

Evaluation de la fiabilité de la propulsion électrique d'un véhicule autonome sous-marin intégrant un ensemble convertisseur statique/machine polyphasé

Christophe OLMI

Institut de Recherche de l'école navale (IRENav)

Franck SCULLER

IRENav

Jean-Frédéric CHARPENTIER

IRENav

RESUME – En environnement naval, la fiabilité du système de propulsion est fondamentale. Dans le cas d'un véhicule autonome sous-marin, la perte de la propulsion peut entraîner la perte du véhicule. 3 configurations d'entraînement électrique de l'hélice sont étudiées en termes de fiabilité du convertisseur associé à la machine de propulsion. Le taux de défaillance du convertisseur statique pour des machines à 3 phases, 2×3 phases et 5 phases est estimé en fonction du profil de mission et du mode de fonctionnement sain ou dégradé. Les modèles de Markov permettent de quantifier l'amélioration de la fiabilité fonctionnelle des configurations à 5 phases et à 2×3 phases par rapport à celle de référence à 3 phases grâce à leurs possibilités de reconfigurations. Considérant la vitesse de rotation de la machine, cette accroissement de la fiabilité s'accompagne d'une dégradation de la performance. Une fonction de fiabilité-performance est développée montrant cependant que la hiérarchie obtenue par la fonction de fiabilité est conservée.

Mots-clés – Fiabilité, modèles de Markov, entraînements électriques polyphasés

1. INTRODUCTION

En propulsion navale, l'utilisation de machines électriques polyphasées apparaît comme une solution séduisante en termes d'ondulations de couple, de densité de puissance et de fiabilité [1]. En ce qui concerne cette dernière, un nombre de phases élevé améliore la tolérance aux défauts [2] dans le sens où, certaines phases peuvent être perçues comme des composants assurant une redondance active partielle [3]. Intuitivement, la fiabilité de la fonction de propulsion s'en trouve améliorée bien que sa performance puisse être dégradée par l'utilisation d'un nombre de phases inférieur à la valeur de conception du système. Cependant, cette amélioration nécessite d'être quantifiée. Ainsi, il faut pouvoir mesurer l'impact de la multiplication du nombre de phases sur la fiabilité structurelle de la configuration saine et sur la fiabilité fonctionnelle due aux possibilités de reconfigurations. L'effet de ces dernières sur la performance du système doit être quantifié afin d'orienter le choix d'une architecture.

Dans ce contexte, la propulsion électrique d'un AUV (Autonomous Underwater Vehicle) est étudiée. 3 configurations sont retenues : un ensemble convertisseur statique/machine triphasé classique faisant office de référence, un système double étoile triphasée de 2×3 phases et une configuration pentaphasée. Dans [4], une démarche d'estimation préliminaire de la fiabilité d'une génératrice hydrolienne multi-étoile est proposée afin de déterminer l'influence du nombre de phases sur l'énergie extraite. Dans [5], une méthode pour évaluer la fiabilité de plusieurs topologies est détaillée. Dans [6], une approche similaire est proposée pour comparer la fiabilité d'une architecture triphasée en demi-pont avec une seconde en pont complet. Dans [7] et [8], c'est la fiabilité de la totalité de la chaîne de commande qui est étudiée par les modèles de Markov.

De précédentes études, notamment concernant les éoliennes [9] ont montré que le convertisseur statique était fortement impliqué dans la défaillance de la chaîne de conversion électromécanique.

Dans ce convertisseur, ce sont les semi-conducteurs (SC) qui sont les principaux responsables de la défaillance [10]. Parmi les facteurs de stress des SC, c'est la contrainte thermique qui est prépondérante sur leur détérioration [11]. Ainsi dans cette étude de fiabilité, seule cette contrainte thermique sur les SC du convertisseur statique est prise en considération, les autres éléments de la chaîne de conversion sont supposés toujours disponibles.

Dans cet article, la section 2 présente la méthode d'estimation du taux de défaillance de l'onduleur pour les différents points de fonctionnement du profil de mission. Ce taux de défaillance est obtenu à l'aide de ceux des SC estimés par la méthode *FIDES* [12] et à l'aide d'un modèle de pertes et d'un modèle thermique. La fiabilité est quantifiée dans la section 3 au travers de la fonction de fiabilité [13] pour les 3 configurations retenues. Si la fonction de fiabilité du système onduleur/machine triphasé de référence, sans possibilité de reconfiguration est estimée par un modèle exponentiel [13], les 2 autres solutions nécessitent l'usage des modèles de Markov [13]. En effet, ces modèles sont parfaitement adaptés pour la prise en compte des reconfigurations au travers de différents états. Les taux de transition entre ces états sont représentés par les taux de défaillance. Ainsi, ils intègrent à la fois l'impact du profil de mission et les effets des reconfigurations. Dans le cas présent, les réparations ne sont pas envisagées mais peuvent être prise en compte dans les taux de transitions par l'intermédiaire de taux de réparation [13]. La fonction de fiabilité de la section 3 ne rend pas compte de la dégradation de la performance due aux reconfigurations. Aussi, dans la section 4, une fonction de fiabilité-performance est proposée intégrant un critère de performance basé sur la vitesse de rotation de la machine. Les résultats concernant les taux de défaillance, les fonctions de fiabilité et de fiabilité-performance sont présentés dans la section 5. Enfin, la section 6 fait office de conclusion en rappelant les principaux résultats, en soulignant leurs limites et en présentant les perspectives.

2. TAUX DE DÉFAILLANCE DE L'ONDULEUR

2.1. Hypothèses

La figure 1 montre l'architecture de la chaîne de propulsion de l'AUV.

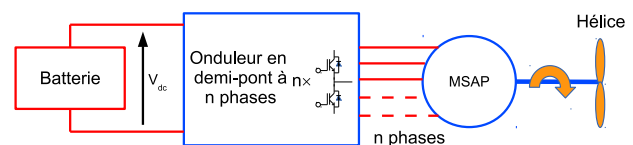


Fig. 1. Schéma de principe de la chaîne propulsive de l'AUV

L'hélice est entraînée au travers d'un accouplement direct

par une machine synchrone polyphasée à aimants permanents (MSAP). Le couple T de charge de la machine est supposé être proportionnel au carré de sa vitesse de rotation Ω . La MSAP est considérée non saturée magnétiquement et toutes les pertes de puissance y sont négligées. Les forces contre-électromotrices (FCEM) sont supposées sinusoïdales, ce qui autorise une commande par des courants sinusoïdaux [14]. La MSAP est alimentée par un onduleur de tension en demi-pont, 2 niveaux, commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI) scalaire. La stratégie de commande pilote la machine par le contrôle de la valeur efficace I_n et de l'angle θ_n entre courant et FCEM de chaque phase n . Seul le fonctionnement en régime permanent de l'ensemble onduleur/machine polyphasé est pris en considération, les régimes transitoires sont ainsi négligés. La tension du bus continu est supposée invariable. Les valeurs nominales relatives au système sont répertoriées dans le tableau 1.

Tableau 1. Valeurs nominales de la MSAP et de l'onduleur

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Puissance	P_R	15	kW
Vitesse de rotation	Ω_R	1000	tr.min ⁻¹
Couple	T_R	143	Nm
Nombre de paires de pôles	p	4	-
Tension efficace par phase	V_R	43	V
Réactance synchrone	X_R	0.5	p.u.
FCEM	E_R	0.87	p.u.
Facteur de puissance	$\cos \phi_R$	0.87	-
Tension de bus continu	V_{dc}	150	V
Fréquence de commutation	f_{sw}	10	kHz
Profondeur de modulation	m_R	0.8	-

Le courant efficace nominal par phase se détermine en fonction du nombre de phase n par l'équation (1) :

$$I_R = \frac{P_R}{nV_R \cos \phi_R} \quad (1)$$

L'AUV AsterX de l'IFREMER est destiné à des missions scientifiques d'étude des fonds marins ou de la colonne d'eau. A partir des données d'une plongée d'environ 3 heures, la distribution des vitesses de rotation du moteur électrique de propulsion, regroupées par classes de largeur 0.05p.u. est représentée sur la figure 2. La valeur centrale de chaque classe de vitesse de rotation Ω en abscisse de la figure 2 est affectée à la fraction de mission f_i de l'ordonnée correspondante constituant ainsi le profil de mission en vitesse de rotation du moteur électrique de propulsion de l'AUV.

Les SC sont supposés être dans leur période de vie utile. A ce titre aucun phénomène de vieillissement n'est pris en compte impliquant ainsi que leur taux de défaillance λ reste constant au cours du temps pour un profil de température donné. La stratégie de gestion suite à un défaut d'un SC consiste à déconnecter physiquement le bras d'onduleur correspondant, entraînant ainsi un défaut phase ouverte de la machine. Cela suppose que l'onduleur soit pourvu d'outils de diagnostic et de déconnexion tels que dans [15].

Les modules IGBT sont choisis dans la gamme SEMITOP 3 [16] de SEMIKRON. Ces modules intègrent dans un même boîtier 2 IGBT et 2 diodes formant un bras d'onduleur. Le calcul du courant efficace nominal par phase de l'équation (1) conduit au choix des modules présentés dans le tableau 2 pour les 3 configurations retenues.

Le tableau 2 montre que les résistances thermiques décroissent lorsque la valeur nominale du courant du module augmente. Cette tendance est conservée pour la résistance thermique entre le dissipateur et l'air ambiant. Une loi inversement

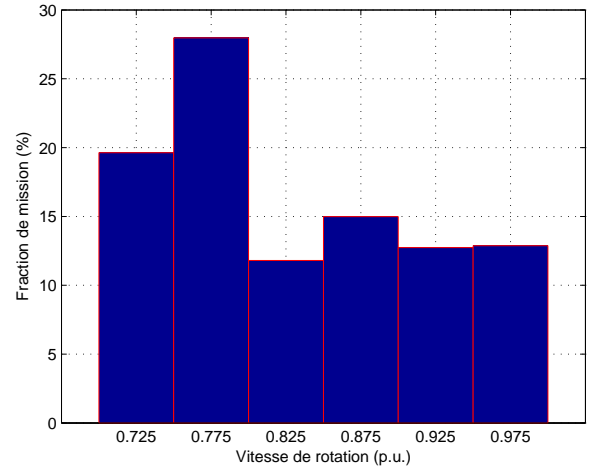


Fig. 2. Distribution des vitesses de rotation de l'AUV

Tableau 2. Principales caractéristiques des modules IGBT extraites de [16]

Référence	SK150GB066T	SK100GB066T	SK75GB066T
Configuration	Triphasée	Pentaphasée	Double étoile
I_R (A)	137	82.5	68.8
I (A)	150	100	75
V (V)	600	600	600
V_{CE0} (V)	0.7	0.7	0.7
R_{CE} (V)	6.35	9.5	12.7
V_f (V)	0.85	0.85	0.85
R_f (mΩ)	3.95	6.3	7.8
E_{on+off} (mJ)	6.25+5.7	7+6	3.1+2.8
E_{rec} (mJ)	1.7	1.7	0.85
I_{ref} (A)	150	100	75
V_{ref} (V)	300	300	300
T_{ref} (°C)	150	150	150
$R_{jh/IGBT}$ (W.K ⁻¹)	0.65	0.78	0.94
$R_{jh/diode}$ (W.K ⁻¹)	0.73	0.91	1.55

Symbole	Désignation
I_R	Courant efficace nominal par phase
I	Courant nominal du module
V	Tension nominale du module
V_{CE0}	Tension de seuil de l'IGBT
R_{CE}	Résistance de l'IGBT à l'état passant
V_f	Tension de seuil de la diode
R_f	Résistance de la diode à l'état passant
E_{on+off}	Énergie de commutation de l'IGBT
E_{rec}	Énergie de recouvrement de la diode
I_{ref}	Courant de référence pour les énergies de commutation
V_{ref}	Tension de référence pour les énergies de commutation
T_{ref}	Température de référence pour les énergies de commutation
$R_{jh/IGBT}$	Résistance thermique jonction-dissipateur de l'IGBT
$R_{jh/diode}$	Résistance thermique jonction-dissipateur de la diode

proportionnelle au courant nominal du module est utilisée avec comme référence pour le module SK150GB066T une valeur $R_{ha} = 0.14W.K^{-1}$ qui correspond à un dissipateur P3 de SEMIKRON en convection forcée. La température ambiante est fixée

à $T_a = 20^\circ\text{C}$.

2.2. Estimation du taux de défaillance des semi-conducteurs

Le taux de défaillance individuel des SC est estimé à l'aide du guide *FIDES* 2009 [12]. Ce document, édité par le groupe *FIDES* constitué d'entreprises des domaines de l'aéronautique et de la défense, décrit une méthodologie d'étude de fiabilité des systèmes électroniques. Seul le stress thermique étant pris en compte, le taux de défaillance λ_{SC} d'un SC s'exprime en fonction d'un facteur d'accélération dépendant de sa température de jonction $T_{j/SC}$ selon l'équation (2).

$$\lambda_{SC}(T_j) = \sqrt{N} \cdot \lambda_{0th/SC} \cdot \exp\left(\frac{E_a}{k_b} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_{j/SC}}\right)\right) \quad (2)$$

N est le nombre de SC intégrés dans un module; $T_0 = 20^\circ\text{C}$ constitue la température de référence, $E_a = 0.7\text{eV}$ est l'énergie d'activation des mécanismes de défaillance dus à la température (valeur moyenne extraite de [17], [18] et [19]); $k_b = 8.617 \times 10^{-5} \text{eV} \cdot \text{K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann. $\lambda_{0th/SC}$ est le taux de défaillance de base à la température de référence T_0 du SC avec $\lambda_{0th/IGBT} = 0.3021\text{FIT}$ pour un IGBT et $\lambda_{0th/Diode} = 0.1574\text{FIT}$ pour une diode de puissance selon [12]. Le FIT est une unité utilisée en fiabilité pour exprimer un taux de défaillance, elle correspond à 1 défaut par milliard d'heures de fonctionnement. Le profil de mission décrit par la figure 2 impose autant de températures de jonction que de valeurs centrales des classes de vitesse de rotation Ω . Dans ce cas, selon [12], le taux de défaillance d'un SC s'exprime par la somme des taux de défaillance dépendant de la température de jonction selon l'équation (2), pondérés par les fractions de mission f_i de la figure 2 (équation (3)).

$$\lambda_{SC} = \sum_i f_i \times \lambda_{SC}(T_{j/SC})_i \quad (3)$$

Les équations (2) et (3) montrent qu'il est nécessaire d'estimer les températures de jonction des SC pour chaque valeur centrale des classes de vitesse de rotation Ω . Le modèle de la figure 3 à base de résistance thermique est utilisé pour déterminer ces températures.

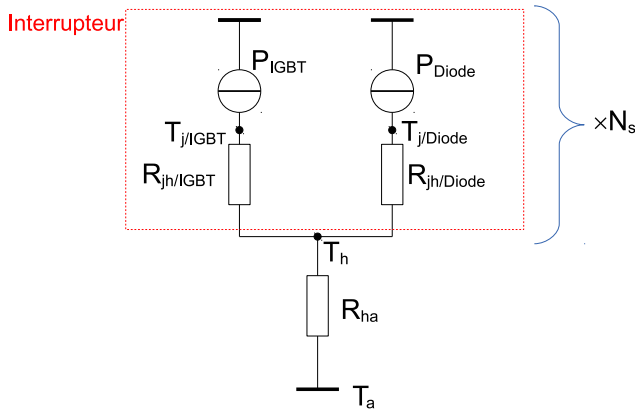


Fig. 3. Modèle thermique d'un module IGBT en régime permanent

Les équations (4) associées au modèle thermique de la figure 3 permettent ainsi de calculer les températures de jonction $T_{j/SC}$ des SC.

$$\begin{aligned} T_h &= N_s \cdot (P_{IGBT} + P_{Diode}) \cdot R_{ha} + T_a \\ T_{j/SC} &= P_{SC} \cdot R_{jh/SC} + T_h \end{aligned} \quad (4)$$

Dans les équations (4) et dans la figure 3, P_{SC} représente la puissance dissipée dans un SC (IGBT ou Diode); $N_s = 2$ est

le nombre d'interrupteurs électroniques intégré dans le module, T_h et T_a sont respectivement les températures du dissipateur et ambiante. Les différentes résistances thermiques ont été présentées dans la partie 2.1 et le tableau 2.

Il reste à évaluer les puissances dissipées dans les SC. Dans le cas d'un onduleur à 2 niveaux commandé par MLI scalaire, ces pertes peuvent être calculées à l'aide des modèles analytiques [18] [20] [21] fournies par les équations (5) à (8) où l'effet de la température sur les pertes par commutation est négligé.

$$P_{st/IGBT} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cos \phi}{8}\right) \cdot V_{CE0} \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cos \phi}{3\pi}\right) \cdot R_{CE} \cdot 2 \cdot I^2 \quad (5)$$

$$P_{sw/IGBT} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{I_{ref}} \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}}\right)^{k_{v/IGBT}} \quad (6)$$

$$P_{st/Diode} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cos \phi}{8}\right) \cdot V_f \cdot \sqrt{2} \cdot I + \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cos \phi}{3\pi}\right) \cdot R_f \cdot 2 \cdot I^2 \quad (7)$$

$$P_{sw/Diode} = f_{sw} \cdot E_{rec} \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{I_{ref}}\right)^{k_I} \left(\frac{V_{dc}}{V_{ref}}\right)^{k_{v/Diode}} \quad (8)$$

Dans les équations (5) à (8), $P_{st/SC}$ et $P_{sw/SC}$ représentent respectivement les pertes statiques et par commutation dans un SC, I est l'intensité efficace du courant par phase et ϕ son retard de phase par rapport à la tension. m est la profondeur de modulation et f_{sw} la fréquence de commutation de l'onduleur. Les différentes tensions et résistances électriques, les énergies de commutation et de recouvrement sont référencées dans le tableau 2. $k_{v/IGBT} = 1.35$ et $k_{v/Diode} = 0.6$ sont les exposants pour la dépendance en tension des pertes par commutation et $k_I = 0.6$ celui en courant.

2.3. Taux de défaillance de l'onduleur

Les hypothèses formulées dans la partie 2.1 indiquent que la défaillance d'un SC implique celle du bras d'onduleur correspondant. Ainsi, au niveau de la fiabilité, un bras d'onduleur est considéré comme une structure série de ses composants [13]. Chaque SC est décrit par une variable booléenne x_{SC} :

$$x_{SC} = \begin{cases} 0 & \text{si le SC est en défaut} \\ 1 & \text{si le SC fonctionne} \end{cases}$$

Du fait de la structure série adoptée pour un bras d'onduleur, la fonction de structure $\Phi_{bras}(x)$ [13] décrivant la fiabilité de celui-ci est exprimée par l'équation (9).

$$\Phi_{bras}(x) = x_{IGBT1} \cdot x_{Diode1} \cdot x_{IGBT2} \cdot x_{Diode2} \quad (9)$$

La structure symétrique du bras d'onduleur et la symétrie de sa commande imposent des taux de défaillance λ_{SC} des mêmes SC des 2 interrupteurs électroniques identiques. Dans le cas d'une structure série, ceux-ci sont additifs au sein d'un bras d'onduleur [13]. Son taux de défaillance s'exprime par l'équation (10).

$$\lambda_{bras} = 2 \times (\lambda_{IGBT} + \lambda_{Diode}) \quad (10)$$

Quel que soit le mode sain ou dégradé de fonctionnement de l'onduleur, celui-ci dispose de r bras d'onduleur sains pour assurer la fonction de propulsion. Dans chaque mode, l'onduleur est considéré comme une structure série de ses bras et son taux de défaillance est évalué par l'équation (11).

$$\lambda_{ond} = \sum_{i=1}^r \lambda_{bras_i} \quad (11)$$

3. EVALUATION DE LA FONCTION DE FIABILITÉ POUR LES 3 CONFIGURATIONS RETENUES

3.1. Configuration triphasée de référence

Le système onduleur/machine triphasé de référence est commandé en couple maximum par Ampère (MTPA) pour chaque valeur centrale des classes de vitesse de rotation de la figure 2. Du fait du couplage étoile et des hypothèses, la configuration triphasée de référence ne possède pas de capacité de reconfiguration. Le taux de défaillance de son onduleur s'exprime par l'équation (12).

$$\lambda_3 = 6.(\lambda_{IGBT} + \lambda_{Diode}) \quad (12)$$

La fonction de fiabilité $R(t)$ exprime la probabilité du système de ne pas avoir subi de défaut durant l'intervalle de temps $]0, t]$ [13]. Comme les hypothèses émises stipulent que les taux de défaillance sont indépendants du temps, la fonction de taux de défaillance $z(t) = -\frac{d \ln R(t)}{dt} = \lambda_3$, la fonction de densité de probabilité $f(t) = -\frac{dR(t)}{dt}$ est distribuée exponentiellement impliquant une fonction de fiabilité $R_3(t)$ définie par l'équation (13).

$$R_3(t) = \exp(-\lambda_3 t) \quad (13)$$

3.2. Configuration double étoile triphasée (2x3 phases)

En mode sain, la stratégie de pilotage de la configuration double étoile est identique à celle du système triphasé de référence (MTPA). Dans le cas de la défaillance d'un bras d'onduleur suite à la défaillance d'un SC, l'onduleur correspondant est supposé ne plus être piloté et être déconnecté de la machine. Même si la commande des 2 bras et de l'onduleur restant peut être envisagée [22], cette option n'est pas retenue ici. L'avantage de la structure double étoile est d'autoriser une reconfiguration en conservant l'onduleur sain sans en modifier la commande. Ainsi, l'ensemble onduleur/machine double étoile triphasée possède un seul degré de liberté en terme de reconfiguration. En mode dégradé, l'onduleur sain reste piloté en MTPA, le couple maximum disponible est ainsi réduit de moitié par rapport à la configuration triphasée $T_{pu} = 0.5$. Du fait des hypothèses retenues concernant la loi de couple, la vitesse de rotation maximale disponible est réduite à $\Omega_{pu} = \sqrt{0.5} = 0.707$. La capacité à tenir le profil de mission de la figure 2 s'en trouve modifiée. En effet, aucune des valeurs centrales de vitesse de rotation de la figure 2 n'est accessible dans le mode dégradé. La stratégie adoptée consiste alors à utiliser le moteur de propulsion au maximum de ses possibilités en vitesse de rotation. La figure 4 montre l'impact de la reconfiguration sur le profil de mission. En abscisse de la figure 4 se trouvent les fractions de mission de la figure 2. Le mode sain à 2 étoiles est évidemment capable de tenir intégralement le profil de mission. En revanche, le mode dégradé à une étoile fonctionne en saturation de vitesse de rotation à $\Omega_{pu} = 0.707$ durant toute la mission.

La possibilité de reconfiguration évoquée précédemment peut être intégrée dans la fonction de fiabilité au travers du modèle de Markov associé au diagramme états-transitions [13] de la figure 5.

Sur la figure 5, l'état 6 représente le mode sain avec les 6 phases alimentées au travers des 2 onduleurs. Dans l'état 3, seules les 3 phases alimentées par l'onduleur sain restant sont pilotées, il s'agit du mode dégradé. La perte d'un nouveau SC implique la défaillance de la totalité de l'onduleur restant avec les hypothèses retenues et donc la défaillance totale du système. Il est alors incapable d'assurer sa fonction de propulsion, son état correspond à l'état 0 sur la figure 5. La fonction de fiabilité $R_{2 \times 3}(t)$ associée à cette configuration est définie par l'équation (14).

$$R_{2 \times 3}(t) = P_6(t) + P_3(t) = 1 - P_0(t) \quad (14)$$

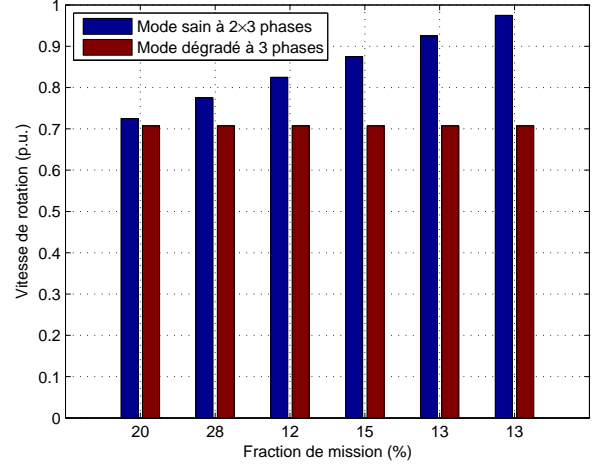


Fig. 4. Profil de mission de la configuration double étoile triphasée pour les modes sain et dégradé

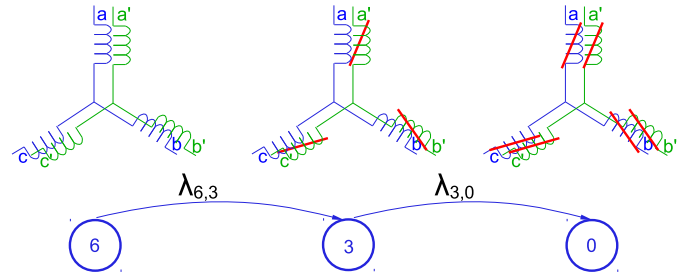


Fig. 5. Diagramme états-transitions de la configuration double étoile triphasée

$P_6(t)$, $P_3(t)$ et $P_0(t)$ sont les probabilités pour le système d'être respectivement dans les états 6, 3 et 0. Elles sont définies par les équations (15), solutions des équations de Chapman-Kolmogorov (16) [13].

$$\begin{aligned} P_6(t) &= \exp(-\lambda_{6,3} t) \\ P_3(t) &= \frac{\lambda_{6,3}}{\lambda_{3,0} - \lambda_{6,3}} (\exp(-\lambda_{6,3} t) - \exp(-\lambda_{3,0} t)) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{P}_6(t) \\ \dot{P}_3(t) \\ \dot{P}_0(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_{6,3} & 0 & 0 \\ \lambda_{6,3} & -\lambda_{3,0} & 0 \\ 0 & \lambda_{3,0} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_6(t) \\ P_3(t) \\ P_0(t) \end{pmatrix} \quad (16)$$

Les taux de défaillances $\lambda_{6,3}$ et $\lambda_{3,0}$ de la figure 5 et des équations (15) et (16) correspondent respectivement au mode sain à 2 onduleurs et au mode dégradé à un onduleur et sont définis par les équations (17) et (18).

$$\lambda_{6,3} = 12.(\lambda_{IGBT} + \lambda_{Diode}) \quad (17)$$

$$\lambda_{3,0} = 6.(\lambda_{IGBT} + \lambda_{Diode}) \quad (18)$$

3.3. Configuration pentaphasée

Comme dans les 2 cas précédents, la commande en mode sain s'opère en MTPA. Dans le cas de la défaillance d'un bras d'onduleur suite à la défaillance d'un SC, le système onduleur/machine pentaphasé peut continuer à assurer la fonction de propulsion en mode dégradé à 4 phases. Cette solution dispose d'une seconde possibilité de reconfiguration avec un mode dégradé à 3 phases. Dans les modes dégradés, la stratégie de pilotage de la machine est inspirée de [23]. Dans cet article, la force

magnéto-motrice (FMM) sinusoïdale du mode sain est maintenue en forme et en amplitude dans les modes dégradés impliquant des valeurs de courant par phase supérieures à la valeur nominale. Dans le cas présent, le convertisseur statique et la machine sont supposés ne pas avoir été dimensionnés pour supporter les pointes de courant et les effets thermiques consécutifs à ce type de commande. Le déphasage θ_n entre le courant I_n et la FCEM E_n de chaque phase n de [23] est maintenu mais la valeur efficace du courant par phase reste limitée à celle nominale. Ainsi, la forme sinusoïdale de la FMM est conservée dans les modes dégradés mais avec une amplitude moindre que dans le mode sain. Ceci implique une réduction du couple disponible selon l'équation (19).

$$T_{pu} = \frac{T}{T_R} = \frac{1}{5} \sum_{n=1}^5 I_{pu,n} \cdot \cos \theta_n \quad (19)$$

Du fait de l'hypothèse de la proportionnalité du couple avec le carré de la vitesse de rotation, sa valeur limite disponible peut être estimée par $\Omega_{pu} = \sqrt{T_{pu}}$. Il est à noter que 2 reconfigurations à 3 phases sont à envisager selon que la deuxième phase en défaut est adjacente (état 3a) ou non (état 3na) à la première. La stratégie de pilotage et ses conséquences en mode dégradé sont résumées dans le tableau 3.

Tableau 3. Courants par phase, couple et vitesse de rotation de la machine dans les modes dégradés de la configuration pentaphasée

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

Il résulte du tableau 3 une incapacité à assurer le profil de mission de la figure 2 dans les modes dégradés. La stratégie adoptée est la suivante : si la valeur centrale d'une classe de vitesse de rotation n'est pas accessible, le moteur électrique de propulsion tourne au maximum de ses capacités en vitesse. Il s'en suit le profil de mission pour les différents modes de la configuration double étoile triphasée de la figure 6.

Le diagramme états-transitions du système pentaphasé présentant ses capacités de reconfiguration est exposé sur la figure 7.

Le taux de défaillance $\lambda_{5,4}$ entre l'état sain 5 et l'état dégradé 4 à 4 phases est exprimé par l'équation (20). Le tableau 3 montre que dans le mode dégradé à 4 phases, la valeur efficace des courants dans chaque phase saine est la même mais le déphasage par rapport à la FCEM vaut $|\theta| = \frac{\pi}{5}$ pour les phases b et e et $\theta = 0$ pour les phases c et d . Ainsi le taux de défaillance $\lambda_{4,3a}$ de l'état 4 vers l'état 3a défini par l'équation (21) n'est pas rigoureusement identique à $\lambda_{4,3na}$ de l'état 4 vers l'état 3na défini par l'équation (22) du fait de la dépendance des pertes statiques en fonction de θ des équations (5) et (7).

$$\lambda_{5,4} = 10 \cdot (\lambda_{IGBT} + \lambda_{Diode}) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{4,3a} &= 2 \cdot (\lambda_{IGBT_b} + \lambda_{Diode_b}) + 2 \cdot (\lambda_{IGBT_e} + \lambda_{Diode_e}) \\ &= 4 \cdot (\lambda_{IGBT_b} + \lambda_{Diode_b}) = 4 \cdot (\lambda_{IGBT_e} + \lambda_{Diode_e}) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{4,3na} &= 2 \cdot (\lambda_{IGBT_c} + \lambda_{Diode_c}) + 2 \cdot (\lambda_{IGBT_d} + \lambda_{Diode_d}) \\ &= 4 \cdot (\lambda_{IGBT_c} + \lambda_{Diode_c}) = 4 \cdot (\lambda_{IGBT_d} + \lambda_{Diode_d}) \end{aligned} \quad (22)$$

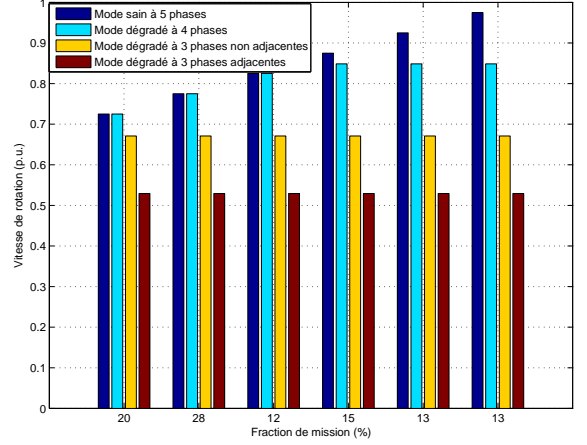


Fig. 6. Profil de mission de la configuration pentaphasée pour tous les modes

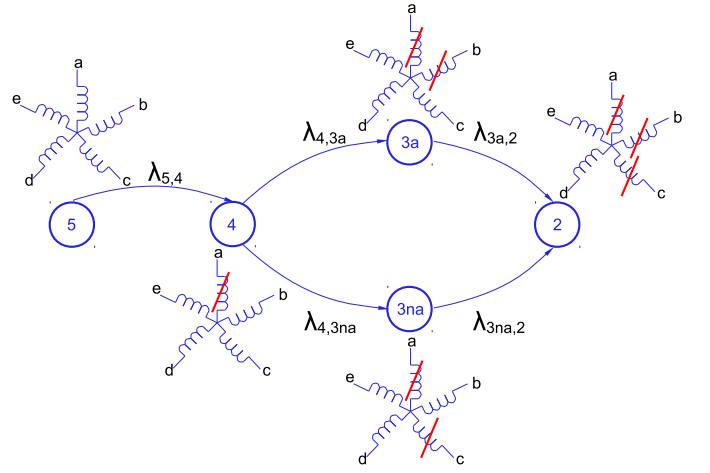


Fig. 7. Diagramme états-transitions de la configuration pentaphasée

Les taux de défaillance $\lambda_{3a,2}$ et $\lambda_{3na,2}$ de la figure 7 sont obtenus par les équations (23).

$$\begin{aligned} \lambda_{3a,2} &= 4 \cdot (\lambda_{IGBT_c} + \lambda_{Diode_c}) + 2 \cdot (\lambda_{IGBT_d} + \lambda_{Diode_d}) \\ \lambda_{3na,2} &= 2 \cdot (\lambda_{IGBT_b} + \lambda_{Diode_b}) + 4 \cdot (\lambda_{IGBT_d} + \lambda_{Diode_d}) \end{aligned} \quad (23)$$

La fonction de fiabilité $R_5(t)$ de la configuration à 5 phases est exprimée par l'équation (24).

$$R_5(t) = P_5(t) + P_4(t) + P_{3a}(t) + P_{3na}(t) = 1 - P_2(t) \quad (24)$$

Les équations de Chapman-Kolmogorov (25) conduisent aux probabilités (26).

$$\begin{pmatrix} \dot{P}_5(t) \\ \dot{P}_4(t) \\ \dot{P}_{3a}(t) \\ \dot{P}_{3na}(t) \\ \dot{P}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_{5,4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \lambda_{5,4} & -\lambda_{4,3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{4,3a} & -\lambda_{3a,2} & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{4,3na} & 0 & -\lambda_{3na,2} & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{3a,2} & \lambda_{3na,2} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_5(t) \\ P_4(t) \\ P_{3a}(t) \\ P_{3na}(t) \\ P_2(t) \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{aligned}
P_5(t) &= \exp(-\lambda_{5,4} \cdot t) \\
P_4(t) &= C_{54} (\exp(-\lambda_{5,4} \cdot t) - \exp(-\lambda_{4,3} \cdot t)) \\
P_{3a}(t) &= C_{53a} (\exp(-\lambda_{5,4} \cdot t) - \exp(-\lambda_{3a,2} \cdot t)) \\
&\quad + C_{43a} (\exp(-\lambda_{4,3} \cdot t) - \exp(-\lambda_{3a,2} \cdot t)) \\
P_{3na}(t) &= C_{53na} (\exp(-\lambda_{5,4} \cdot t) - \exp(-\lambda_{3na,2} \cdot t)) \\
&\quad + C_{43na} (\exp(-\lambda_{4,3} \cdot t) - \exp(-\lambda_{3na,2} \cdot t))
\end{aligned} \tag{26}$$

Avec

$$\begin{aligned}
\lambda_{4,3} &= \lambda_{4,3a} + \lambda_{4,3na} ; C_{54} = \frac{\lambda_{5,4}}{\lambda_{4,3} - \lambda_{5,4}} \\
C_{53a} &= \frac{\lambda_{4,3a} \cdot C_{54}}{\lambda_{3a,2} - \lambda_{5,4}} ; C_{53na} = \frac{\lambda_{4,3na} \cdot C_{54}}{\lambda_{3na,2} - \lambda_{5,4}} \\
C_{43a} &= \frac{\lambda_{4,3a} \cdot C_{54}}{\lambda_{4,3} - \lambda_{3a,2}} ; C_{43na} = \frac{\lambda_{4,3na} \cdot C_{54}}{\lambda_{4,3} - \lambda_{3na,2}}
\end{aligned}$$

4. DÉFINITION D'UNE FONCTION DE FIABILITÉ-PERFORMANCE

Les reconfigurations en mode dégradé des systèmes double étoile triphasée et pentaphasée permettent de continuer à assurer la fonction de propulsion mais au prix de la réduction des performances en couple et en vitesse de rotation de la machine électrique. La notion de performance est fortement dépendante de l'exigence de mission définie par le cahier des charges de l'exploitant du système. Dans le cas de l'AUV, la vitesse de rotation de sa machine de propulsion est choisie comme indicateur de performance, celle-ci impactant sa vitesse linéaire et donc son temps de mission d'exploration. La dégradation de la performance doit être intégrée dans les outils d'aide à la décision du concepteur afin d'orienter son choix entre diverses solutions. C'est ce qui est présenté dans cette section.

4.1. Critère de performance

En mode dégradé, les valeurs centrales des classes de vitesse de rotation du profil de mission de la figure 2 peuvent ne plus être atteintes. Ainsi pour chaque fraction de mission f_i de la figure 2, il existe une vitesse de rotation souhaitée Ω_i . Mais pour chaque état e des figures 5 et 7, il existe une vitesse de rotation disponible Ω_e . Un taux de performance $\tau_{e,i}$ pour chaque état e et chaque fraction de mission f_i est défini par l'équation (27). Puis un critère de performance global Cp_e relatif à un état e est défini par l'équation (28) en sommant les taux de performance $\tau_{e,i}$ pondérés par les fractions de mission f_i .

$$\tau_{e,i} = \begin{cases} \Omega_e / \Omega_i & \text{pour } \Omega_e \leq \Omega_i \\ 1 & \text{pour } \Omega_e > \Omega_i \end{cases} \tag{27}$$

$$Cp_e = \sum_i \tau_{e,i} \times f_i \tag{28}$$

Le mode sain à 5 phases de la figure 6 est évidemment capable de tenir intégralement le profil de mission, ainsi tous ses taux de performance $\tau_{5,i} = 1$ et son coefficient de performance $Cp_5 = 1$. Le mode dégradé à 4 phases ne permet d'assurer que les 3 premières fractions de mission sans diminution de la vitesse. Les taux de performance $\tau_{4,i}$ correspondants sont représentés sur la figure 8. Le coefficient de performance relatif à cet état 4 est $Cp_4 = 0.97$. Celui correspondant au mode dégradé à 3 phases non adjacentes est $Cp_{3na} = 0.81$ et $Cp_{3a} = 0.54$ pour le mode dégradé à 3 phases adjacentes.

Pour la configuration double étoile triphasée, le profil de mission est parfaitement assuré en mode sain et $Cp_6 = 1$. Le mode dégradé à une étoile conduit à un coefficient de performance $Cp_3 = 0.86$.

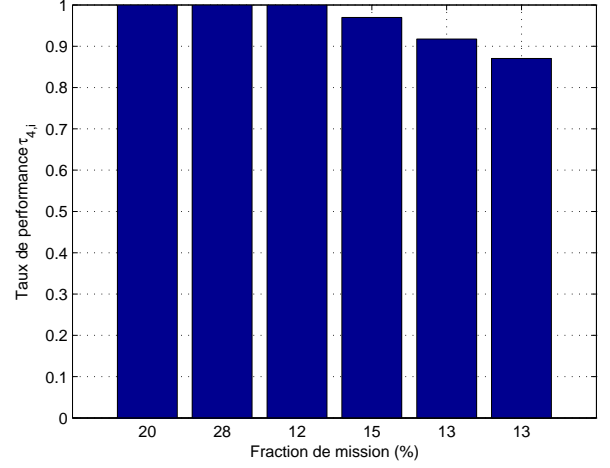


Fig. 8. Taux de performance de la configuration pentaphasée en mode dégradé à 4 phases

4.2. Fonction de fiabilité-performance

Les fonctions de fiabilité-performance $Rp(t)$ des systèmes double étoile triphasée (29) et pentaphasée (30) résultent respectivement des fonctions de fiabilité $R(t)$ des équations (14) et (24) dont les probabilités P_e sont pondérées par les coefficients de performance Cp_e relatifs aux différents états e .

$$Rp_{2 \times 3}(t) = P_6(t) + Cp_3 \cdot P_3(t) \tag{29}$$

$$Rp_5(t) = P_5(t) + Cp_4 \cdot P_4(t) + Cp_{3a} \cdot P_{3a}(t) + Cp_{3na} \cdot P_{3na}(t) \tag{30}$$

5. RÉSULTATS

5.1. Taux de défaillance

La méthode précédemment décrite permet d'accéder aux taux de défaillance de l'onduleur pour les 3 configurations retenues dans les modes sains et dégradés. Ces différents taux de défaillance sont indiqués sur la figure 9.

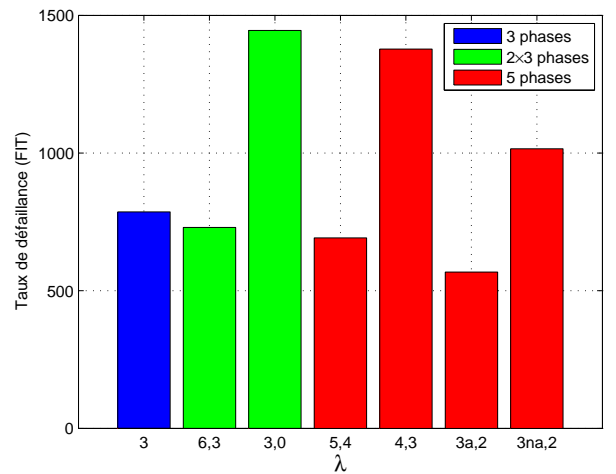


Fig. 9. Taux de défaillance dans les différents modes pour les 3 configurations retenues

Alors qu'une augmentation du taux de défaillance est attendue en fonction du nombre de SC utilisés dans l'onduleur impliquant une dégradation de la fiabilité structurelle, la figure 9

montre que les taux de défaillance en mode sain (λ_3 , $\lambda_{6,3}$ et $\lambda_{5,4}$) sont du même ordre de grandeur. Cet effet inattendu est à mettre sur le compte de la quantification imposée par le choix des modules IGBT. Le nombre limité de calibres en courant des modules disponibles du constructeur conduit à un « surdimensionnement » plus ou moins important des SC par rapport au courant nominal de la machine. Ainsi, en mode sain, les températures maximales estimées pour les jonctions des IGBT sont respectivement de 113°C dans la configuration triphasée, 99°C dans la configuration pentaphasée et 96°C dans celle double étoile triphasée. Du fait de la dépendance en fonction exponentielle de la température du taux de défaillance d'un SC de l'équation (2), la diminution minime des températures de jonction compense l'augmentation du nombre de SC sur le taux de défaillance global de l'onduleur. Dans le cas hypothétique de températures de jonction rigoureusement identiques dans toutes les configurations, le taux de défaillance de l'onduleur en mode sain est une fonction linéaire du nombre de SC. Ainsi, la multiplication du nombre de phases est susceptible de diminuer la fiabilité structurelle de la chaîne de conversion en augmentant son taux de défaillance en mode sain. La figure 9 montre une augmentation importante du taux de défaillance lors de l'unique reconfiguration du système double étoile triphasée ($\lambda_{3,0}$) et de la première reconfiguration du système pentaphasé ($\lambda_{4,3}$). En effet, la stratégie adoptée impose une saturation en courant plus fréquente du système pour tenir au mieux le profil de mission, provoquant ainsi une température moyenne des jonctions des SC plus élevée qu'en mode sain. A nouveau, la nature exponentielle du taux de défaillance d'un SC en fonction de sa température de jonction de l'équation (2) explique l'augmentation du taux de défaillance de l'onduleur de l'unique reconfiguration du système double étoile triphasée et de la première reconfiguration du système pentaphasé, bien que le nombre de SC sollicités diminue. Cette tendance n'est pas conservée lors de la seconde reconfiguration du système pentaphasé. Le maintien d'une FMM sinusoïdale dans le mode dégradé à 3 phases nécessite de réduire le courant dans une phase si 2 phases non-adjacentes sont en défaut, ou dans 2 phases dans le cas de la défaillance de 2 phases adjacentes comme le montre le tableau 3. Ainsi, la réduction du nombre de SC sollicités s'accompagne d'une diminution des contraintes thermiques sur les SC de un ou deux bras d'onduleur conduisant aux taux de défaillance $\lambda_{3a,2}$ et $\lambda_{3na,2}$ réduits par rapport à celui du mode dégradé à 4 phases $\lambda_{4,3}$. Cette diminution est observée sur la figure 9, elle est plus marquée pour le mode dégradé avec 2 phases adjacentes en défaut du fait de la réduction du courant dans 2 phases au lieu d'une seule dans le mode dégradé à 2 phases non adjacentes en défaut (tableau 3).

5.2. Fonction de fiabilité

La figure 10 montre l'évolution de la fonction de fiabilité $R(t)$ pour les 3 configurations retenues. La courbe rouge représente la fonction de fiabilité $R_5(t)$ du système pentaphasée, incluant les capacités de reconfiguration, telle que définie par l'équation (24). Cette configuration apparaît la meilleure en terme de fiabilité. La courbe verte décrit l'évolution de la fonction de fiabilité $R_{2 \times 3}(t)$ du système double étoile triphasée, montrant une nette supériorité de sa fiabilité par rapport à la structure triphasée classique servant de référence dont la fonction de fiabilité $R_3(t)$ est représentée en bleu. L'augmentation de la fiabilité fonctionnelle due à la multiplication du nombre de phases et aux capacités de reconfiguration(s) associées est ainsi quantifiée.

5.3. Fonction de fiabilité-performance

La figure 11 montre l'évolution au cours du temps de la fonction de fiabilité-performance telle qu'elle a été décrite par les équations (29) et (30).

Le code couleur est identique à celui utilisé pour les fonctions de fiabilité. La fonction de fiabilité-performance permet de modérer les conclusions concernant la fiabilité en intégrant

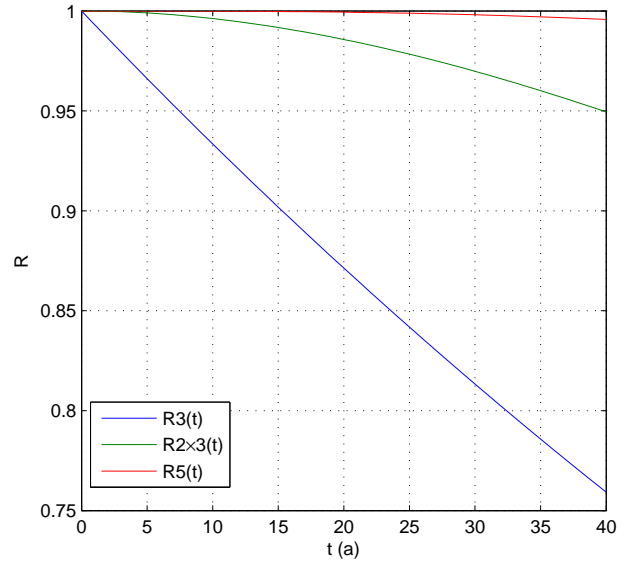


Fig. 10. Fonctions de fiabilité pour les 3 configurations retenues sur une durée de fonctionnement de 40 ans

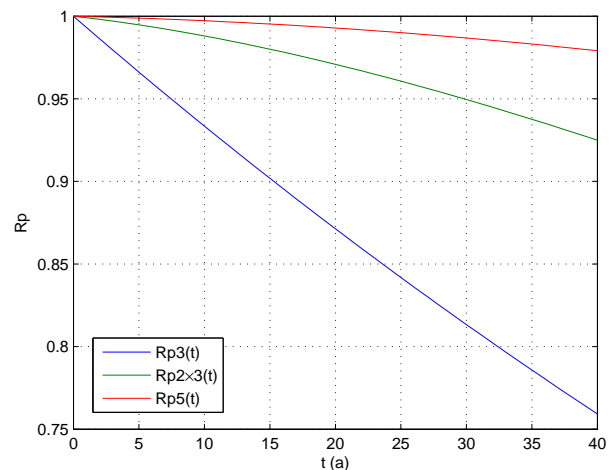


Fig. 11. Fonctions de fiabilité-performance pour les 3 configurations retenues sur une durée de fonctionnement de 40 ans

un critère de perte de performance due aux reconfigurations dans les modes dégradés. Si ces fonctions montrent une décroissance plus rapide que les fonctions de fiabilité pour les systèmes double étoile triphasée et pentaphasé, dans le cas présent, elles ne modifient pas la hiérarchie des systèmes exposée précédemment.

6. CONCLUSIONS

Cet article s'efforce de prendre en compte l'impact du profil de mission et des reconfigurations éventuelles sur le taux de défaillances des SC. En effet, il paraît illusoire d'utiliser des taux de défaillance indépendants des points de fonctionnement tant les mécanismes de dégradation sont sensibles à l'environnement thermique, électrique, mécanique et chimique auquel le composant ou le système est exposé [24]. Ainsi, concernant les composants d'électronique de puissance, l'estimation de leur durée de vie nécessite une connaissance précise des conditions de fonctionnement et d'environnement [25]. En aucun cas, la confiance que l'on peut accorder à une prévision de fiabilité ne

peut être meilleure que la confiance dans la prévision de ces conditions [12]. Cependant, les résultats obtenus dans cet article, s'ils intègrent bien les conditions de fonctionnement, sont extrêmement sensibles aux données d'entrée telles que l'énergie d'activation du processus de dégradation étudié ou le taux de défaillance de base (voir équation (2)). Ces données, obtenues par différentes méthodes telles que la modélisation physique de la défaillance, les retours d'expérience ou l'extrapolation de tests accélérés, demeurent très incertaines. Les résultats en valeur absolue sont à prendre avec précaution, il paraît plus prudent de considérer des valeurs relatives, d'où l'utilisation ici de la configuration triphasée de référence. Ainsi, le travail réalisé porte essentiellement sur les outils et les méthodes. Si certaines tendances étaient aisément prédictibles, les modèles de Markov permettent de les quantifier. En prenant en compte les capacités de reconfiguration envisagées, ils permettent de chiffrer la supériorité en termes de fiabilité de l'ensemble convertisseur statique/machine pentaphasé sur la structure double étoile triphasée. Ces modèles intègrent également l'évolution du taux de défaillance en fonction du mode de fonctionnement et peuvent également prendre en compte les capacités de réparation telles que dans [8]. Enfin, la dégradation de la performance en mode dégradé est quantifiée au travers d'une fonction de fiabilité-performance associant à chaque état du système un critère de performance.

Dans cette étude, seule la contrainte thermique sur les SC du convertisseur statique est prise en compte pour l'estimation de la fiabilité de la totalité du système. A ce titre, les cycles thermiques tels que dans [17] [20] sont à intégrer dans les futurs travaux car ils engendrent des phénomènes de fatigue importants dans les SC, dus aux écarts de coefficient d'expansion thermique entre les différentes couches de matériaux [24]. Pour compléter avantageusement le travail réalisé, la totalité de la chaîne de conversion est à prendre en compte dans l'étude de la fiabilité, notamment l'impact des reconfigurations sur la machine aux niveaux thermique et vibratoire. Les capteurs, les cartes électroniques de contrôle-commande interviennent également dans les aspects fiabilité. Dans [7], la défaillance des capteurs de courant et de l'encodeur de vitesse est quantifiée. Il faut garder à l'esprit qu'une augmentation de la fiabilité fonctionnelle par accroissement des capacités de reconfigurations nécessite une complexité accrue du système de contrôle-commande et donc une diminution de la fiabilité structurelle du système. Enfin, il faut rappeler que des solutions de conception et de dimensionnement de la machine et du convertisseur statique telles que dans [6] peuvent être envisagées pour ne pas atténuer les performances dans certains modes dégradés.

7. REMERCIEMENTS

Nous remercions Patrick JAUSSAUD, ingénieur en charge des AUV à l'IFREMER, pour nous avoir fourni les données d'une plongée de l'AUV AsterX à partir desquelles nous avons reconstitué le profil de mission de la figure 2.

8. RÉFÉRENCES

- [1] E. Levi, « Multiphase electric machines for variable-speed applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.55, no.5, pp.1893,1909, 2008.
- [2] B.C. Mecrow, A.G. Jack, J.A. Haylock and J. Coles, « Fault-tolerant permanent magnet machine drives », Electric Power Applications, IEEE Proceedings, vol.143, no.6, pp.437,442, 1996.
- [3] P. Chapouille, « Fiabilité. Maintenabilité », Techniques de l'ingénieur, t4300, 1980.
- [4] F. Sculler, « Génératrice synchrone à aimants permanents multi-étoile pour améliorer le facteur de charge d'une hydrolienne », Symposium de génie électrique, SGE 2016, 2016 - Grenoble
- [5] Y. Song, B. Wang, « Survey on reliability of power electronic systems », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.28, no.1, pp.591,604, 2013
- [6] H. Schwab, A. Klönne, S. Reck, I. Ramesohl, « Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application », European Power Electronic Conference. EPE 2003 - Toulouse
- [7] A. M. Bazzi, A. Dominguez-Garcia, P. T. Krein, « Markov reliability modeling for induction motor drives under field-oriented control », in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 2, pp. 534-546, 2012.
- [8] G. E. Murr, A. Griffio, J. Wang, Z. Q. Zhu, B. Mecrow, « Reliability assessment of fault tolerant permanent magnet AC drives » Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Yokohama, 2015, pp. 002777-002782.
- [9] C. Busca « Modeling lifetime of high power IGBTs in wind power applications - an overview », Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium, pp. 1408-1413, 2011.
- [10] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, « Toward reliable power electronics : challenges, design tools, and opportunities » Industrial Electronics Magazine, IEEE, vol.7, no.2, pp.17,26, 2013.
- [11] M. Ikonen « Power cycling lifetime estimation of IGBT power modules based on chip emperature modeling » thèse de doctorat, Lappeenranta University of Technology, 2012.
- [12] Guide FIDES 2009, édition A, téléchargé en octobre 2014 sur le site FIDES : <http://fides-reliability.org/>
- [13] M. Rausand, A.Hoyland, « System reliability theory - Models, statistical methods and applications », Seconde Edition, Wiley-Blackwell, 2004, ISBN-13 : 978-0741471332
- [14] E. Semail, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, « Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines », The European Physical Journal Applied Physics, vol. 22, no 03, p. 207-220, 2003.
- [15] P. Lezana, J. Pou, T.A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, F. Richardeau, « Survey on fault operation on multilevel inverters », IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.57, no.7, pp.2207,2218, 2010
- [16] Documentation constructeur des modules SK75GB066T, SK100GB066T and SK150GB066T téléchargée en février 2015 sur le site SEMIKRON : <http://www.semikron.com/prtextoducts/product-classes/igbt-modules.html>
- [17] L. GopiReddy, L.M. Tolbert, B. Ozpineci, « Lifetime prediction of IGBT in a STATCOM using modified-graphical rainfall counting algorithm », IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.3425-3430, 2012
- [18] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, « Application manual-power semiconductors », SEMIKRON International GmbH, téléchargé en avril 2014 sur le site SEMIKRON : <http://www.semikron.com/service-support/downloads.html#show/>
- [19] Alpha and Omega Semiconductor, « Power Semiconductor reliability handbook », téléchargé en avril 2014 sur le site Alpha et Omega : <http://www.aosmd.com/media/reliability-handbook.pdf>
- [20] T. Kovaltchouk, J. Aubry, B. Multon, H. Ben Ahmed, « Influence of IGBT current rating on the thermal cycling lifetime of a power electronic active rectifier in a direct wave energy converter », 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-10, 2013
- [21] B. Backlund, R. Schnell, U. Schlapbach, R. Fischer, E. Tsyplakov, « Applying IGBTs-Application note », ABB Switzerland Ltd Semiconductors, Mai 2012, téléchargé en avril 2014 sur le site ABB : <http://www.abb.com/abblibrary/DownloadCenter/default.aspx?CategoryID=9AAC910029&View=Result&DocumentKind=Application+Note>
- [22] M. A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, 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, no. 5, pp. 1956-1965, 2008.
- [23] H.A. Toliyat, « Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.4, pp.748,756, 1998
- [24] J.W. McPherson « Reliability physics and engineering », Seconde Edition, Springer, 2013, ISBN-13 : 978-3319001210
- [25] M. Bouarroudj-Berkani, L. Dupont, « Fatigue des composants électroniques de puissance - Physique de défaillance. », Techniques de l'ingénieur, d3126, 2010