoile s'en trouvent impactés, conduisant aux taux de transition de la figure 5.15.

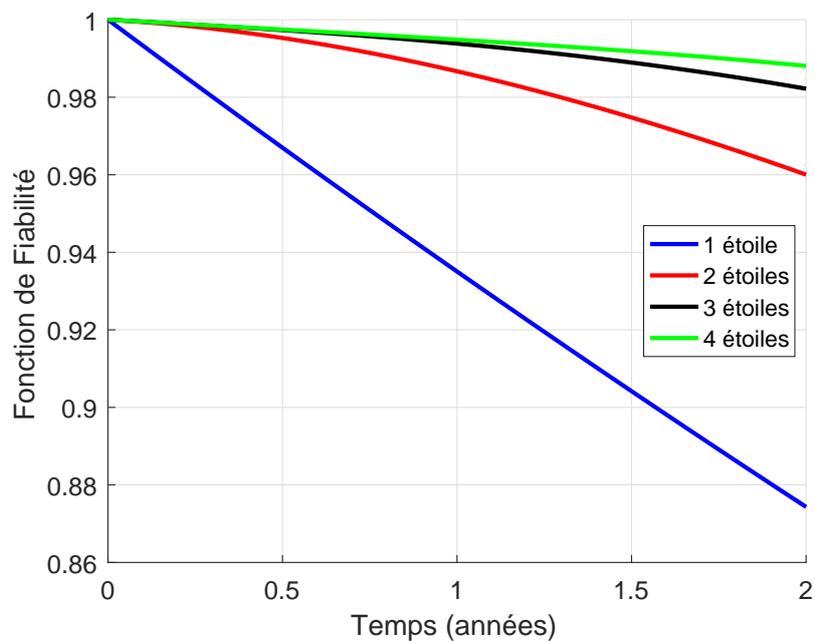


FIGURE 5.14 – Fonction de fiabilité de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 avec prise en compte de l'impact de l'état sur les taux de transition

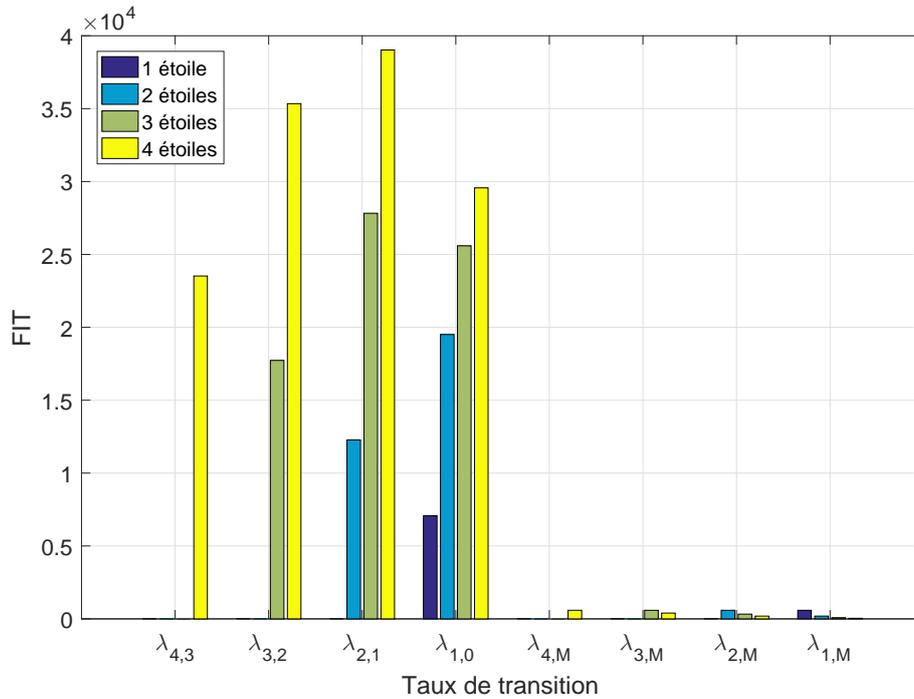


FIGURE 5.15 – Taux de défaillance de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 en intégrant les effets de l'état du système sur les facteurs de stress

La comparaison entre les figures 5.13 et 5.14 montre que la prise en compte des effets des reconfigurations du système sur les taux de transitions a des conséquences. Notamment, il est observé une dégradation de la fonction de fiabilité pour les systèmes multi-étoiles d'autant plus importante que le nombre d'étoiles est faible. Dans ce cas, la conséquence du point de vue de la fiabilité de l'adjonction d'un quatrième enroulement triphasé à un système à 3 étoiles n'est pas négligeable.

Les taux de transition à partir des états sains de la figure 5.15 sont obtenus dans les mêmes conditions de stress des composants : approximativement mêmes températures de cœur et de jonction respectivement pour les condensateurs et les semi-conducteurs, même vitesse de rotation et couple de la machine, même dissipation par effet Joule dans les enroulements triphasés sur tout le profil de mission. Ainsi, le taux de défaillance d'un ensemble triphasé convertisseur/enroulement en étoile est le même dans le mode sain quel que soit le nombre d'étoiles. En conséquence, les taux de transition de l'état sain S vers le premier état de défaut $S - 1$ sont approximativement proportionnels au nombre d'étoiles S . De même, Les taux de défaillance $\lambda_{S,M}$ de l'état sain S vers l'état de panne mécanique M sont tous identiques, ils ont peu d'influence sur le système du fait que la machine fonctionne majoritairement à un couple inférieur à sa valeur nominale. Dans les états de défaut, les taux de transition vers l'état M diminuent encore du fait de la réduction du couple de la machine liée à la dégradation des performances du système. En revanche, les taux de transition entre états de défaut sont plus difficiles à anticiper. La modification de la commande lors des reconfigurations impacte fortement les facteurs de stress des composants, notamment les cycles de température de jonction des semi-conducteurs mentionnés dans l'article [40] de la section 4.4.

Sous l'effet de la connaissance partielle du profil de mission et des incertitudes sur leurs paramètres spécifiées sur la figure 5.1, les taux de transition de la figure 5.15 du processus stochastique de Markov de la figure 5.12 sont susceptibles de varier. La quantification de ces variations demande une analyse détaillée des sources d'erreur. Afin d'observer les conséquences de la dispersion des taux de transition sur le modèle stochastique permettant d'évaluer la fonc-

tion de fiabilité, il est supposé que les taux de défaillance de la figure 5.15 sont distribués suivant une loi normale de moyenne égale à la valeur affichée et avec un écart-type selon un coefficient de variation précisé. L'appréciation des effets de la dispersion sur la fonction de fiabilité est réalisée par méthode de Monte-Carlo. Celle-ci consiste à reproduire un grand nombre de fois la résolution des équations de Kolmogorov liés à la matrice de transition du processus de la figure 5.12 en prélevant des valeurs aléatoires des taux de transition. Le critère de quantification de l'effet de dispersion est le temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ (3.18), correspondant à l'intégration de la fonction de fiabilité sur la période d'étude. Les figures 5.16 et 5.17 montrent les résultats pour 100 000 réalisations respectivement avec des coefficients de variation des taux de défaillance de 5 et 10 %.

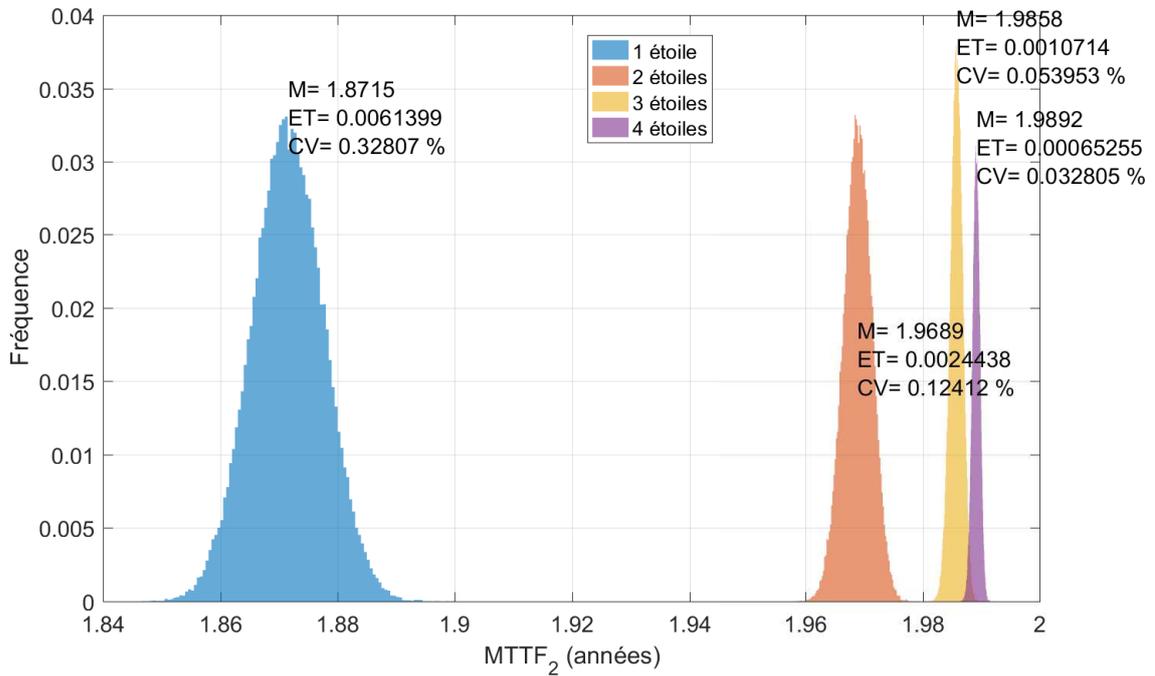


FIGURE 5.16 – Distribution des temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 - Coefficient de variation des taux de transition de 5 % - M : moyenne ; ET : écart-type ; CV ; coefficient de variation

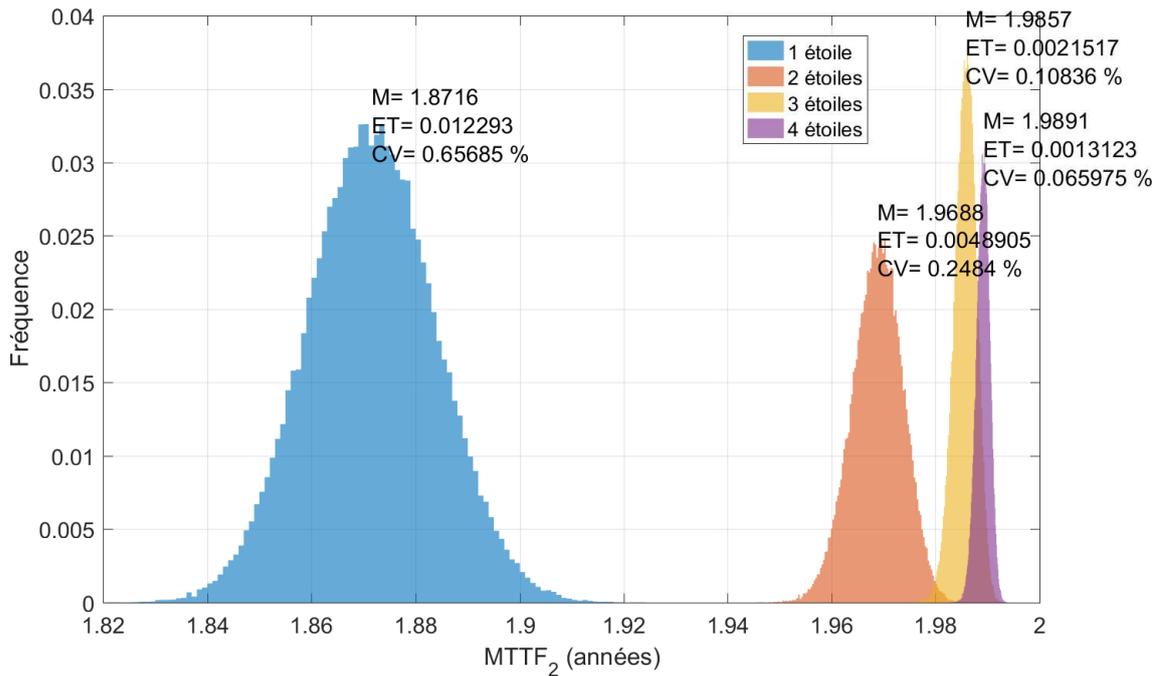


FIGURE 5.17 – Distribution des temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 - Coefficient de variation des taux de transition de 10 % - M : moyenne ; ET : écart-type ; CV ; coefficient de variation

Les figures 5.16 et 5.17 montrent que si la dispersion des taux de défaillance n'a pas d'influence sur les valeurs moyennes des $MTTF_2$, il y a un possible recouvrement de leur distribution pour 2, 3 et 4 étoiles avec un coefficient de variation des taux de défaillance de 10 % et pour 3 et 4 étoiles avec 5 %. Potentiellement, les conclusions résultant de l'observation des fonctions de fiabilité de la figure 5.14 peuvent être remises en cause par la dispersion des taux de transition. En revanche, il est intéressant de noter que, sur le critère $MTTF_2$, le coefficient de dispersion est faible au regard de celui d'entrée des taux de défaillance. De plus, la dispersion est d'autant plus faible que le nombre d'états du système est important.

5.4 Conclusion

Ce chapitre 5 n'a pour ambition que de montrer l'influence des incertitudes des données d'entrée des modèles de défaillance sur la fonction de fiabilité. Plus généralement, la valeur de la dispersion sur le critère retenu pour quantifier la fiabilité d'un système en fonction de la variabilité des modèles et des données permet de porter un jugement sur la crédibilité des résultats et d'en apprécier les marges. Dans l'article [114] présenté en annexe D et dans [116], les paramètres des modèles de défaillance y sont distribués selon des lois normales avec des coefficients de variation estimés par les auteurs. Malheureusement, la méconnaissance des distributions de ces paramètres ainsi que celles intervenant dans les modèles physiques destinés au calcul de la température de jonction des semi-conducteurs ne permet pas d'investiguer plus profondément le sujet.

Conclusion et perspectives

L'objectif de ce mémoire est de présenter une méthode de quantification de la fiabilité d'une chaîne polyphasée de conversion électromécanique d'énergie. En effet, si la redondance intrinsèque offerte par un nombre de phases élevé du système présente des arguments en faveur de sa fiabilité, il est nécessaire d'en formaliser l'étude pour dépasser une simple estimation qualitative. Les différents travaux et investigations réalisés au cours de cette thèse ont permis de conduire au principe exposé sur la figure 1.5.

Cependant, l'amélioration de la fiabilité par des reconfigurations du système polyphasé peut conduire à la détérioration de sa performance. Après en avoir proposé une mesure, l'apport dans ces travaux de thèse d'un critère de fiabilité-performance permet une comparaison entre plusieurs topologies basée sur le couplage de la fiabilité et de la performance. Ce critère complète l'analyse de fiabilité prévisionnelle de l'architecture lors de sa conception.

La méthode développée peut s'appliquer à de nombreux systèmes polyphasés en fonction de leur topologie, de leur profil de mission et de leur stratégie de contrôle/commande. Naturellement, les exemples utilisés pour l'application de la méthode du chapitre 4 sont orientés vers le secteur maritime propre à l'*IRENav* et vers les stratégies de commande développées par le *L2EP* et l'*IRENav*. Ainsi, les systèmes de propulsion navale ou d'extraction d'énergie marine renouvelable sont privilégiés dans ces travaux mais le champ d'application de la méthode ne se limite pas aux dispositifs utilisés dans ce secteur.

Les processus de Markov utilisés dans les travaux présentés répondent au besoin de modélisation du comportement stochastique des systèmes polyphasés et de tout autre système reconfigurable. La complexité du système peut conduire à un nombre important d'états, imposant une rigueur d'analyse pour la construction de la matrice de transition. Sur le principe, l'augmentation du nombre d'états n'est pas un problème, même si cela peut conduire à un temps de calcul élevé pour la résolution numérique du système d'équations différentielles de Kolmogorov. Cependant, la principale difficulté réside dans l'alimentation de la matrice de transition. Les éléments de cette matrice sont constitués des taux de défaillance du système. Or, leur détermination pose de nombreux problèmes. Les travaux réalisés au cours de cette thèse montrent qu'il est possible de prendre en compte le profil de mission et la stratégie de contrôle du convertisseur dans la détermination des taux de transition de la matrice génératrice. Cependant, la parfaite connaissance de la physique des mécanismes de défaillance est loin d'être établie. Si ces processus sont clairement identifiés, encore faut-il pouvoir les modéliser fidèlement. C'est le rôle de la physique de la défaillance qui peut aller jusqu'à l'utilisation de concepts thermodynamiques tels que l'entropie pour la détermination du temps avant défaillance [117]. Mais dans ce cas se pose le problème de la transposition de la physique de la défaillance d'un environnement contrôlé d'un laboratoire à celui non maîtrisé du terrain de l'ingénierie. Effectivement, la figure 1.5 montre que la détermination des facteurs de stress formés des variables physiques auxquelles est soumis un composant constitue une donnée d'entrée de son modèle de défaillance. L'évolution de ces facteurs de stress au cours de la durée de vie du système

est déterminante pour sa sûreté de fonctionnement. A ce titre, pour l'estimation de sa fiabilité prévisionnelle, le recours à la modélisation et à la simulation numérique est inévitable. Quelle que soit la méthode de détermination des paramètres des modèles de défaillance de la figure 1.5 (traitement statistique de recueils de données de terrain, tests accélérés en laboratoire,...), ceux-ci sont nécessairement soumis à une dispersion. Les incertitudes cumulées liées au profil de mission, aux facteurs de stress et aux paramètres des modèles physiques et de défaillance imposent une connaissance incertaine des taux de défaillance constituant la matrice de transition du processus markovien. La prise en compte de cette variabilité telle qu'introduite dans le chapitre 5 est indispensable pour la crédibilité des résultats présentés. L'impact de ces variations peut amener à relativiser ou à remettre en cause la meilleure fiabilité apparente d'une architecture vis-à-vis d'une autre.

Afin de conserver un élément de comparaison avec une architecture conventionnelle d'un convertisseur à 2 niveaux pilotant une machine triphasée, la puissance des applications polyphasées traitées dans ce mémoire est limitée à l'ordre du MW. A ce titre, les bases virtuelles de composants d'électronique de puissance du convertisseur présentées dans le chapitre 2 ont été développées dans ces travaux pour répondre à ce besoin de comparaison. En effet, elles évitent d'introduire un biais dû à un effet de quantification imposé par un nombre limité de composants réels. Ainsi, Le dimensionnement du convertisseur à l'aide de ces bases virtuelles permet de toujours disposer de composants calculés « au juste besoin ».

Cependant, les éoliennes offshore ou la propulsion navale implique des puissances de plusieurs MW, voire plusieurs dizaines de MW. Dans ces cas, l'utilisation d'un onduleur triphasé de tension à 2 niveaux nécessite la mise en parallèle et/ou en série de semi-conducteurs pour la constitution des 6 interrupteurs électroniques du convertisseur ou la mise en parallèle de plusieurs onduleurs triphasés [118]. L'augmentation du nombre de semi-conducteurs utilisés pour la structure triphasée au-delà des 6 IGBT et des 6 diodes pour ces niveaux de puissance réduit sa fiabilité structurelle. En effet, il ressort de la publication scientifique et des travaux menés dans le cadre de cette thèse que les semi-conducteurs constituent un point faible en matière de fiabilité des systèmes de conversion électromécanique d'énergie. La multiplication du nombre de composants d'électronique de puissance dans un telle architecture triphasée réduit sa fiabilité structurelle vis-à-vis de celle présentée par une topologie polyphasée. Cet aspect n'a pas été quantifié dans les travaux réalisés. Il pourrait afficher un avantage accru des systèmes polyphasés par rapport à ceux triphasés en matière de fiabilité à de tels niveaux de puissance. Mais, par exemple, dans le cas de l'utilisation de plusieurs onduleurs triphasés en parallèle, le système triphasé bénéficie de capacité de reconfiguration améliorant sa fiabilité fonctionnelle par un passage en mode dégradé à moindre puissance dans le cas de la défaillance d'un onduleur. En revanche, il n'a pas la capacité à contrer une défaillance au niveau d'un enroulement de la machine. Si cette comparaison entre architectures triphasées et polyphasées n'a pas été réalisée à ce niveau de puissance, la méthode présentée dans ce mémoire permet néanmoins de l'effectuer.

Sans aller jusqu'à de tels niveaux de puissance, son fractionnement offert par les systèmes polyphasés peut permettre de recourir à des technologies de semi-conducteur dont la gamme de puissance est limitée mais dont les performances de fiabilité sont *a priori* meilleures. En restant dans le domaine triphasé, [106] compare ainsi l'usage d'IGBT au silicium avec celui de MOSFET au carbure de silicium (SiC) au sein d'un convertisseur d'une éolienne de faible puissance (10 kW). Le changement de technologie de semi-conducteurs auquel pourrait conduire l'utilisation d'une topologie polyphasée par rapport à une architecture triphasée n'a pas été évalué en matière de fiabilité dans les travaux présentés ici. En effet, les technologies à base de carbure

de silicium ou de nitrure de gallium (GaN) revendiquent une meilleure fiabilité que celle à base de silicium [119], encore faut-il pouvoir la quantifier.

Aujourd'hui, la sûreté de fonctionnement des systèmes sensibles est principalement basée sur la redondance passive ou active (critère de défaillance unique dans le nucléaire, système à vote majoritaire 2 parmi 3 en aérospatial,...), augmentant ainsi la fiabilité fonctionnelle au détriment de la fiabilité structurelle.

Certains systèmes présentent des capacités d'amélioration de leur fiabilité fonctionnelle dues à leur architecture. Ainsi, si la fonction principale des onduleurs de tension multi-niveaux est d'obtenir une tension de valeur élevée et de bonne qualité relativement à son contenu harmonique, ces convertisseurs offrent également des capacités de tolérance aux défauts dues aux redondances intrinsèques présentées par leur topologie [118] (ou avec des modifications mineures). Au même titre, les qualités recherchées pour les machines polyphasées (fractionnement de la puissance, qualité du couple) s'accompagnent de capacités intrinsèques de reconfigurations offertes par la redondance des phases présentée simultanément par le convertisseur et par la machine. C'est un avantage évident pour les applications devant présenter une grande continuité de service. Les travaux menés et présentés dans ce mémoire se sont efforcés de construire une méthodologie capable d'évaluer l'incidence de ces reconfigurations sur la probabilité de bon fonctionnement de tels systèmes complexes.

Les perspectives de recherche ne manquent pas. Ainsi, les quelques éléments de sensibilité de la fiabilité à la variabilité des modèles brièvement introduits dans le chapitre 5 méritent une analyse de sensibilité approfondie et une étude de propagation d'incertitudes et de leurs couplages. Le développement de stratégies de contrôle/commande de systèmes polyphasés orientées vers la fiabilité est également une piste à explorer. Jusqu'à présent, celles qui ont été proposées visent à maintenir un certain niveau de performance des modes dégradés lors des reconfigurations du système. Le niveau de performance pourrait se traduire par un niveau de fiabilité. Il peut être imaginé une stratégie de commande conduisant le système polyphasé dans un « état sûr » suite à une ou plusieurs défaillances. Le niveau de performance à atteindre serait uniquement de préserver l'intégrité du système par un état de défaut dans lequel le taux de défaillance est très faible.

Actuellement, un système de conversion électromécanique d'énergie ne peut pas se passer d'un système de contrôle/commande dont l'adaptateur électrique de la figure 1.1 constitue l'interface avec la machine. Les composants d'électronique de puissance qui entrent dans la constitution de ce convertisseur sont en évolution permanente, la quantification de leur fiabilité est un élément majeur dans l'estimation de la fiabilité des systèmes de conversion électromécanique d'énergie. La complexité du système engendre celle de son contrôle/commande, dont l'étude de fiabilité doit être intégrée dans l'analyse de la sûreté de fonctionnement globale. Cela n'est pas sans poser de problèmes quant aux études probabilistes de sûreté des systèmes de contrôle/commande numérique intégrant des algorithmes [120]. C'est un élément à prendre en compte dans l'évaluation de la fiabilité d'un ensemble convertisseur/machine polyphasé.

Bibliographie

- [1] Site Web de JEUMONT ELECTRIC, page relative aux moteurs, dernière consultation en février 2019. <http://www.jeumontelectric.com/produits/les-moteurs/>
- [2] **P. Letellier**, Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique, *revue de l'électricité et de l'électronique*, n° 9, pp. 53–61, 2000.
- [3] **E. Semail**, Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés - Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace, thèse de doctorat, université de Lille 1, 2000.
- [4] **X. Kestelyn**, Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés, thèse de doctorat, université de Lille 1, 2003.
- [5] **F. Scuiller**, Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine, thèse de doctorat, IRENav, L2EP, 2006.
- [6] **R. Bojoi**, **M. G. Neacsu**, et **A. Tenconi**, Analysis and survey of multi-phase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications, *international symposium on power electronics, electrical drives, automation and motion*, 2012, pp. 440–445.
- [7] **I. Bolvashenkov**, **J. Kammermann**, **S. Willerich**, et **H. Herzog**, Comparative study of reliability and fault tolerance of multi-phase permanent magnet synchronous motors for safety-critical drive trains, *international conference on renewable energies and power quality (ICREPQ 16)*, 2016.
- [8] **O. Fall**, Contribution à l'étude de machines électriques polyphasées à aimants permanents en vue d'une meilleure gestion de la commande en modes dégradés pour les applications liées aux énergies renouvelables marines, thèse de doctorat, IRENav, L2EP, 2017.
- [9] **C. Olmi**, **F. Scuiller**, et **J.-F. Charpentier**, Improvement of the energy production capability of a marine current turbine farm by using electrical conversion technology based on 2-star generators, *Risk, Reliability and Safety of Energy Systems in Coastal and Marine Environments, 54ème séminaire ESReDA*, 2018.
- [10] **N. Wang**, **F. Blaabjerg**, **H. Chung**, et **M. Pecht**, Reliability engineering in power electronic converter systems, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 1, pp. 1–30.
- [11] **P. Chapouille**, Fiabilité - Maintenabilité, *techniques de l'ingénieur*, n° T4300, p. 44, 2016.
- [12] **M. Rausand** et **A. Hoyland**, System reliability theory - models, statistical methods and applications, 2ème édition. Wiley-Interscience, 2003.
- [13] **P. Lyonnet**, Ingénierie de la fiabilité. Tec et Doc - Lavoisier, 2006.
- [14] **G. Zwingelstein**, Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels complexes - principaux concepts, *techniques de l'ingénieur*, n° S8250, p. 35, 2009.
- [15] **Y. Mortureux**, La sûreté de fonctionnement : méthodes pour maîtriser les risques, *techniques de l'ingénieur*, n° BM5008, p. 20, 2005.

- [16] **S. Chabridon, J. Maisonneuve, et F. Simon**, Sûreté de fonctionnement des systèmes des applications en réseau, *techniques de l'ingénieur*, n° H5850, p. 21, 2004.
- [17] **J. Mavier**, Convertisseurs génériques à tolérance de panne - Applications pour l'aéronautique, thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
- [18] IEC, norme internationale 50191 : installation et exploitation des équipements électriques d'essais.
- [19] **M. Giraud**, Sûreté de fonctionnement des systèmes - Principes et définitions, *techniques de l'ingénieur*, n° E3850, p. 22, 2005.
- [20] **J. Aubry et E. Chatelet**, Sûreté de fonctionnement des systèmes de commande - Principes et méthodes, *techniques de l'ingénieur*, n° S8262, p. 18, 2008.
- [21] **C. Cocozza-Thivent**, Processus stochastiques et fiabilité des systèmes. Springer, 1997.
- [22] **F. Becker**, Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiveaux, thèse de doctorat, université de Lorraine, 2017.
- [23] **P. Blanquart et J. Roncin**, Fiabilité, *techniques de l'ingénieur*, n° E1420, p. 50, 1981.
- [24] **F. Richardeau et A. Gaillard**, Structures de redondances et principes de reconfiguration de l'onduleur de tension, *techniques de l'ingénieur*, n° d3180, p. 23, 2017.
- [25] **B. C. Mecrow, A. G. Jack, J. A. Haylock, et J. Coles**, Fault-tolerant permanent magnet machine drives, *IEEE proceedings - electric power applications*, vol. 143, n° 6, pp. 437–442, 1996.
- [26] **A. Lannoy**. (2015) Le risque acceptable : panorama des méthodes existantes pour le déterminer. Institut de la maîtrise du risque (IMdR), ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. https://www.researchgate.net/profile/Andre_Lannoy/publication/280609820_Le_risque_acceptable_panorama_des_methodes_existantes_pour_le_determiner/links/55be120c08aed621de11fabf/Le-risque-acceptable-panorama-des-methodes-existantes-pour-le-determiner.pdf
- [27] Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, part II, *IEEE transactions on industry applications*, vol. IA-21, n° 4, pp. 865–872, 1985.
- [28] **F. Spinato, P. J. Tavner, G. J. W. V. Bussel, et E. Koutoulakos**, Reliability of wind turbine subassemblies, *IET renewable power generation*, vol. 3, n° 4, pp. 387–401, 2009.
- [29] **R. Bernard**, Analyse de sûreté de fonctionnement multi-systèmes, thèse de doctorat, université sciences et technologies - Bordeaux I, 2009.
- [30] **J. Libmann**, Sûreté des réacteurs français en service, *techniques de l'ingénieur*, n° BN3820, p. 24, 2000.
- [31] **J. Duco**, Accidents nucléaires - Three Mile Island (Etats-Unis), *techniques de l'ingénieur*, n° BN3883, p. 15, 2004.
- [32] **P. Tavner**, Wind turbine systems, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 7, pp. 165–194.
- [33] **H. Wang**, Reliability of DC-link capacitors in power electronic converters, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 3, pp. 59–82.
- [34] **R. Ramos**, Film capacitors in power applications : choices and particular characteristics needed, *IEEE power electronics magazine*, vol. 5, n° 1, pp. 45–50, 2018.
- [35] **J. Signoret**, Blocs-diagrammes de fiabilité, *techniques de l'ingénieur*, n° SE4074, p. 30, 2017.

- [36] **P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, et F. Richardeau**, Survey on fault operation on multilevel inverters, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 57, n° 7, pp. 2207–2218, 2010.
- [37] **M. Trabelsi, E. Semail, et N. K. Nguyen**, Experimental investigation of inverter open-circuit fault diagnosis for biharmonic five-phase permanent magnet drive, *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 6, n° 1, pp. 339–351, 2018.
- [38] **J. McPherson**, Reliability physics and engineering - time-to-failure modeling, 2ème édition. Springer, 2013.
- [39] **F. Blaabjerg, K. Ma, D. Zhou, et Y. Yang**, Mission profile-oriented reliability design in wind turbine and photovoltaic systems, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 13, pp. 355–390.
- [40] **C. Olmi, F. Sculler, et J.-F. Charpentier**, Impact of a multi-star winding on the reliability of a permanent magnet generator for marine current turbine, *international journal of marine energy*, vol. 19, pp. 319 – 331, 2017. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214166917300747>
- [41] **M. Do**, approche probabiliste pour l'évaluation de la fiabilité du système électrique intégrant des énergies renouvelables peu prévisibles, thèse de doctorat, université Lille 1, 2012.
- [42] **J. Flicker et R. Kaplar**, Reliability of power conversion systems in photovoltaic applications, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 2, pp. 391–422.
- [43] **F. Vallée**, Quantification de la fiabilité des logiciels, *techniques de l'ingénieur*, n° SE2520, p. 18, 2012.
- [44] SEMIS : outil de simulation en ligne de semi-conducteurs de puissance. ABB Switzerland Ltd. Semiconductors, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://new.abb.com/semiconductors/semis>
- [45] SEMISEL : outil de calcul et de simulation en ligne pour les pertes, les températures et le choix optimal des composants semi-conducteurs de puissance. SEMIKRON International GmbH, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://www.semikron.com/service-support/semisel-simulation.html>
- [46] **A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, et T. Reimann**. Application manual-power semiconductors. SEMIKRON International GmbH, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://www.semikron.com/service-support/downloads.html>
- [47] **R. Schnell, M. Bayer, et S. Geissmann**. Thermal design and temperature ratings of IGBT modules. ABB Switzerland Ltd. Semiconductors, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://new.abb.com/semiconductors>
- [48] Site internet de SEMIKRON, page relative aux modules IGBT. SEMIKRON International GmbH, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules.html>
- [49] **G. Mouriès**, Condensateurs utilisés en électronique de puissance, *techniques de l'ingénieur*, n° d3010, p. 29, 2007.
- [50] **A. M. Hava, U. Ayhan, et V. V. Aban**, A DC bus capacitor design method for various inverter applications, *2012 IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE)*, 2012, pp. 4592–4599.
- [51] Aluminium electrolytic capacitor application guide. CORNELL DUBILIER, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.cde.com/technical-support/application-guides>

- [52] Power film capacitor application guide. CORNELL DUBILIER, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.cde.com/technical-support/application-guides>
- [53] **X. Kestelyn**, **Y. Crevits**, et **E. Semail**, Fault tolerant control of a seven-phase drive by degrees of freedom adaptation, *2010 IEEE international conference on industrial technology*, 2010, pp. 1513–1518.
- [54] **F. Scuiller**, Magnet shape optimization to reduce pulsating torque for a five-phase permanent-magnet low-speed machine, *IEEE transactions on magnetics*, vol. 50, n° 4, pp. 1–9, 2014.
- [55] **F. Scuiller**, Third harmonic current injection to reduce the pulsating torque of a five-phase SPM machine, *IECON 2015 - 41st annual conference of the IEEE industrial electronics society*, 2015, pp. 000 811–000 816.
- [56] **X. Kestelyn** et **E. Semail**, A vectorial approach for generation of optimal current references for multiphase permanent-magnet synchronous machines in real time, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 58, n° 11, pp. 5057–5065, 2011.
- [57] **B. Novakovic**, **Y. Duan**, **M. G. Solveson**, **A. Nasiri**, et **D. M. Ionel**, From wind to the electric grid : comprehensive modeling of wind turbine systems, *IEEE industry applications magazine*, vol. 22, n° 5, pp. 73–84, 2016.
- [58] **F. Oyague**. (2009) Gearbox modeling and load simulation of a baseline 750-kW wind turbine using state-of-the-art simulation codes. National renewable energy laboratory (NREL), ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://www.nrel.gov/docs/fy09osti/41160.pdf>
- [59] **F. Richardeau** et **A. Gaillard**, Modes de défauts principaux et principes de sécurisation de l'onduleur de tension, *techniques de l'ingénieur*, n° d3179, p. 21, 2017.
- [60] **M. Pecht**, Anomaly detection and remaining life prediction for power electronics, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 2, pp. 31–58.
- [61] **M. Bouarroudj-Berkani** et **L. Dupont**, Fatigue des composants électroniques de puissance - physique de la défaillance, *techniques de l'ingénieur*, n° d3126, p. 27, 2010.
- [62] **I. Kovacevic-Badstebner**, **J. Kolar**, et **U. Schilling**, Modelling for the lifetime prediction of power semiconductor modules, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 5, pp. 103–140.
- [63] **M. Brincker**, **K. Pedersen**, **P. Kristensen**, et **V. Popok**, Effects of thermal cycling on aluminum metallization of power diodes, *microelectronics reliability*, vol. 55, n° 9, pp. 1988 – 1991, 2015, proceedings of the 26th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026271415001353>
- [64] **M. Ciappa**, Lifetime modeling and prediction of power devices, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 9, pp. 223–244.
- [65] **S. Ang** et **H. Mantooth**, Reliability of power electronic packaging, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 4, pp. 83–102.
- [66] Guide FIDES 2009 - méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques - édition A. Groupe FIDES, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.fides-reliability.org/>
- [67] **K. Ma**, **H. Wang**, et **F. Blaabjerg**, New approaches to reliability assessment : using physics-of-failure for prediction and design in power electronics systems, *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, n° 4, pp. 28–41, 2016.

- [68] Site web de CORPE. Center of reliable power electronics (CORPE), dernière consultation en février 2019. <http://www.corpe.et.aau.dk/>
- [69] Site web de VEDECOM. Institut VEDECOM, dernière consultation en février 2019. <http://www.vedecom.fr/>
- [70] Page web du projet de recherche VEH03 de VEDECOM : fiabilité moteurs électriques et électronique de puissance. Institut VEDECOM, dernière consultation en février 2019. <http://www.vedecom.fr/veh-03/>
- [71] **L. GopiReddy, L. M. Tolbert, et B. Ozpineci**, Lifetime prediction of IGBT in a STATCOM using modified-graphical rainflow counting algorithm, *IECON 2012 - 38th annual conference on IEEE industrial electronics society*, 2012, pp. 3425–3430.
- [72] **T. Kovaltchouk, J. Aubry, B. Multon, et H. B. Ahmed**, Influence of IGBT current rating on the thermal cycling lifetime of a power electronic active rectifier in a direct wave energy converter, *2013 15th european conference on power electronics and applications (EPE)*, Sept 2013, pp. 1–10.
- [73] **P. D. Reigosa, H. Wang, Y. Yang, et F. Blaabjerg**, Prediction of bond wire fatigue of IGBTs in a PV inverter under a long-term operation, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 31, n° 10, pp. 7171–7182, 2016.
- [74] IEC, norme internationale 61400-1 : éoliennes, exigences de conception.
- [75] **A. Nieslony**. Rainflow Counting Algorithm, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3026-rainflow-counting-algorithm>
- [76] **K. Ma, Z. Qin, et D. Zhou**, Active thermal control for improved reliability of power electronics systems, *reliability of power electronic converter systems*. IET, 2015, ch. 8, pp. 195–222.
- [77] **M. Makdessi**, Modélisation, vieillissement et surveillance de l'état de santé des condensateurs films utilisés dans les applications avioniques, thèse de doctorat, université Claude Bernard Lyon 1, 2014.
- [78] **S. Parler**. Reliability of CDE aluminium electrolytic capacitors. CORNELL DUBILIER, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.cde.com/technical-support/engineering-technical-papers>
- [79] **H. Wang et F. Blaabjerg**, Reliability of capacitors for DC-Link applications in power electronic converters ; an overview, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 50, n° 5, pp. 3569–3578, 2014.
- [80] **H. Soliman, H. Wang, et F. Blaabjerg**, A review of the condition monitoring of capacitors in power electronic converters, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 52, n° 6, pp. 4976–4989, 2016.
- [81] Documentation technique des condensateurs polypropylène 947 D. Cornell Dubilier, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.cde.com/resources/catalogs/947D.pdf>
- [82] **K. Medjaher, D. A. Tobon-Mejia, et N. Zerhouni**, Remaining useful life estimation of critical components with application to bearings, *IEEE transactions on reliability*, vol. 61, n° 2, pp. 292–302, 2012.
- [83] **R. Loisel, Z. Xu, et I. Voloh**, Essential motor health monitoring, *IEEE industry applications magazine*, vol. 24, n° 6, pp. 8–13, 2018.
- [84] **M. Fenger, S. R. Campbell, et J. Pedersen**, Motor winding problems caused by inverter drives, *IEEE industry applications magazine*, vol. 9, n° 4, pp. 22–31, 2003.

- [85] **G. C. Stone, M. Sasic, D. Dunn, et I. Culbert**, Recent problems experienced with motor and generator windings, *2009 record of conference papers - industry applications society 56th annual petroleum and chemical industry conference*, 2009, pp. 1–9.
- [86] **R. F. Schiferl et M. J. Melfi**, Bearing current remediation options, *IEEE industry applications magazine*, vol. 10, n° 4, pp. 40–50, 2004.
- [87] **J. A. Oliver, G. Guerrero, et J. Goldman**, Ceramic bearings for electric motors : eliminating damage with new materials, *IEEE industry applications magazine*, vol. 23, n° 6, pp. 14–20, 2017.
- [88] **O. V. Thorsen et M. Dalva**, A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, n° 5, pp. 1186–1196, 1995.
- [89] Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, part I, *IEEE transactions on industry applications*, vol. IA-21, n° 4, pp. 853–864, 1985.
- [90] Handbook of reliability prediction procedures for mechanical equipment. naval surface warfare center (NSWC), ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://ksceddms.ksc.nasa.gov/Reliability/Documents/HandbookofMechanicalReliability.pdf>
- [91] **P. Guay**, Roulements - Calculs, *techniques de l'ingénieur*, n° BM5371, p. 42, 2013.
- [92] Calculateur en ligne de durée de vie de roulements. NSK, dernière consultation en février 2019. <http://www.jp.nsk.com/app02/BearingGuide/html/bearing58357.htm>
- [93] Technical insight - Durée de vie. NSK, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.nskeurope.fr/downloads/FR-TI-0102.pdf>
- [94] Dynamic load rating, fatigue life and static load rating. NSK, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.nskeurope.fr/>
- [95] Roulements, ensembles roulements et paliers. SKF, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <http://www.skf.com/fr/index.html?switch=y>
- [96] Bearing selection, load and life. American roller bearing company, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://www.amroll.com/bearing-selection-load-life.html>
- [97] **J. Yazhou, S. Guixiang, et J. Zhixin**, A reliability approach to machine tool bearings, *reliability engineering and system safety*, vol. 50, n° 1, pp. 127 – 134, 1995. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/095183209500060F>
- [98] **S. Sheng**. (2013) Report on wind turbine subsystem reliability - A survey of various databases. National renewable energy laboratory (NREL), ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. <https://www.nrel.gov/docs/fy13osti/59111.pdf>
- [99] **L. Xie, N. Wu, et W. Qian**, Time domain series system definition and gear set reliability modeling, *reliability engineering and system safety*, vol. 155, pp. 97 – 104, 2016. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0951832016301739>
- [100] **Y. Li, E. Zio, et Y. Lin**, Methods of solutions of inhomogeneous continuous time markov chains for degradation process modeling, *applied reliability engineering and risk analysis*. Wiley, 2014, ch. 1.
- [101] **G. Filliau, A. Bondu, et L. Mazodier**, Le navire tout électrique - Propulsion et production d'énergie, *techniques de l'ingénieur*, n° d5610, p. 16, 2000.
- [102] **C. Olmi, F. Sculler, et J. F. Charpentier**, Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive, *IECON 2015 - 41st annual conference of the IEEE industrial electronics society*, 2015, pp. 000 965–000 970.

- [103] **C. Olmi, F. Scuiller, et J. F. Charpentier**, Evaluation de la fiabilité de la propulsion électrique d'un véhicule autonome sous-marin intégrant un ensemble convertisseur statique/machine polyphasé, *SGE 2016 - Symposium de Génie Electrique*, 2016.
- [104] **E. Semail, A. Bouscayrol, et J. Hautier**, Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines, *the european physical journal applied physics*, vol. 22, n° 3, pp. 207–220, 2003.
- [105] **H. A. Toliyat**, Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 13, n° 4, pp. 748–756, 1998.
- [106] **A. Hussein, A. Castellazzi, P. Wheeler, et C. Klumpner**, Performance benchmark of Si IGBTs vs. SiC MOSFETs in small-scale wind energy conversion systems, *2016 IEEE international power electronics and motion control conference (PEMC)*, 2016, pp. 963–968.
- [107] **M. Liu, W. Li, C. Wang, R. Billinton, et J. Yu**, Reliability evaluation of a tidal power generation system considering tidal current speeds, *IEEE transactions on power systems*, vol. 31, n° 4, pp. 3179–3188, 2016.
- [108] **D. V. Val, L. Chernin, et D. V. Yurchenko**, Reliability analysis of rotor blades of tidal stream turbines, *reliability engineering and system safety*, vol. 121, pp. 26 – 33, 2014. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0951832013002214>
- [109] **H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W. P. Hew, et N. A. Rahim**, Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, n° 10, pp. 5406–5416, 2014.
- [110] **R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, et G. A. Capolino**, Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, n° 5, pp. 1966–1977, 2008.
- [111] **M. A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, et F. Meibody-Tabar**, Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, n° 5, pp. 1956–1965, 2008.
- [112] **Y. Sui, P. Zheng, Z. Yin, M. Wang, et C. Wang**, Open-circuit fault-tolerant control of five-phase PM machine based on reconfiguring maximum round magnetomotive force, *IEEE transactions on industrial electronics*, pp. 1–1, 2018.
- [113] **Z. Wang, X. Wang, Y. Wang, J. Chen, et M. Cheng**, Fault tolerant control of multi-phase multilevel motor drives - technical review, *chinese journal of electrical engineering*, vol. 3, n° 2, pp. 76–86, 2017.
- [114] **C. Olmi, F. Scuiller, et J. Charpentier**, Impact of input data scattering on the reliability function of a wind turbine power electronic converter, *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Nov 2018, pp. 1–6.
- [115] **I. Vernica, H. Wang, et F. Blaabjerg**, Uncertainties in the lifetime prediction of IGBTs for a motor drive application, *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Nov 2018, pp. 1–6.
- [116] **Y. Shen, H. Wang, et F. Blaabjerg**, Reliability oriented design of a grid-connected photovoltaic microinverter, *2017 IEEE 3rd international future energy electronics conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, pp. 81–86.

- [117] **A. Imanian** et **M. Modarres**, A thermodynamic entropy approach to reliability assessment with applications to corrosion fatigue, *Entropy*, vol. 17, pp. 6995–7020, 10 2015.
- [118] **S. Kouro**, **J. Rodriguez**, **B. Wu**, **S. Bernet**, et **M. Perez**, Powering the future of industry : high-power adjustable speed drive topologies, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 18, n° 4, pp. 26–39, July 2012.
- [119] **power electronics magazine IEEE**, *super power devices*, vol. 2, n° 1, mars 2015.
- [120] Principes relatifs à la démarche de conception du contrôle-commande numérique. IRSN, ressource en ligne, dernière consultation en février 2019. https://www.irsn.fr/FR/expertise/demarches-de-surete/Pages/IRSN-demarche-surete_control-commande_201801.aspx#.XCoZ88SNyMo

Annexe A

Exemple de détermination d'un modèle empirique de la base virtuelle des modules IGBT

Cette annexe présente la méthode de détermination des modèles empiriques de la section 2.3. Elle est basée sur l'exemple de la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT. Dans un premier temps, une analyse de sensibilité des calibres en courant et en tension du module sur ses paramètres est réalisée. Les résultats sont présentés dans la table A.1. Le coefficient de variation d'un paramètre correspond au rapport de son écart-type sur sa moyenne. Il est calculé dans 2 cas : pour les 3 calibres en courant associés à celui en tension de 1200 V et pour les 2 calibres en tension associés à celui en courant de 600 A. Le premier cas rend compte de la sensibilité du paramètre au calibre en courant du module et le deuxième cas fournit celui en tension. Les sensibilités sont comparées respectivement aux coefficients de variation des calibres en courant (40 %) et en tension (24 %) afin d'analyser si les variations sont significatives. L'observation d'un paramètre en fonction du calibre en courant permet d'évaluer une tendance qui est ensuite si possible modélisée par une méthode des moindres carrés. Puis, il est supposé une loi affine en fonction du calibre en tension sur des paramètres obtenus. La figure A.1 montre l'influence des calibres sur la résistance de l'IGBT à l'état passant R_{CE} et la figure A.2 montre le modèle issu de la méthode.

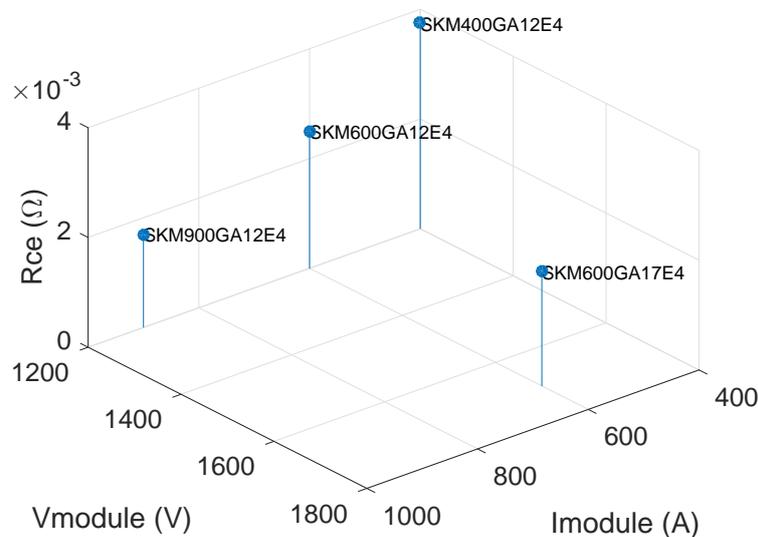


FIGURE A.1 – Influence des calibres en courant et en tension des modules IGBT de la série SKM de SEMIKRON sur la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT

Paramètre	Symbole	Unités	Modules IGBT				SI(%)	SV(%)
			SKM400GA12E4	SKM600GA12E4	SKM900GA12E4	SKM400GA17E4		
Calibre en courant	I_{module}	A	400	600	900	600	-	-
Calibre en tension	V_{module}	V	1200	1200	1200	1700	-	-
Tension de seuil IGBT	V_{CE0}	V	0,7	0,7	0,7	1	0	25
Résistance IGBT	R_{CE}	$m\Omega$	3,75	2,5	1,7	2,08	39	13
Tension de seuil Diode	V_{f0}	V	0,9	0,9	0,9	1,08	0	13
Résistance Diode	R_f	$m\Omega$	3,1	1,9	1,6	1,71	36	7
Résist. Therm. IGBT	$R_{jc,IGBT}$	$K.W^{-1}$	0,072	0,049	0,035	0,042	36	11
Résist. Therm. Diode	$R_{jc,diode}$	$K.W^{-1}$	0,14	0,086	0,07	0,095	37	7
Facteur IGBT	K_{IGBT}	S.I.	$3,86 \times 10^{-5}$	$4,67 \times 10^{-5}$	$4,95 \times 10^{-5}$	$4,85 \times 10^{-5}$	13	16
Facteur Diode	K_{diode}	S.I.	$21,9 \times 10^{-3}$	$17,6 \times 10^{-3}$	$19,2 \times 10^{-3}$	$40,4 \times 10^{-3}$	13	16

TABLE A.1 – Paramètres des modules IGBT de la série SKM de SEMIKRON - Valeurs typiques extraites de la documentation constructeur -
SI : sensibilité en courant ; SV : sensibilité en tension

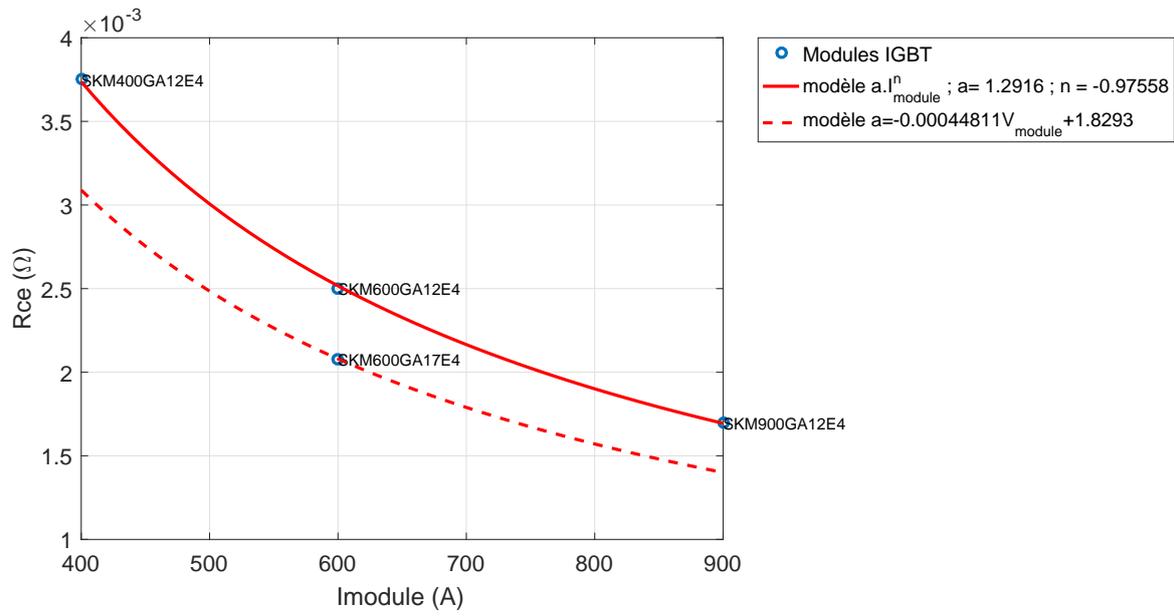


FIGURE A.2 – Modèle empirique de la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT de la base virtuelle continue des modules IGBT

Annexe B

Distribution des pertes dans les semi-conducteurs de la base virtuelle de modules IGBT

les figures B.1 à B.6 montrent l'évolution des pertes dans l'IGBT et la diode d'un module IGBT extrait de la base virtuelle de la section 2.3. Ces pertes sont obtenues en fonction du choix des calibres en courant I_{module} et en tension V_{module} du module pour un bras d'onduleur à commande sinus MLI sur un unique point de fonctionnement : intensité efficace du courant de 800 A ; profondeur de modulation et facteur de puissance de 0,9 ; fréquence de commutation de 1000 Hz avec un bus continu de 1400 V.

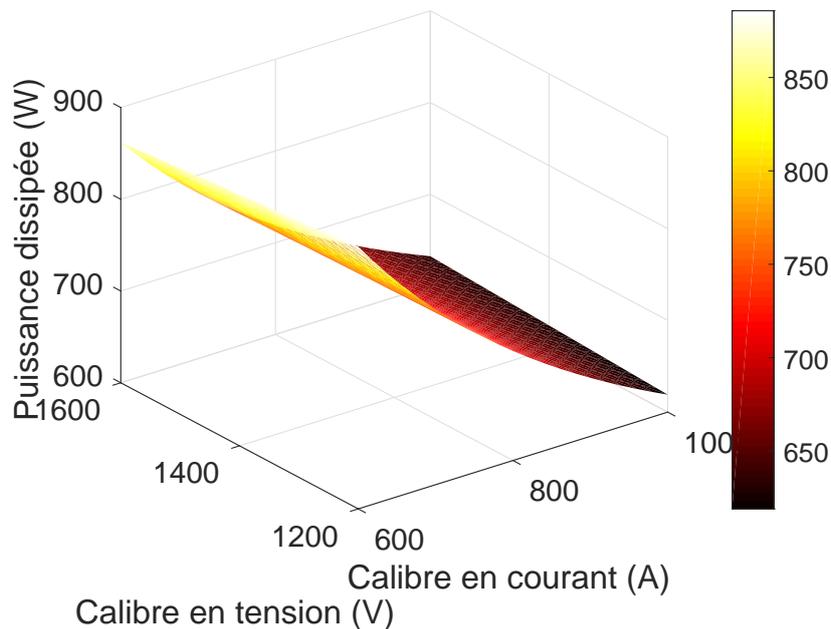


FIGURE B.1 – Evolution des pertes par conduction dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module

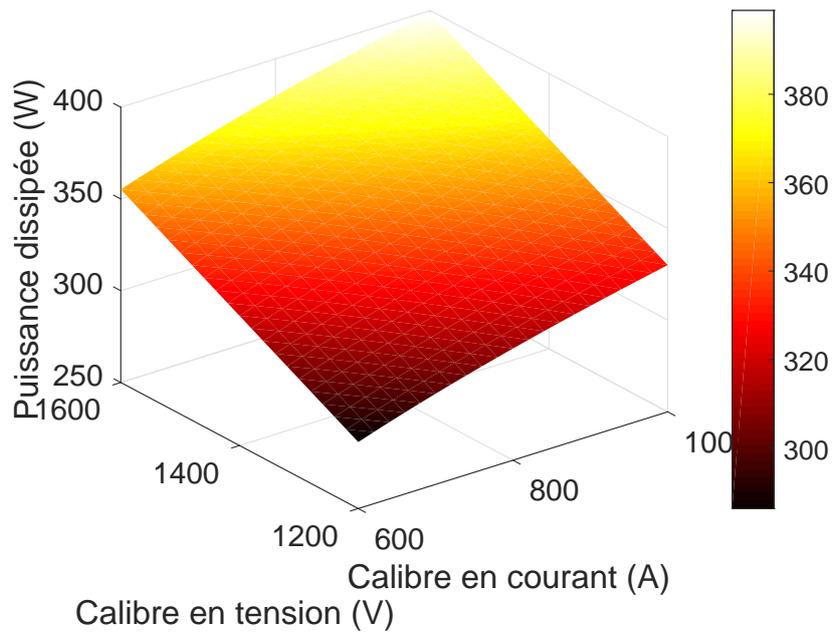


FIGURE B.2 – Evolution des pertes par commutation dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module

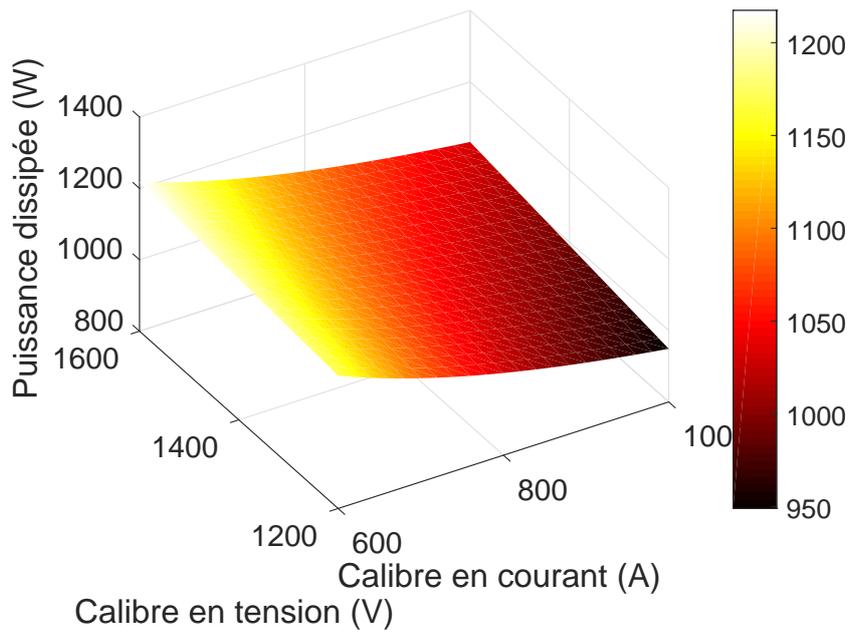


FIGURE B.3 – Evolution des pertes de puissance dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module - Somme des pertes des figures B.1 et B.2

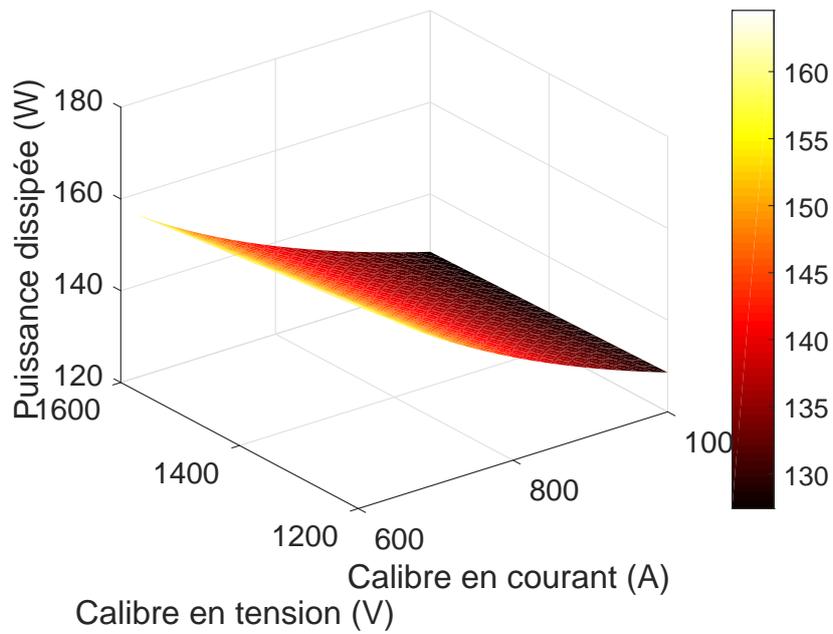


FIGURE B.4 – Evolution des pertes par conduction dans la diode en fonction des calibres en courant et en tension du module

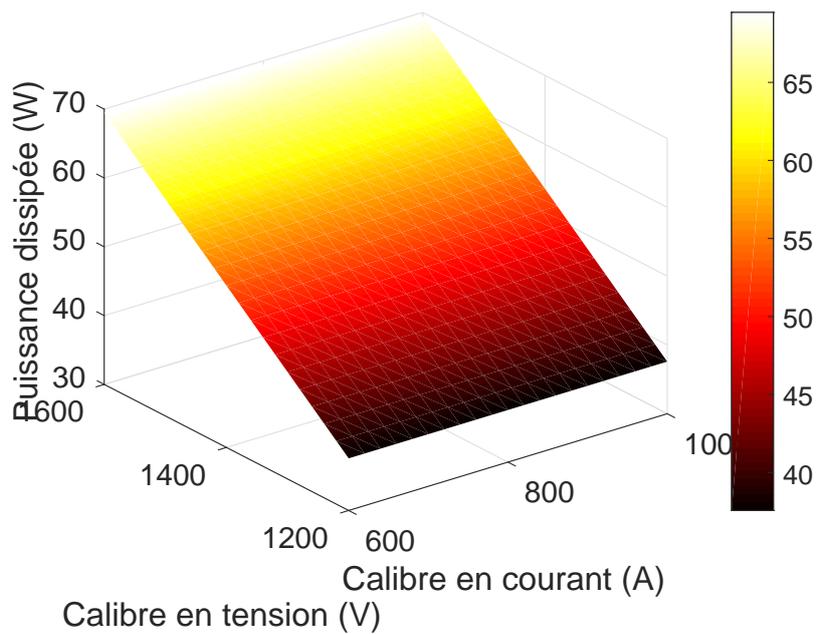


FIGURE B.5 – Evolution des pertes par commutation dans la diode en fonction des calibres en courant et en tension du module

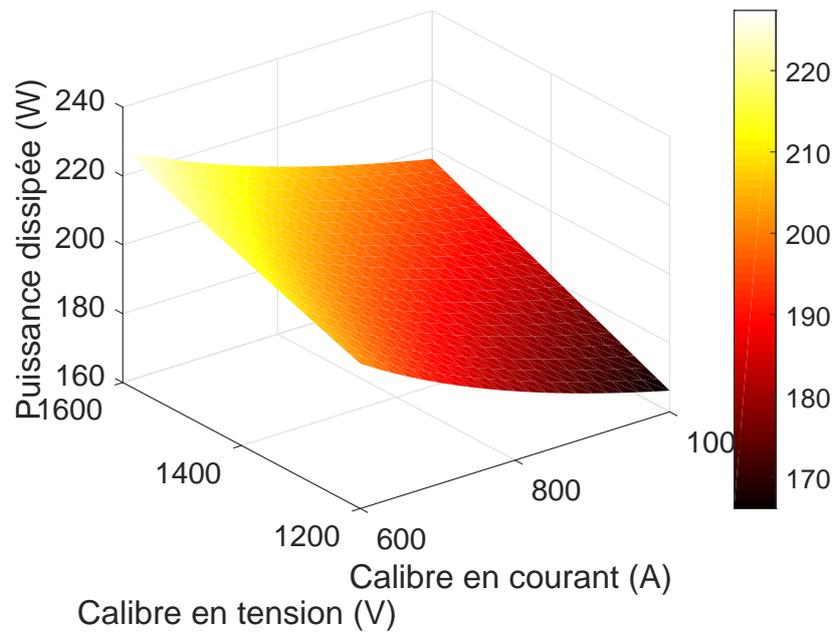


FIGURE B.6 – Evolution des pertes de puissance dans la diode en fonction des calibres en courant et en tension du module - Somme des pertes des figures B.4 et B.5

Annexe C

Fonctions de fiabilité et de fiabilité-performance pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut jusqu'à 3 phases restantes

En complément de la section 3.11.2 illustrant les modèles de Markov dans un exemple didactique, les figures C.1 à C.8 sont relatives au même système polyphasé mais sans limitation des états de défaut exploités et sur une durée de 20 ans. Le système est considéré sans redresseur ni réducteur avec des taux de défaillance des autres composants de la table 3.2. La fonction de fiabilité-performance de la figure C.2 est obtenu en pondérant les probabilités des états $N - x$ par le coefficient $\frac{N-x}{N}$ estimé représentatif de la puissance normalisée disponible.

La prolongation de la durée d'étude couplée avec l'utilisation des états de défaut jusqu'à 3 phases restantes conduit nécessairement à une fonction de fiabilité d'autant meilleure que le nombre initial de phases du système est élevé. La figure C.1 illustre cette constatation. La figure C.2 intégrant la performance modère l'apparente supériorité en matière de fiabilité des systèmes à nombre de phases élevé. En effet, l'accès à des états de défaut à faible nombre de phases conduit à des modes d'autant plus dégradés que le nombre de phases initial est élevé. Ainsi, l'état de défaut à 3 phases correspond à un mode beaucoup plus dégradé pour un système dont l'état sain est à 9 phases plutôt qu'à 5 phases.

La faible probabilité pour les systèmes de se trouver dans les états de défaut $N - 3$ à l'issue de 2 ans écoulés sans réparation justifie *a posteriori* le critère de sûreté $N - 2$ retenu dans les hypothèses 1.7 avec des taux de défaillance de l'ordre de grandeur de la table 3.2. En effet, la figure C.6 montre une faible probabilité p_4 pour le système à 7 phases d'être dans l'état $7 - 3 = 4$ au bout de 2 ans. C'est également le cas pour l'état $9 - 3 = 6$ pour le système à 9 phases sur la figure C.8.

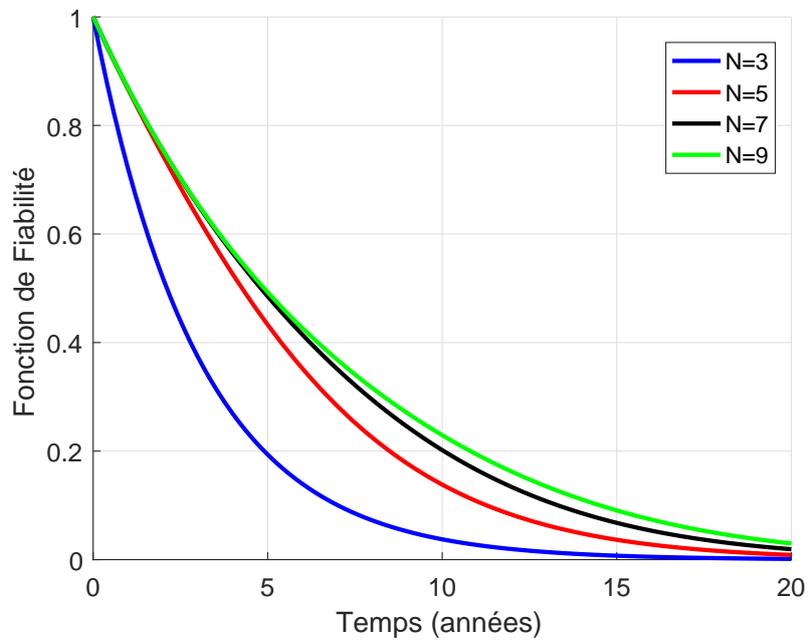


FIGURE C.1 – Fonction de fiabilité pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut

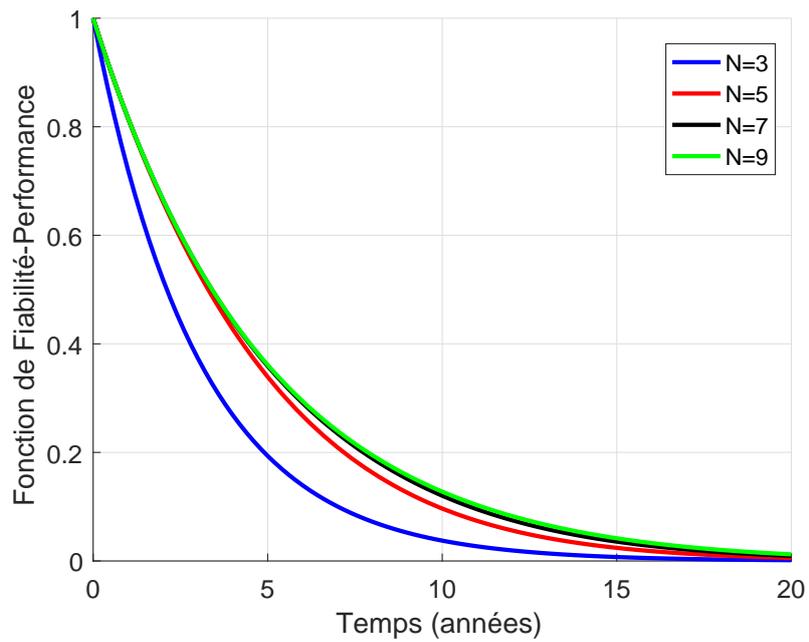


FIGURE C.2 – Fonction couplée de fiabilité-performance pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut

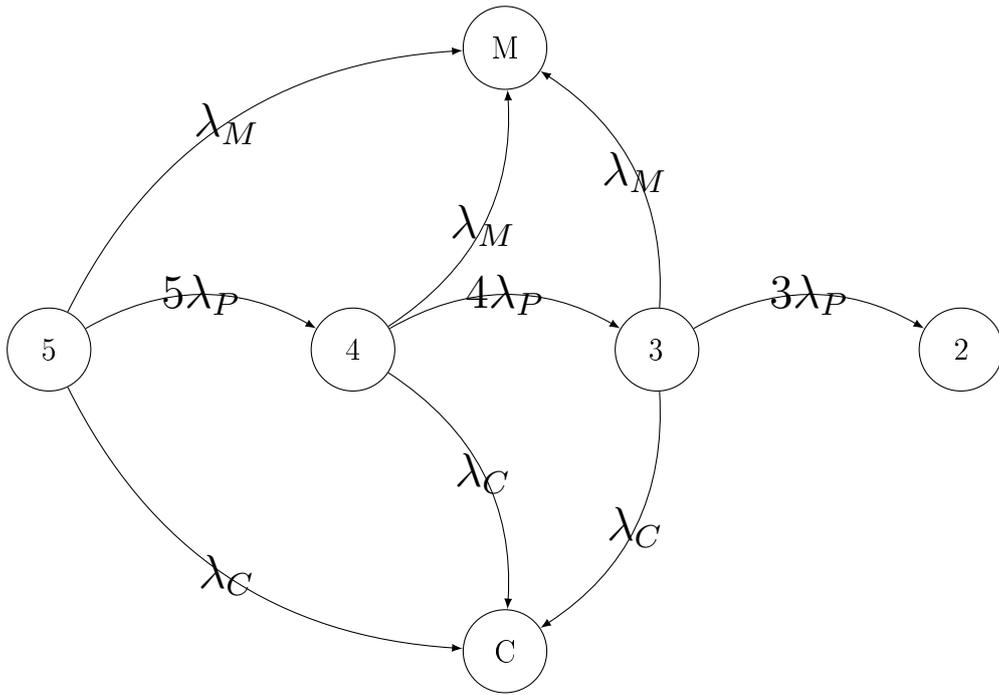


FIGURE C.3 – Diagramme état-transition d'un système pentaphasé exploitant ses 2 possibilités de reconfiguration du nombre de phases

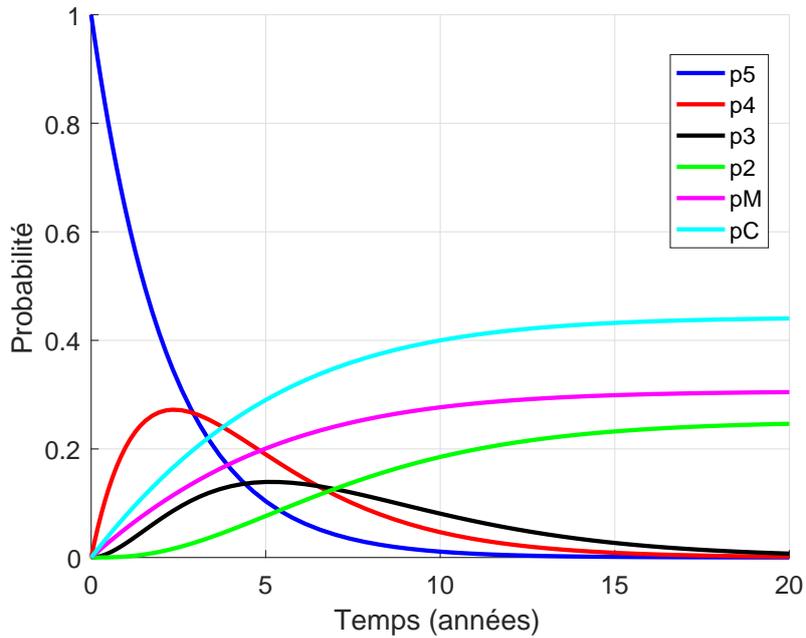


FIGURE C.4 – Probabilité des différents états pour un système à 5 phases exploitant ses 2 états de défaut obtenue par le modèle de Markov de la figure C.3

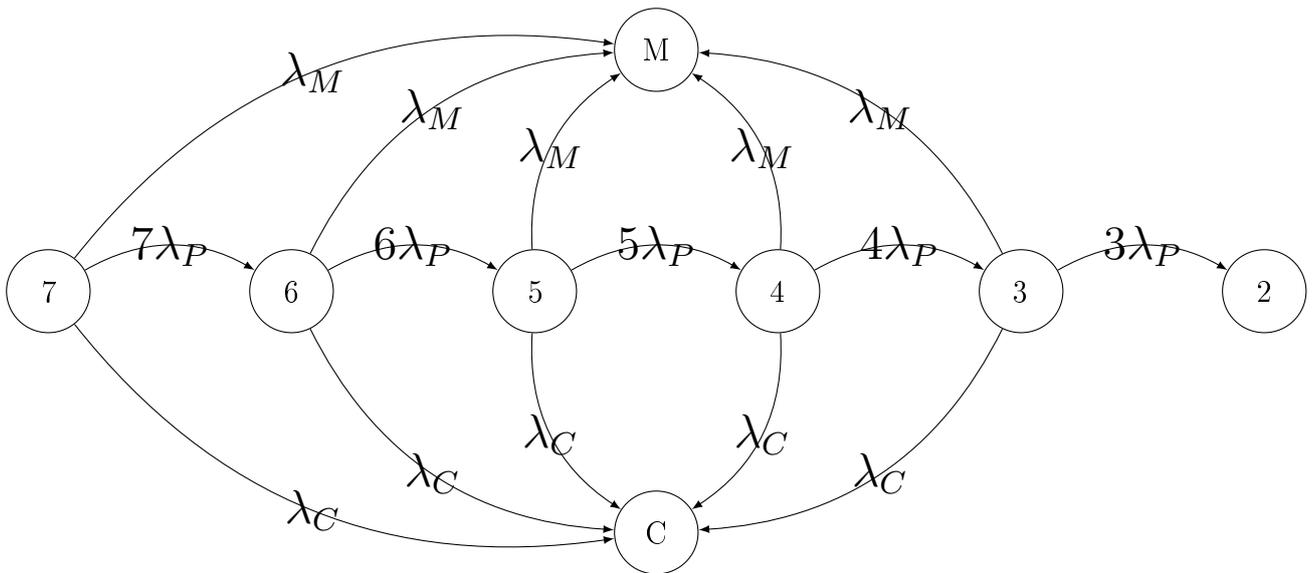


FIGURE C.5 – Diagramme état-transition d'un système heptaphasé exploitant ses 4 possibilités de reconfiguration du nombre de phases

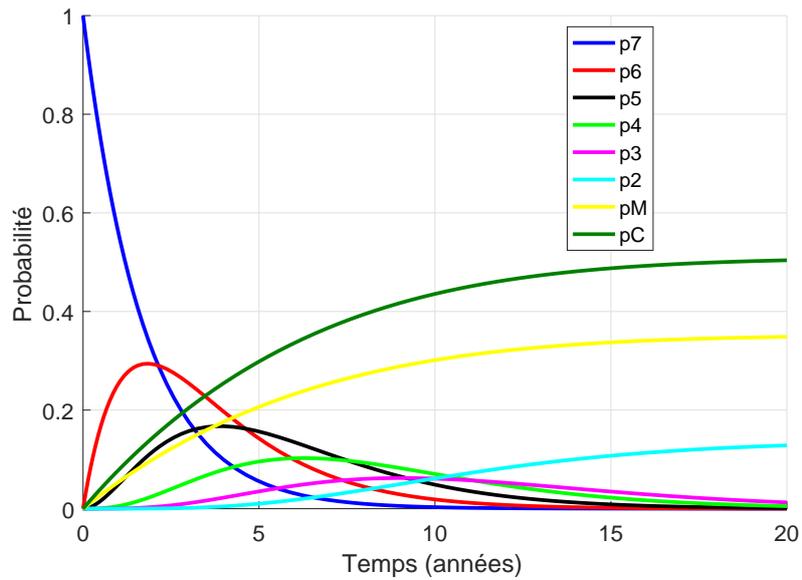


FIGURE C.6 – Probabilité des différents états pour un système à 7 phases exploitant ses 4 états de défaut obtenue par le modèle de Markov de la figure C.5

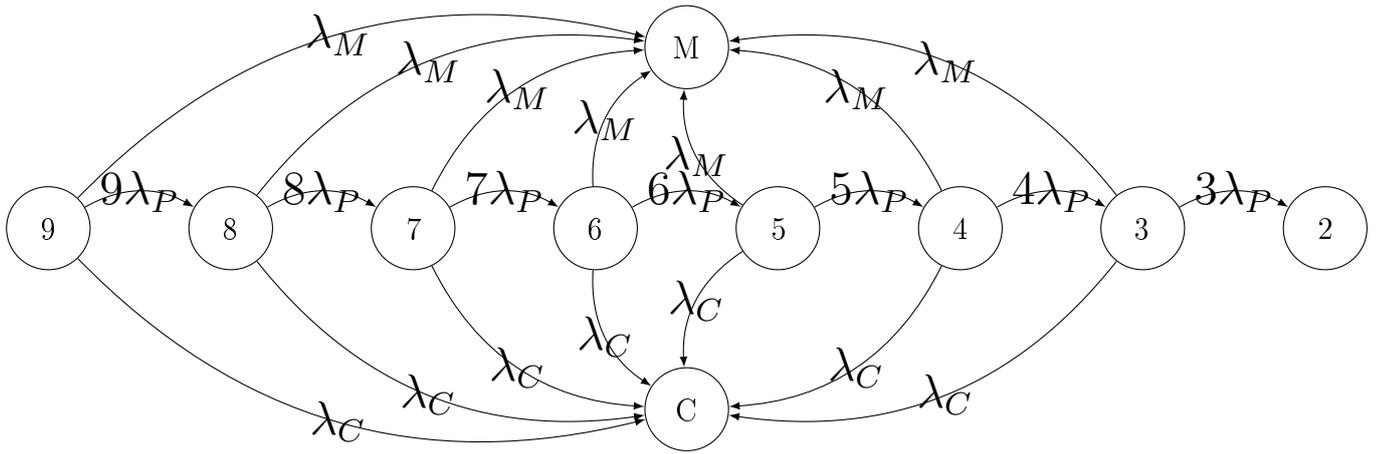


FIGURE C.7 – Diagramme état-transition d'un système à 9 phases exploitant ses 6 possibilités de reconfiguration du nombre de phases

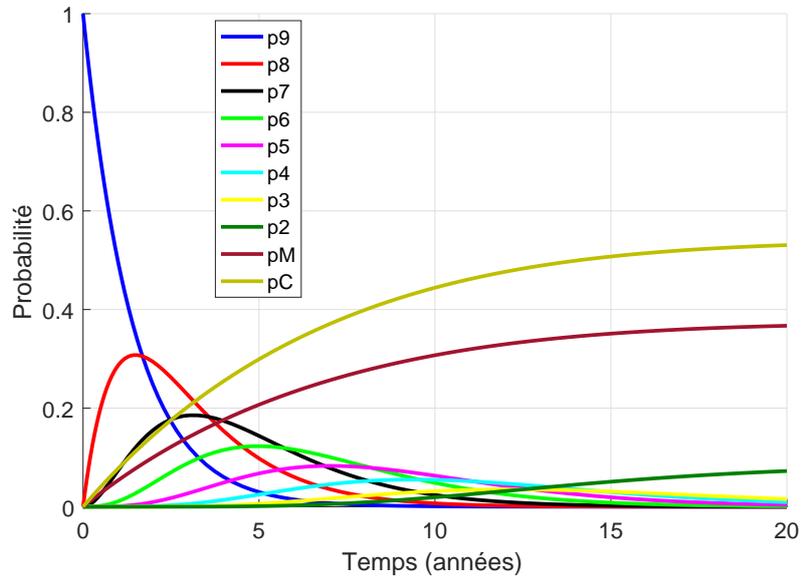


FIGURE C.8 – Probabilité des différents états pour un système à 9 phases exploitant ses 6 états de défaut obtenue par le modèle de Markov de la figure C.7

Annexe D

Article concernant l'impact de la dispersion des données d'entrée sur la fonction de fiabilité du convertisseur statique d'une éolienne

Impact of Input Data Scattering on the Reliability Function of a Wind Turbine Power Electronic Converter

Christophe Olmi
Naval Academy Research Institute
French Naval Academy
France
christophe.olmi@ecole-navale.fr

Franck Scuiller
Naval Academy Research Institute
French Naval Academy
France
franck.scuiller@ecole-navale.fr

Jean-Frédéric Charpentier
Naval Academy Research Institute
French Naval Academy
France
jean-frederic.charpentier@ecole-navale.fr

Abstract— Assessing the reliability of power electronic converter systems is an essential task. New generations of components and topologies will be deployed in industrial segments such as renewable energy and electric vehicles. Although the lack of experience feedback, the reliability of those converter systems may be estimated by assessing stress profile and using physics-of-failure models. This method is used in the assessment of a wind turbine converter reliability including the effects of the uncertainty in the lifetime model parameters. By using Monte Carlo method, this paper exhibits the strong impact onto the reliability function of the input parameters although their weak scattering.

Keywords— Reliability, Monte Carlo method, stress profile, lifetime model parameters

I. INTRODUCTION

Assessing the reliability in the design stage of an industrial project can be decisive for its financial viability. In the marine renewable energy (MRE) segment, that assertion is strengthened due to harsh environment and poor accessibility. In [1], it is claimed that the failure rate of an offshore wind turbine (WT) must reach 0.5 failure per turbine per year due to planned maintenance visit frequency estimated at 1 per year. Surveys of WT failures [1] [2] have been published revealing that mechanical subsystems are often involved in their downtime. However, the development of WT without gearbox by using direct-drive (DD) permanent magnet synchronous generator (PMSG) leads to investigate the power electronic converter reliability. Indeed, [1] [2] reveal that power electronic converter is often involved in WT failures, following mechanical subsystems. In the case of a DD, eliminating the gearbox would lead the power electronic converter being the main contributor of the WT failures. Thereby, the bound of this study is limited to the back-to-back converter (BBC) components in Fig. 1 (within the dashed rectangle). These components are aggregated in 3 subsystems named machine-side converter (MSC), capacitor bank (CB) and grid-side converter (GSC).

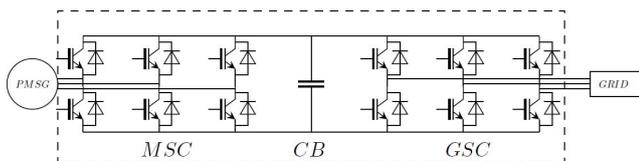


Fig. 1. The components (within the dashed rectangle) taken into account in the reliability assessment.

The reliability assessment based on physics-of-failure (PoF) approach consists of evaluating stressors contributing to major failure mechanisms. Although the stressors on semiconductors (SCs) [3] and capacitors [4] are numerous, the impact of the temperature appears the most important effect. Particularly, the temperature cycles affect the SCs lifetime [5]. Thereby, assessing with accuracy the SCs junction temperature profiles is a current concern leading to scientific publications [6] [7]. Active thermal control [8], derating strategy [9] or reliability oriented design [10] can be considered in the aim to extend the power electronics lifetime. According to FIDES Methodology [11]: "confidence in the predicted reliability can never be better than confidence in prediction of the expected product life". However, the accurate knowledge of the stressors is necessary but not sufficient to estimate systems reliability. The input parameters of the lifetime model influence the reliability function $R(t)$. Those parameters are obtained from accelerated life testing [12] [13] and legitimately with a certain scattering. The reliability assessment proposed in this paper is based on the overall diagram depicted in Fig. 2.

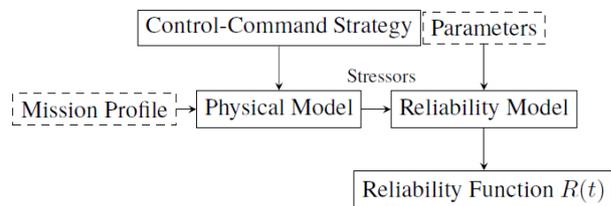


Fig. 2. Overall diagram of a reliability assessment based on mission profile and reliability model.

The physical model in Fig. 2, which can be analytical and/or numerical, provides the stressors to the reliability model from the mission profile and the control-command strategy. The reliability model, including the probability distribution function (PDF) of the time to failure of each component and the reliability structure, provides the reliability function $R(t)$ from the stressors and the parameters. Only the variability of the mission profile and the parameters within the dashed rectangles in Fig.2 is taken into account in this work. However, one must be aware that both physical and reliability models are also subjected to inaccuracy. This paper is based on the method presented in Fig. 2. Section II exhibits the reliability model related to the topology and the components presented in Fig. 1. Section III details the mission profile, the control-command strategy and the physical model. It also presents the Monte Carlo method used to take into account the different variabilities. Finally,

section IV shows the results of the system reliability assessment with two different choices of IGBT modules and the effects of the lifetime model parameters and turbulent wind variabilities.

II. BACK-TO-BACK CONVERTER RELIABILITY

A. Exponential Model

The BBC electric components are assumed not being subjected to ageing process. Thus, they are supposed to be in their useful life period where their failure rate function $z(t)$ is constant. With this assessment, their reliability function $R(t)$ follows an exponential model with a constant failure rate FR . The failure of one component of the BBC is assumed to lead to the BBC failure. Thereby, BBC is considered as a series structure in term of reliability model. Its overall failure rate FR_{BBC} (1) is equal to the sum of the individual failure rates FR_i of its N components and its reliability function $R_{BBC}(t)$ (2) remains an exponential model [14].

$$FR_{BBC} = \sum_{i=1}^N FR_i \quad (1)$$

$$R_{BBC}(t) = \exp(-FR_{BBC} \times t) \quad (2)$$

B. IGBT Module Failure Rate

The failure mechanisms of power modules are numerous. The wear-out due to thermo-mechanical stress seems dominant [5]. Indeed, the intrinsic cyclic temperature profiles induce fatigue due to the thermal expansion mismatch of the diverse materials of the power module structure layers [12]. Thereby, a Coffin-Manson law modified by an Arrhenius term (3) is used as a lifetime model for both IGBT and diode integrated in the IGBT module [12].

$$N_{cf}(DT_j, T_{jm}) = A \times DT_j^a \times \exp(E_a / (k_b T_{jm})) \quad (3)$$

In (3), N_{cf} represents the number of SC (IGBT or diode) junction temperature cycles to failure for cycles characterized by a temperature mean value, T_{jm} and a temperature variation magnitude $DT_j = T_{j,max} - T_{j,min}$. The parameters used for this study are extracted from [15] are $A = 3.025 \times 10^5$, $a = -5.039$, the activation energy $E_a = 9.891 \times 10^{20}$ J and k_b is the Boltzmann constant equal to $1.3806488 \times 10^{-23}$ J.K⁻¹. However, in most of the applications, several temperature cycles can be identified. In the hypothesis of linear accumulation of the cyclic fatigue damage [16], the cumulative fatigue function Q can be defined as:

$$Q = \sum_{cycles / t_{mission}} \frac{N_c(DT_j, T_{jm})}{N_{cf}(DT_j, T_{jm})} \quad (4)$$

In (4), $N_c(DT_j, T_{jm})$ represents the number of identified cycles characterized by the values DT_j and T_{jm} during the mission time $t_{mission}$. $N_{cf}(DT_j, T_{jm})$ defined by (3), is the number of cycles to failure in the same conditions DT_j and T_{jm} . Finally, the SC failure rate FR_{SC} is calculated as (5):

$$FR_{SC} = \frac{Q}{t_{mission}} \quad (5)$$

C. Capacitor Bank Failure Rate

Like SCs, there are many failure modes of the DC-link capacitors [4]. Temperature and voltage are the main stressors. An empirical simplified equation (6) using temperature and voltage is applied to assess the capacitors lifetime [4].

$$L = L_0 (V/V_0)^{-n} 2^{\frac{T_0-T}{10}} \quad (6)$$

In (6), n is the voltage stress exponent. L , V and T are the use condition lifetime, voltage and temperature, respectively. L_0 , V_0 and T_0 are the testing condition lifetime, voltage and temperature, respectively. The numerical values used in this paper are extracted from [17] [18]: $T_0 = 398$ K, $L_0 = 20000$ h, $n = 8$ and V_0 is the capacitor rated voltage. The temperature of a DC-link capacitor varies depending on the wind speed and the associated extracted power. Assuming an exponential distribution of the capacitor lifetime and using FIDES method [11], the capacitor failure rate FR_c (7) is estimated by weighting the failure rates $FR_{phase} = 1/L_{phase}$ within each phase during the mission time $t_{mission}$. Indeed, the mission profile is split into several classes depending on the wind mean speed.

$$FR_C = \frac{1}{t_{mission}} \times \sum_{phases / t_{mission}} \frac{t_{phase}}{L_{phase}} \quad (7)$$

In (7), t_{phase} is the phase duration of a wind speed class. L_{phase} is the capacitor lifetime defined by (6) and the mean value of the wind speed class. Assuming that the capacitor bank cannot stand the loss of one capacitor without degrading its performance, the capacitor bank is considered as a reliability series structure with m capacitors. Its overall failure rate is defined by (8).

$$FR_{CB} = m \times FR_C \quad (8)$$

III. APPLICATION SCENARIO

A. Wind Turbine

The variable-speed WT features are extracted from [19]. It is controlled by a maximum power point tracking (MPPT) strategy with power limitation for high speed values (using active stall pitch control). Its rated main parameters are exposed in Tables I and II.

TABLE I. MAIN RATED PARAMETERS OF THE WIND TURBINE

Base Power	750kW
Rated Wind Speed	13m.s ⁻¹
Rated Rotor Speed	21.7rpm
Cut in Wind Speed	4m.s ⁻¹
Maximum Wind Speed	25m.s ⁻¹

TABLE II. MAIN RATED PARAMETERS OF THE PMSG

Rated Power	750kW
Rated L-L Voltage	690V
Rated Current	900A
Rated Electrical Frequency	120Hz

The WT is subjected to the wind speed represented in Fig. 3. It originates from Ouessant island (an island located off the coast of French Brittany), and can be considered representative of an offshore wind.

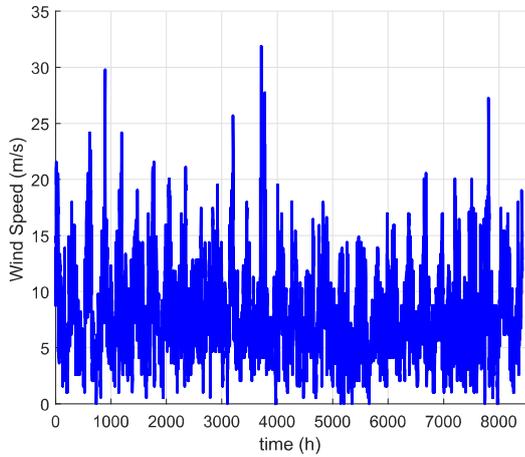


Fig. 3. Approximately one year mean wind speed from Ouessant isle, Brittany, France (1-h averaged).

The mean wind speed in Fig.3 is split into 50 classes and the corresponding harnessed power is assessed by using models extracted from [19] which are simplified. Then, for each mean wind speed value, a turbulent wind is generated randomly during 3600s (1 hour) with a 1-s time step by using Von Karman spectrum and IEC 61400-1 international standard and 50 corresponding harnessed power profiles are obtained from above models. Fig. 4 represents such a profile.

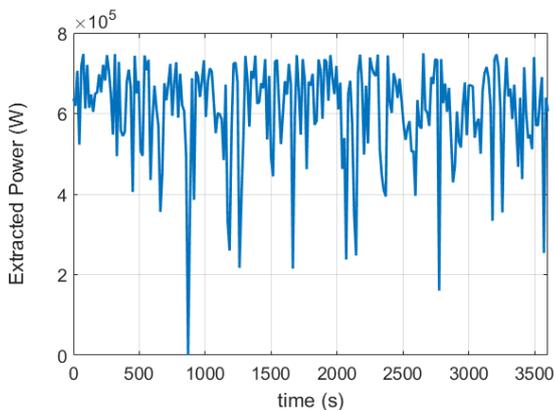


Fig. 4. Extracted power profile due to turbulent wind generated randomly with a 13m.s⁻¹ mean wind speed value (1-s sample time)

B. IGBT Module

The power profiles in subsection III-A and the simplified models from [19] provide the physical variables required for deriving power losses profiles from analytical formulae [15]. A thermal resistance based model [15] is used to figure out the junction temperature profiles for the IGBT module SCs (IGBT and diode). However, the previous models also require several parameters depending on IGBT module rated voltage V_{module} and current I_{module} . Those parameters are generated by interpolating and extrapolating the features of *SEMIKRON SKM 1200 V* IGBT modules for a range 400-900 A. Hence, the choice of I_{module} provides all parameters in two cases: one case named "rightsizing", where I_{module} is chosen depending of the PMSG rated current (Table II), and another one named "oversizing" where I_{module} is 10% increased. For instance, Fig. 5 shows the junction temperature of a MSC IGBT in the rightsizing case resulting from a turbulent wind generated randomly with a 13m.s⁻¹ mean wind speed value.

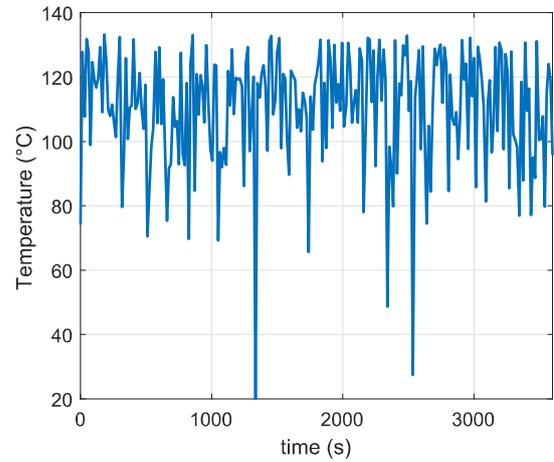


Fig. 5. MSC IGBT junction temperature during one hour resulting from a turbulent wind generated randomly with a 13m.s⁻¹ mean wind speed value (1-s sample time).

In the aim of counting the number of cycles $N_c(DT_j, T_{jm})$ required for equation (4), a rainflow algorithm [13] [20] is applied to the SCs junction temperature. Fig. 6 exhibits the number of cycles of the MSC IGBT junction temperature with respect to mean T_{jm} and magnitude DT_j resulting from the mean wind speed of Fig. 3. Fig. 7 shows the cycles relative to the junction temperature profile of Fig. 5.

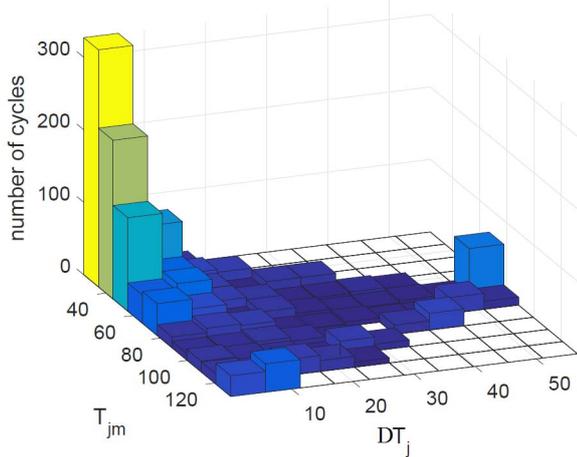


Fig. 6. 1-year time frame (1-h sample time) MSC IGBT junction temperature cycles resulting from the mean wind speed in Fig. 3 - T_{jm} mean junction temperature ($^{\circ}\text{C}$); DT_j : junction temperature magnitude ($^{\circ}\text{C}$).

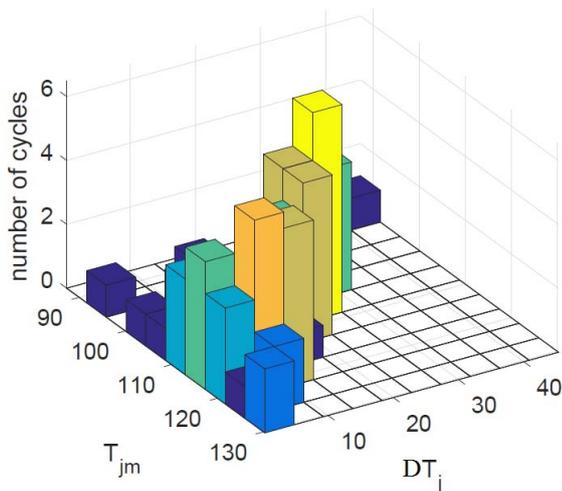


Fig. 7. 1-h time frame MSC IGBT cycles extracted by rainflow algorithm from the junction temperature profile in Fig. 5 - T_{jm} mean junction temperature ($^{\circ}\text{C}$); DT_j : junction temperature magnitude ($^{\circ}\text{C}$).

Fig. 6 shows that the mean wind speed contribution leads to junction temperature cycles mainly with weak mean T_{jm} and magnitude $DT_j = T_{j,max} - T_{j,min}$. However, the turbulent wind contribution adds junction temperature cycles with potentially high mean T_{jm} and magnitude DT_j . Note that Fig. 6 shows the cycles counted during one year as Fig. 7 shows the cycles counted during one hour of turbulent wind.

C. Capacitor Bank

Based on [21], a DC bus capacitor design is carried out leading to a bank of ten $1000\mu\text{F}$ film capacitors. This sizing results from the following values: converters switching frequency $f_{sw} = 1200\text{Hz}$, DC bus voltage $V_{dc} = 1450\text{V}$, DC bus voltage ripple equal to $1\% V_{dc}$ at rated power (750kW). For each mean wind speed among the 50 values defined in subsection III-A (wind class) and the corresponding harnessed power, the capacitor ripple current is evaluated. The power losses are derived by using equivalent series resistance (ESR) and rms ripple current [17]. The temperature T is assessed by using the total thermal resistance from core to case and case to ambient [17]. ESR

and thermal resistance are dependent on capacitance and rated voltage. Those parameters are obtained by interpolating and extrapolating the features of *CORNELL DUBILIER 947D* film capacitors [18]. The rated voltage is fixed at $1.1 \times V_{dc}$.

D. Monte Carlo Method

The parameters A , a and E_a from (3) and L_0 and n from (6) are obtained by accelerated life testing [14]. Obviously, those parameters are subjected to scattering and it is guessed that only their mean value is given in handbooks. Hence, each parameter has a probability density function (PDF) with an associated standard deviation. Due to the lack of information, each parameter is supposed following a normal distribution with a 5% coefficient of variation (CV). A Monte Carlo method (MCM) is carried out with a 1000-sample size by generating randomly the five above parameters. Note that the turbulent wind is regenerated in each MCM occurrence. Hence, the mission profile scattering due to the random nature of the turbulent wind is included in the MCM.

IV. RESULTS

A. Failure Rates

1) Impact of IGBT module sizing

Table III shows some relevant failures rates derived by the methods exhibited in section II and the application scenario of section III.

TABLE III. RELEVANT FAILURE RATES IN FIT (FAILURE IN TIME : 1 FIT = ONE FAILURE PER BILLION OPERATING HOURS)

	IGBT _{m,m}	IGBT _{m,t}	MSC	CB	GSC	BBC
Rightsizing	40	2000	15,120	2,650	400	18,170
Oversizing	20	1000	7,710	2,650	230	10,590

As expected, the oversizing of the SCs leads to a decrease of the failure rates of the components (except the capacitors), subsystems and system. In Table III, the columns IGBT_{m,m} and IGBT_{m,t} give for a MSC IGBT the failure rates for the mean and turbulent wind contributions, respectively. They indicate that the turbulent part is significant on SCs reliability due to numerous thermal cycles. The overall failure rate of a SC is considered as the sum of both these contributions. It is assumed that both contributions are independent although it is not the case because the turbulent wind is linked to the mean wind speed. However, the hypothesis of independence leads to the most conservative case. The columns MSC and GSC show that the grid-side converter is less thermally stressed than the machine-side converter because it is assumed to be controlled at unit power factor.

2) Monte Carlo Method

The MCM with 1000 samples leads to statistics detailed in Table IV which indicates the median, mean, standard deviation and coefficient of variation of the BBC failure rate in both cases of IGBT module sizing.

TABLE IV. STATISTICS (IN FIT) OF THE BBC FAILURE RATE IN BOTH RIGHTSIZING AND OVERSIZING CASES - SD : STANDARD DEVIATION - CV : COEFFICIENT OF VARIATION

Statistic	Median	Mean	SD	CV
Rightsizing	17,300	39,400	84,000	2.13
Oversizing	10,100	20,900	36,600	1.6

The coefficients of variation in Table IV exhibit a large scattering of the BBC failure rates although a small one of the input data. That is the consequence of the power and exponential laws in the assessment of the components failure rate (3) and (6). Another consequence of those laws is that the BBC mean failure rates are higher than the failure rates obtained without input data scattering (right hand column in Table III). The cumulative distribution function (CDF) of the 1000 values for failure rate for both rightsizing and oversizing is represented in Fig. 8 (These statistical distributions correspond to the data of table IV).

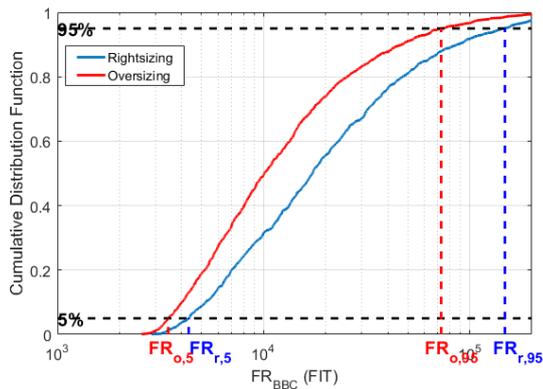


Fig. 8. CDF of the BBC failure rate FR_{BBC} in both rightsizing and oversizing cases.

5th and 95th percentiles are identified in the aim to figure out the 90% confidence level for the BBC failure rates $FR_{r,90}$ (rightsizing) and $FR_{o,90}$ (oversizing):

- $FR_{r,5} < FR_{r,90} < FR_{r,95}$
- $4,300 \text{ FIT} < FR_{r,90} < 148,000 \text{ FIT}$
- $FR_{o,5} < FR_{o,90} < FR_{o,95}$
- $3,400 \text{ FIT} < FR_{o,90} < 72,600 \text{ FIT}$

Fig. 9 shows the BBC reliability function $R_{i,j}(t)$ according to the 90% confidence level failures rates in Fig. 8. The index i is relative to rightsizing (r) and oversizing (o). The index j is relative to the upper bound (ub) derived from the 5th percentile of the failure rates and to the lower bound (lb) derived from the 95th percentile of the failure rates. The index j is relative to the mean (m) derived from the mean failure rates of Table IV. The grey area in Fig. 9 exhibits the overlapping between the 90% confidence interval for both rightsizing and oversizing cases. It is clear that this result mitigates the apparent better reliability of the oversizing than the functions $R_{i,m}(t)$ would suggest.

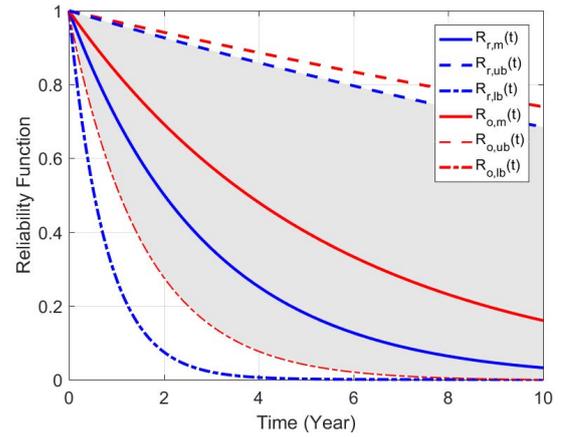


Fig. 9. BBC reliability function in both rightsizing (r) and oversizing (o) cases - m : mean; ub : upper bound; lb : lower bound.

V. CONCLUSION

Assessing Power conversion system reliability based on Physics of Failure approach (PoF) in its design stage requires two tools: a physical model able to provide stress profiles from a given mission profile and a control-command strategy, and a reliability model using these stress profiles and input parameters (Fig. 2). The physical model can aggregate models from 0-D to 3-D, it provides stress profiles with a certain inaccuracy due to hypothesis and uncertainties. That is also the case for the reliability model based on reliability structures and failure mechanisms including parameters which are difficult to evaluate. Thereby, the system reliability function is always known within a confidence level. In this paper, the effects of the variability on the mission profile and the reliability model input parameters are considered (Fig. 2). The unique stressor taken into account is the temperature in the components of only the power converter of an offshore wind turbine (Fig. 1). Simple physical models are aggregated to assess capacitors and SCs junction temperatures (Section III). More accurate models can be used but need more computation time. It seems that finding failure models with accurate parameters is more difficult than assessing stress profile. Indeed, numerical methods allow a good estimation of the stressors which can be confirmed by future experience feedback. However, in the design stage, the lack of reliability data based on PoF is a disadvantage. Manufacturer data are required. Some of them are available. For instance, *CORNELL DUBILIER* provides an online calculator to assess its capacitors mean time to failure (MTTF) [22]. However, in the aim to derive credible reliability functions $R(t)$ within a confidence level, the Probability Density Functions s of the input parameters of the reliability model are needed. This is why more accurate power electronic component failure models and data are required.

That is one of the goals of some research centers involving industries and universities in renewable energy [23] and vehicle electrification [24]. In this paper, a MCM is used to show the impact of the reliability model input parameters and mission profile scattering on the reliability function (Fig. 9). The study shows the very high influence of parameters variations on reliability assessment. It would be completed by a global sensitivity analysis in the aim to

quantify the influence of the input data and their interactions on the reliability function.

REFERENCES

- [1] F. Spinato, P. J. Tavner, G. J. W. V. Bussel, and E. Koutoulakos, "Reliability of wind turbine subassemblies," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 4, pp. 387–401, December 2009.
- [2] J. Ribrant and L. M. Bertling, "Survey of failures in wind power systems with focus on Swedish wind power plants during 1997-2005," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 167–173, March 2007.
- [3] M. Ciappa, "Lifetime modeling and prediction of power devices," *Reliability of Power Electronic Converter Systems, IET*, 2015, ch. 9, pp. 223-244.
- [4] H. Wang, "Reliability of DC-link Capacitors in Power Electronic Converters," *Reliability of Power Electronic Converter, IET*, 2015, ch. 3, pp. 59-82.
- [5] C. Busca, "Modeling lifetime of high power IGBTs in wind power applications - an overview," in 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 2011, pp. 1408–1413.
- [6] C. J. Smith, C. J. Crabtree, and P. C. Matthews, "Impact of wind conditions on thermal loading of PMSG wind turbine power converters," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 11, pp. 1268–1278, 2017.
- [7] K. Ma, M. Liserre, F. Blaabjerg, and T. Kerekes, "Thermal loading and lifetime estimation for power device considering mission profiles in wind power converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 590–602, Feb 2015.
- [8] K. Ma, Z. Qin, and D. Zhou, "Active thermal control for improved reliability of power electronics systems," *Reliability of Power Electronic Converter Systems, IET*, 2015, ch. 8, pp. 195-222.
- [9] I. Vernica, K. Ma, and F. Blaabjerg, "Advanced derating strategy for extended lifetime of power electronics in wind power applications," in 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), June 2016, pp. 1–8.
- [10] Y. Shen, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Reliability oriented design of a grid-connected photovoltaic microinverter," in 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia), June 2017, pp. 81–86.
- [11] (2010, sep) Reliability methodology for electronics systems. FIDES Group. [Online]. Available: <http://fides-reliability.org/>
- [12] I. F. Kovacevic-Badstuebner, J. W. Kolar, and U. Schilling, "Modelling for the Lifetime Prediction of Power Semiconductor modules," *Reliability of Power Electronic Converter Systems, IET*, 2015, ch. 5, pp. 103-140.
- [13] K. Ma, H. Wang, and F. Blaabjerg, "New approaches to reliability assessment: Using physics-of-failure for prediction and design in power electronics systems," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 28–41, Dec 2016.
- [14] M. Rausand and A. Hoyland, *System Reliability Theory - Models, Statistical Methods and Applications*, 2nd Edition, Wiley, Ed.
- [15] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann. *Application manual-power semiconductors*. SEMIKRON International GmbH. [Online]. Available: <https://www.semikron.com/servicesupport/downloads.html>
- [16] M. Ciappa, F. Carbognani, and W. Fichtner, "Lifetime prediction and design of reliability tests for high-power devices in automotive applications," *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 3, no. 4, pp. 191–196, Dec 2003.
- [17] Power Film Capacitor Application Guide, Cornell Dubilier. [Online]. Available: <http://www.cde.com/resources/catalogs/filmAPPguide.pdf>
- [18] Type 947D Polypropylene High Energy Density DC Link Capacitors, Cornell Dubilier. [Online]. Available: <http://www.cde.com/resources/catalogs/947D.pdf>
- [19] B. Novakovic, Y. Duan, M. G. Solveson, A. Nasiri, and D. M. Ionel, "From wind to the electric grid: Comprehensive modeling of wind turbine systems," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 22, no. 5, pp. 73–84, Sept 2016.
- [20] A. Nieslony. (2010, apr) Rainflow counting algorithm. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3026-rainflow-counting-algorithm>
- [21] A. M. Hava, U. Ayhan, and V. V. Aban, "A dc bus capacitor design method for various inverter applications," in 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sept 2012, pp. 4592–4599.
- [22] CORNELL DUBILIER: Life and temperature calculators. [Online]. Available: <http://www.cde.com/technical-support/life-temperaturecalculators>
- [23] CORPE Website, <http://www.corpe.et.aau.dk/>
- [24] VEDECOM Website, <http://www.vedecom.fr/?lang=en>

Table des figures

1.1	Architecture d'un système de conversion électromécanique d'énergie réalisé autour d'une machine électrique polyphasée	16
1.2	Système de conversion électromécanique d'énergie avec une machine polyphasée couplée en étoile et alimentée par un convertisseur à 2 niveaux	18
1.3	Bloc-diagramme de fiabilité et frontière d'étude d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie	19
1.4	Bloc-diagramme de fiabilité en structure de redondance active partielle 3 parmi N (3/N) imposée par le couplage étoile d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie	20
1.5	Synoptique de la méthode d'évaluation de la fiabilité d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie	21
2.1	Modèle thermique équivalent en régime permanent d'un module IGBT comportant une semelle métallique	29
2.2	Modèle thermique équivalent en régime permanent d'un module IGBT sans semelle métallique	29
2.3	Modèle empirique de la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT - $V_{module} = 1200$ V en trait continu ; $V_{module} = 1700$ V en trait pointillé ; points bleus : valeurs typiques des modules réels extraites de la documentation du constructeur	32
2.4	Modèle empirique du facteur K_{IGBT} - $V_{module} = 1200$ V en trait continu ; $V_{module} = 1700$ V en trait pointillé ; points bleus : représentation des modules réels calculée avec les valeurs typiques de la documentation du constructeur	33
2.5	Modèle empirique de la résistance thermique $R_{jc,IGBT}$ entre la puce de l'IGBT et le boîtier - $V_{module} = 1200$ V en trait continu ; $V_{module} = 1700$ V en trait pointillé ; points bleus : valeurs typiques des modules réels extraites de la documentation du constructeur	34
2.6	Evolution des pertes de puissance dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module obtenue à partir des modèles empiriques pour un même point de fonctionnement (800 A)	35
2.7	Evolution de la température de jonction de l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module obtenue à partir des modèles empiriques pour un même point de fonctionnement (800 A)	35
2.8	Les différents courants du bus continu et l'hypothèse de répartition dans les condensateurs dans le cas d'un banc constitué de 4 unités en parallèle	37
2.9	Représentation temporelle du courant du côté continu d'un onduleur triphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales	38
2.10	Décomposition fréquentielle du courant du côté continu d'un onduleur triphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales de la figure 2.9 - τ_{ond} indique le taux d'ondulation	38
2.11	Représentation temporelle du courant du côté continu d'un onduleur pentaphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales	39

2.12	Décomposition fréquentielle du courant du côté continu d'un onduleur pentaphasé à MLI scalaire à références sinusoïdales de la figure 2.11 - τ_{ond} indique le taux d'ondulation	39
2.13	Modèle thermique 0D équivalent d'un condensateur en régime permanent	41
2.14	Modèle empirique de la résistance série équivalente d'un condensateur électrolytique aluminium - points rouges : position des condensateurs réels en exploitant les données du constructeur	42
2.15	Évolution de la résistance série équivalente d'un condensateur à film polypropylène métallisé en fonction de sa tension nominale et de sa capacité - exploitation des données du constructeur	43
2.16	Influence des paramètres d'un condensateur électrolytique aluminium sur sa température de cœur déterminée à l'aide des modèles empiriques pour un point de fonctionnement à courant efficace d'ondulation de 7 A et température ambiante de 20°C	44
2.17	Influence des paramètres d'un condensateur à film polypropylène métallisé sur sa température de cœur déterminée à l'aide des modèles empiriques pour un point de fonctionnement à courant efficace d'ondulation égal à 50 A et température ambiante de 20°C	44
3.1	Exemple d'évolution du taux de défaillance d'un élément en fonction de l'intervalle de temps	51
3.2	Courbe en baignoire de l'évolution du taux de défaillance d'un élément en fonction du temps	51
3.3	Fonction de fiabilité pour 2 modèles de défaillance ayant le même MTTF ($\approx 0,9$), un modèle exponentiel en rouge et un modèle de Weibull en bleu	56
3.4	Taux de défaillance pour le modèle exponentiel en bleu et pour le modèle de Weibull en rouge avec un paramètre de forme $\beta = 1,5$	56
3.5	Structure d'un module de puissance à IGBT avec en rouge les parties susceptibles de subir une défaillance par contraintes thermomécaniques - figure extraite de [46]	57
3.6	Vitesse moyenne du vent enregistrée sur l'île d'Ouessant pendant une année avec une période d'échantillonnage d'une heure	62
3.7	Vitesse du vent turbulent sur une heure obtenue par simulation avec une vitesse moyenne de 13 m.s ⁻¹	62
3.8	Température de jonction d'un IGBT du convertisseur d'une éolienne soumise au vent moyen de la figure 3.6 - évolution sur approximativement un an	63
3.9	Nombre de cycles de température de jonction en fonction de sa valeur moyenne $T_{j,m}$ et de son amplitude ΔT_j relatif à la représentation temporelle de la figure 3.8 - Résultats sur approximativement un an	64
3.10	Température de jonction d'un IGBT du convertisseur d'une éolienne soumise au vent turbulent de la figure 3.7 - simulation sur une heure	64
3.11	Nombre de cycles de température de jonction en fonction de sa valeur moyenne $T_{j,m}$ et de son amplitude ΔT_j relatif à la représentation temporelle de la figure 3.10 - simulation sur une heure	65
3.12	Nombre de cycles avant défaillance associé aux classes de température de jonction moyenne et de ses amplitudes de la figure 3.9 relative au vent moyen	65
3.13	Nombre de cycles avant défaillance associé aux classes de température de jonction moyenne et de ses amplitudes de la figure 3.11 relative au vent turbulent	66
3.14	Domage consommé sur un an par les cycles de température de jonction de la figure 3.9 relative au vent moyen	66

3.15	Domage consommé sur une heure par les cycles de température de jonction de la figure 3.11 relative au vent turbulent	67
3.16	Distribution du vent de la figure 3.6 donnant lieu à de la production d'énergie avec les caractéristiques du système et la stratégie de commande issues de [57]	70
3.17	Courant efficace d'ondulation dans un condensateur obtenu par simulation aux vitesses de vent de la figure 3.16 et avec les caractéristiques et la stratégie de [57]	70
3.18	Température de cœur d'un condensateur à film polypropylène métallisé de 1000 μF relative au courant efficace d'ondulation de la figure 3.17 avec une température ambiante de 20°C	71
3.19	Durée de vie associée au température de cœur de la figure 3.18 pour un condensateur à film polypropylène métallisé 947D de <i>CORNELL DUBILIER</i>	71
3.20	Taux de défaillance associé aux durées de vie de la figure 3.19 par modèle exponentiel	72
3.21	Courant adimensionné dans une phase de la machine entraînée par l'éolienne relative à la distribution de vent de la figure 3.16	74
3.22	Taux de défaillance d'un enroulement pour les courants de la figure 3.21	75
3.23	Vitesse de rotation adimensionnée de la machine entraînée par l'éolienne relative à la distribution de vent de la figure 3.16	77
3.24	Couple adimensionné de la machine entraînée par l'éolienne relative à la distribution de vent de la figure 3.16	77
3.25	Taux de défaillance des roulements pour les couples de valeurs vitesse de rotation/couple des figures 3.23 et 3.24	78
3.26	Diagramme état-transition associé à un processus de Markov à 2 états	81
3.27	Diagramme état-transition d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie comportant 2 possibilités de reconfiguration du nombre de phases	83
3.28	Probabilités en fonction du temps des différents états relatifs à la figure 3.27 pour $N = 5$	85
3.29	Probabilités en fonction du temps des différents états relatifs à la figure 3.27 pour $N = 13$	85
3.30	Fonction de fiabilité associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel	86
3.31	Fonction de taux de défaillance associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel	87
3.32	Fonction de fiabilité associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel - Système de conversion sans réducteur	88
3.33	Fonction de taux de défaillance associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel - Système de conversion sans réducteur	89
3.34	Diagramme état-transition d'un système polyphasé de conversion électromécanique d'énergie comportant 2 possibilités de reconfiguration du nombre de phases et intégrant l'impact de l'état du système sur les taux de transitions du redresseur, du banc de condensateurs et des éléments mécaniques	90
3.35	Fonction de fiabilité associée à la figure 3.34 pour N variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel	91
3.36	Fonction de taux de défaillance associée à la figure 3.34 pour N variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel	91

3.37	Fonction couplée de fiabilité-performance associée à la figure 3.27 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel	94
3.38	Fonction couplée de fiabilité-performance associée à la figure 3.34 pour N impair variant de 5 à 13 - Comparaison avec le système triphasé de référence de modèle de défaillance exponentiel	94
4.1	Profil de mission en couple T , en vitesse Ω et en puissance P de la propulsion navale relative à la table 4.1 avec les hypothèses énoncées	98
4.2	Profil de mission en vitesse de rotation de la machine pentaphasée dans les états sain à 5 phases et de faute à 4 et 3 phases	101
4.3	Diagramme vectoriel des phases de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état sain à 5 phases	102
4.4	Diagramme vectoriel des phases encore disponibles de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état de défaut à 4 phases - indisponibilité de la phase a	103
4.5	Diagramme vectoriel des phases encore disponibles de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état de défaut à 3 phases non adjacentes - indisponibilité des phases a et c	103
4.6	Diagramme vectoriel des phases encore disponibles de la machine pentaphasée au point de fonctionnement à puissance maximale du profil de mission pour l'état de défaut à 3 phases adjacentes - indisponibilité des phases a et b	104
4.7	Valeur efficace de l'ondulation en courant du bus continu pour les différents points de fonctionnement et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - L'état 3 correspond au système triphasé de référence	105
4.8	Diagramme état-transition du système pentaphasé de propulsion navale	106
4.9	Taux de défaillance des phases pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - λ_3 correspond au taux de défaillance des 3 phases du système triphasé de référence	108
4.10	Taux de défaillance du banc de condensateurs pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - λ_{3C} correspond au taux de défaillance du banc de condensateur du système triphasé de référence	109
4.11	Taux de défaillance mécanique pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1 - λ_{3M} correspond au taux de défaillance mécanique du système triphasé de référence	110
4.12	Taux de défaillance sur le profil de mission de la propulsion navale des systèmes pentaphasé et triphasé de référence	111
4.13	Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et triphasé de référence	112
4.14	Rapport de la vitesse de rotation accessible sur celle souhaitée pour les différents points de fonctionnement du profil de mission et états du système - La valeur de la vitesse adimensionnée entre parenthèses correspond à celle souhaitée par le profil de mission de la figure 4.1	113
4.15	Fonction de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé et triphasé de référence	114

4.16	Probabilité du système de la figure 3.27 de se trouver dans les différents états sur la durée d'étude de 2 ans - Il est constaté une faible probabilité pour le système de se trouver dans un état de défaut correspondant à un mode relativement dégradé à l'issue de la période	114
4.17	Commande optimale en courant dans l'état sain de la machine pentaphasée à 5 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période mécanique	118
4.18	Courants simulés dans l'état sain de la machine pentaphasée à 5 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période électrique	118
4.19	Contribution de l'onduleur pentaphasé à l'ondulation du courant du bus continu dans l'état sain à 5 Nm @ 1500 tr/min	119
4.20	Taux de défaillance du système pentaphasé à commande optimale	120
4.21	Commande optimale en courant dans l'état dégradé 3a de la machine pentaphasée à 1,15 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période mécanique	121
4.22	Courants simulés dans l'état dégradé 3a de la machine pentaphasée à 1,15 Nm @ 1500 tr/min - Représentation sur une période électrique	122
4.23	Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé à commande optimale et triphasé de référence	123
4.24	Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé à commande optimale et triphasé de référence	123
4.25	Couple électromagnétique obtenu par simulation dans l'état de défaut à 3 phases adjacentes du système pentaphasée à commande optimale	124
4.26	Diagramme état-transition du système heptaphasé à commande optimale	125
4.27	Taux de défaillance du système heptaphasé à commande optimale	126
4.28	Fonction de fiabilité des systèmes heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence	127
4.29	Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence	128
4.30	Couple électromagnétique obtenu par simulation dans l'état de défaut à 5 phases adjacentes du système heptaphasée à commande optimale	129
4.31	Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus par MLI	130
4.32	Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus par MLI	130
4.33	Couple maximal probable des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus par MLI	131
5.1	Sources potentielles d'erreur sur l'établissement de la fonction de fiabilité d'un système polyphasé de conversion d'énergie	147
5.2	Taux de défaillance relatifs au diagramme de Markov de la figure 4.8 du système pentaphasé de propulsion navale et de celui triphasé de référence - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport à ceux de la figure 4.12	149
5.3	Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et triphasé de référence de propulsion navale relative aux taux de défaillance de la figure 5.2	150
5.4	Fonction de fiabilité des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus MLI - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport aux figures 4.20 et 4.27	151

5.5	Taux de défaillance relatifs au diagramme de Markov de la figure 4.8 du système pentaphasé - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport à ceux de la figure 4.20	152
5.6	Probabilité des états de fonctionnement et fonction de fiabilité du système pentaphasé à commande optimale relatives au diagramme de Markov de la figure 4.8 avec les taux de transitions de la figure 5.5	152
5.7	Taux de défaillance relatifs au diagramme de Markov de la figure 4.26 du système heptaphasé à commande optimale - Taux de défaillance individuels des semi-conducteurs multipliés par 5 par rapport à ceux de la figure 4.27	153
5.8	Probabilité des états de fonctionnement et fonction de fiabilité du système heptaphasé à commande optimale relatives au diagramme de Markov de la figure 4.26 avec les taux de transitions de la figure 5.7	153
5.9	Fonction de taux de défaillance $h(t)$ des systèmes à 5 et 7 phases à commande optimale avec les taux de défaillance des figures 4.20 et 4.27	154
5.10	Fonction de taux de défaillance $h(t)$ des systèmes à 5 et 7 phases à commande optimale avec les taux de défaillance des figures 5.5 et 5.7	155
5.11	Fonction couplée de fiabilité-performance des systèmes pentaphasé et heptaphasé à commande optimale et triphasé de référence à commande sinus MLI - Taux de défaillance des figures 5.5 et 5.7	155
5.12	Diagramme état transition du système hydrolien multi-étoile intégrant les défaillances de la machine et des bancs de condensateurs	156
5.13	Fonction de fiabilité de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 sans prise en compte de l'impact de l'état sur les taux de transition	157
5.14	Fonction de fiabilité de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 avec prise en compte de l'impact de l'état sur les taux de transition	157
5.15	Taux de défaillance de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 en intégrant les effets de l'état du système sur les facteurs de stress	158
5.16	Distribution des temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 - Coefficient de variation des taux de transition de 5 % - M : moyenne ; ET : écart-type ; CV ; coefficient de variation	159
5.17	Distribution des temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ de systèmes hydroliens multi-étoiles pour un nombre d'étoiles variant de 1 à 4 - Coefficient de variation des taux de transition de 10 % - M : moyenne ; ET : écart-type ; CV ; coefficient de variation	160
A.1	Influence des calibres en courant et en tension des modules IGBT de la série <i>SKM</i> de <i>SEMIKRON</i> sur la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT	173
A.2	Modèle empirique de la résistance à l'état passant R_{CE} de l'IGBT de la base virtuelle continue des modules IGBT	175
B.1	Evolution des pertes par conduction dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module	176
B.2	Evolution des pertes par commutation dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module	177
B.3	Evolution des pertes de puissance dans l'IGBT en fonction des calibres en courant et en tension du module - Somme des pertes des figures B.1 et B.2	177
B.4	Evolution des pertes par conduction dans la diode en fonction des calibres en courant et en tension du module	178

B.5	Evolution des pertes par commutation dans la diode en fonction des calibres en courant et en tension du module	178
B.6	Evolution des pertes de puissance dans la diode en fonction des calibres en courant et en tension du module - Somme des pertes des figures B.4 et B.5	179
C.1	Fonction de fiabilité pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut	181
C.2	Fonction couplée de fiabilité-performance pour des systèmes polyphasés exploitant tous les états de défaut	181
C.3	Diagramme état-transition d'un système pentaphasé exploitant ses 2 possibilités de reconfiguration du nombre de phases	182
C.4	Probabilité des différents états pour un système à 5 phases exploitant ses 2 états de défaut obtenue par le modèle de Markov de la figure C.3	182
C.5	Diagramme état-transition d'un système heptaphasé exploitant ses 4 possibilités de reconfiguration du nombre de phases	183
C.6	Probabilité des différents états pour un système à 7 phases exploitant ses 4 états de défaut obtenue par le modèle de Markov de la figure C.5	183
C.7	Diagramme état-transition d'un système à 9 phases exploitant ses 6 possibilités de reconfiguration du nombre de phases	184
C.8	Probabilité des différents états pour un système à 9 phases exploitant ses 6 états de défaut obtenue par le modèle de Markov de la figure C.7	184

Liste des tableaux

1.1	Ordre de grandeur du taux de défaillance de quelques systèmes et sous-systèmes (par heure de fonctionnement, donc par heure de vol en aéronautique)	16
2.1	Facteurs de stress retenus dans les modèles de défaillance du chapitre 3 et relatifs aux composants et sous-systèmes situés à l'intérieur du périmètre d'étude du système de la figure 1.3	26
2.2	Calibres en courant et tension des modules IGBT de la série <i>SKM</i> de <i>SEMIKRON</i>	30
3.1	Principales caractéristiques de l'éolienne de la publication [57]	63
3.2	Taux de défaillance appliqués au diagramme état-transition de la figure 3.27	84
3.3	Temps moyen de bon fonctionnement à 2 ans $MTTF_2$ pour les 2 processus de Markov des figures 3.27 et 3.34 du système avec réducteur déterminé par l'intégration des fonctions de fiabilité de 0 à 2 ans des figures 3.30 et 3.35 (en année et en relatif par rapport à la configuration triphasée de référence)	92
3.4	Critère couplé de fiabilité-performance Ψ_2 pour les 2 processus de Markov déterminé par l'intégration des fonctions de fiabilité-performance de 0 à 2 ans des figures 3.37 et 3.38 (en année et en relatif par rapport à la configuration triphasée de référence)	95
4.1	Profil de mission d'une frégate en vitesse relative par rapport à sa valeur maximale (28 nœuds dans [101]) en fonction de son temps d'utilisation en relatif sur la durée de mission	98
4.2	Caractéristiques nominales de la machine de propulsion et de l'onduleur associé	99
4.3	Commande en courant, couple et vitesse de rotation disponibles dans les états de défaut de la machine pentaphasée à commande sinusoïdale	100
4.4	Critère de performance en vitesse de rotation associé au profil de mission de la figure 4.2 obtenu par pondération par la fraction de mission des rapports de la figure 4.14	113
4.5	Couple de référence en Nm dans les états de défaut de la machine pentaphasée avec commande optimale permettant de maintenir le niveau de pertes Joule de l'état sain - Les valeurs correspondent à celles publiées dans [56] multipliées par un coefficient $\frac{5}{2}$	115
4.6	Répartition harmonique de la fem élémentaire de la machine d'après [56]	115
4.7	Température de jonction en °C des IGBT du bras d'onduleur de chaque phase dans les états sain et de faute à pertes Joule globales identiques dans la machine	121
4.8	Critère de performance en couple pour les états de fonctionnement de la machine pentaphasée à commande optimale	124
4.9	Couple de référence en Nm dans les états de défaut de la machine heptaphasée avec commande optimale permettant de maintenir le niveau de pertes Joule du point de fonctionnement nominal de l'état sain	125

4.10	Température de jonction en °C des IGBT du bras d'onduleur de chaque phase dans les états de fonctionnement du système heptaphasé à commande optimale à pertes Joule globales identiques dans la machine	127
4.11	Critère de performance en couple pour les états de fonctionnement de la machine heptaphasée à commande optimale	128
A.1	Paramètres des modules IGBT de la série <i>SKM</i> de <i>SEMIKRON</i> - Valeurs typiques extraites de la documentation constructeur - SI : sensibilité en courant ; SV : sensibilité en tension	174

Résumé

Contribution à l'évaluation de la fiabilité des chaînes polyphasées de conversion électromécanique d'énergie

Les machines électriques polyphasées présentent des avantages intrinsèques (fractionnement de la puissance, faible ondulation du couple) par rapport à leurs équivalents triphasés qui sont appréciés notamment pour la propulsion navale. Structurellement, ces machines disposent également de capacités de reconfiguration du fait des redondances offertes par leur grand nombre de phases. L'exploitation de ces capacités est susceptible d'augmenter leur sûreté de fonctionnement en adoptant des modes de marche dégradée. Les travaux présentés proposent une méthode permettant de quantifier la fiabilité de toute la chaîne de conversion. Le convertisseur statique y est particulièrement étudié car ses composants constituent un point faible en matière de fiabilité dans le système polyphasé. Des bases virtuelles continues de ces composants sont développées afin de s'affranchir des effets de quantification. Les principaux facteurs de stress sont identifiés et intégrés dans l'évaluation des taux de défaillance des différents éléments du système. Les modèles de Markov sont exploités pour prendre en compte les effets des reconfigurations sur la fonction de fiabilité. Un critère couplant la performance à la fiabilité est introduit afin de caractériser les modes de marche dégradée dans l'évaluation de la fiabilité du système. Des exemples d'application de la méthode sur des systèmes issus essentiellement de l'environnement maritime sont exposés en intégrant leur topologie, leur profil de mission et leur stratégie de commande, ceux-ci influençant fortement les facteurs de stress. Enfin une étude de sensibilité de l'impact de la variabilité des données d'entrée sur la fonction de fiabilité est proposée.

Mots clés : systèmes polyphasés de conversion électromécanique d'énergie, fiabilité, performance, modèles de Markov, méthode de Monte-Carlo

Abstract

Contribution to the reliability assessment of electromechanical energy conversion multi-phase systems

Electrical multi-phase machines exhibit intrinsic advantages (power subdivision, weak torque ripple) compared to 3-phase machines. Multi-phase machines are appreciated for marine propulsion. They own reconfiguration capabilities due to redundancy because of their high number of phases. Those capabilities are able to improve multi-phase machines reliability by using degraded modes. Presented work proposes a methodology to quantify the multi-phase system reliability. Static converter is particularly investigated as its components are a weak point in the system. Continuous virtual bases of the components are developed to prevent quantification effects. Main stressors are identified and included in the failure rates assessment of the different system components. Markov models are used to take into account the reconfiguration consequences onto the reliability function. A coupled criterion performance-reliability is introduced to characterize degraded modes into the reliability assessment. Examples of the method application from marine environment are exhibited including their topology, mission profile and control strategy, which strongly influence the stressors. A sensitivity analysis is proposed showing the input data scattering effect onto the reliability function.

Keywords : electromechanical energy conversion multi-phase systems, reliability, performance, Markov models, Monte-Carlo method