

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique
Laboratoire de Maitrise des Energies Renouvelables

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT

Domaine : Sciences et Technologies, Filière : Électrotechnique
Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Présentée par

AMIROUCHE Elyazid

Thème

**Modélisation dynamique et commande d'une génératrice hydrolienne
polyphasée en fonctionnement non conventionnel**

Soutenue le : 03/02/2022 Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom

Grade

Mr SAOU Rachid	Prof	Univ. de Béjaïa	Président
Mr GHEDAMSI Kaci	Prof	Univ. de Béjaïa	Rapporteur
Mr IFFOUZAR Koussaila	MCA	ESSA d'Alger	Rapporteur
Mr CHAOUI Abdelmadjid	Prof	Univ. de Sétif 1	Examineur
Mr OUARI Kamel	MCA	Univ. de Béjaïa	Examineur
Mr AOUZELLAG Djamel	Prof	Univ. de Béjaïa	Invité

Année Universitaire : 2021/2022

AMIROUCHE ELYAZID

MODELISATION DYNAMIQUE ET COMMANDE D'UNE GENERATRICE HYDROLIENNE POLYPHASEE EN FONCTIONNEMENT NON CONVENTIONNEL

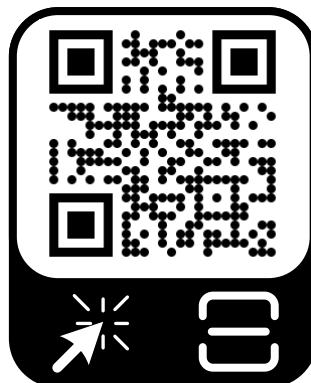
Version du manuscrit : Ver 1.0.1
Révisé le 20-02-2022

Thèse de doctorat
AMIROUCHE Elyazid © 2022
Laboratoire de Maitrise des Énergies Renouvelables (LMER)
Université de Bejaia

Vous pouvez contribuer à l'amélioration de ce manuscrit en
envoyant vos remarques à l'auteur sur son adresse email

elyazid.amirouche@hotmail.com

Cliquer ou scanner pour vérifier les mises à jour



Remerciements

La louange est à Allah le seul et l'unique, et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui.

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du laboratoire de maîtrise des énergies renouvelables (LMER) de l'université de Bejaïa, sous la direction de Mr. Ghedamsi Kaci, Professeur à l'université de Bejaïa, et Mr. Iffouzar Koussaila, Maître de conférence habilité à l'école supérieure des sciences appliquées d'Alger et également membre du laboratoire LMER.

Je tiens particulièrement à remercier mes deux directeurs de thèse, pour leur direction attentive et appuie scientifique, qui ont conduit au bon déroulement de mes travaux de thèse. Sans oublier Mr. Aouzellag Djamal, Professeur à l'université de Bejaïa et également membre du laboratoire LMER, pour sa forte implication, ses énormes contributions et conseils judicieux, sans lesquels le présent travail n'aurait pu être convenablement accompli.

Je les remercie également pour tous les efforts qu'ils ont fournis durant l'élaboration et la correction de cette thèse ainsi que les autres productions scientifiques publiées ou en cours de publication.

Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à Mr. Saou Rachid, Professeur à l'université de Bejaïa, pour m'avoir fait l'honneur en acceptant de présider le jury de cette thèse. Un remerciement particulier aussi à tous les membres du jury, Mr. Ouari Kamel, Maître de conférence habilité à l'université de Bejaïa, et Mr. Chaoui Abdelmadjid, Professeur à l'université de Sétif 1, qui m'ont honoré en acceptant d'être examinateurs dans le jury.

Mes remerciements vont aussi à ma famille, et plus particulièrement mes inestimables parents et mes frères et sœurs, ainsi qu'aux membres du laboratoire LMER et sans oublier mes chers amis, avec lesquels j'ai passés des périodes heureuses et plâines de bonheur, et qui m'ont soutenu le long de mon parcours.

Je tiens également à remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin au succès de mes travaux de thèse.

Dédicace

Je dédie le présent travail à

Ma grand-mère

Mes parents

Mes frères et sœurs

Toute ma famille

Mes amis

Liste des travaux publiés

Articles de journaux classe A

- ↗ Amirouche E, Iffouzar K, Houari A, et al. (2021) Improved control strategy of dual star permanent magnet synchronous generator based tidal turbine system using sensorless field oriented control and direct power control techniques. *Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects* 00(00). Taylor & Francis: 1–22. DOI: 10.1080/15567036.2021.1902429.
- ↗ Amirouche E, Iffouzar K, Houari A, et al. (2022) New Diagnostic and Severity Estimation Method for Inter-Turn Short Fault for Dual Star Permanent Magnet Synchronous Generator. *Arabian Journal for Science and Engineering*. Springer Berlin Heidelberg. DOI: 10.1007/s13369-021-06445-2.

Articles de journaux classe B

- ↗ Amirouche E, Iffouzar K, Aouzellag D, et al. (2021) Improved Control Strategy of DS-PMSG Based Standalone Tidal Turbine System Using Sensorless Field Oriented Control. *Mathematical Modelling of Engineering Problems* 8(2): 293–301. DOI: 10.18280/mmep.080218.

Communications internationales

- ↗ Amirouche E, Ghedamsi K and Aouzellag D (2019a) Simulation study of the dual star permanent magnet synchronous machine using different modeling approaches with an open circuit fault. *The Electrical Engineering International Conference EEIC'19*. DOI: 10.6084/m9.figshare.16577867.
- ↗ Amirouche E, Ghedamsi K and Aouzellag D (2019b) Tidal power systems: A review. *The Electrical Engineering International Conference EEIC'19*: 58–63. DOI: 10.6084/m9.figshare.14541687.
- ↗ Amirouche E, Lyes K, Kaci G, et al. (2021) Simulation Study of the Dual Star Permanent Magnet Synchronous Machine Using Different Modeling Approaches. In: *Lecture Notes in Electrical Engineering*, pp. 389–405. DOI: 10.1007/978-981-15-6403-1_27.
- ↗ Amirouche E, Hammoudi Y, Iffouzar K, et al. (2021) New Fuzzy Speed Controller For Dual Star Permanent Magnet Synchronous Motor. In: *2021 IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA*, 25 May 2021, pp. 69–73. IEEE. DOI: 10.1109/MI-STA52233.2021.9464422.

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VIII
Nomenclature	IX
Introduction générale	1
Chapitre I. État de l'art sur les systèmes de conversion d'énergie marémotrice	4
I.1. Introduction	4
I.2. Énergie marémotrice	5
I.3. Structure générale d'un système de conversion d'énergie marémotrice	7
I.4. Turbines hydroliennes	7
I.5. Machines synchrones à aimants permanents multiphasée	11
I.6. Commande sans capteurs des machines électriques	14
I.7. Conclusion	15
Chapitre II. Système de conversion d'énergie marémotrice : Schéma de puissance et modélisation mathématique	17
II.1. Introduction	17
II.2. Modèle mathématique des marées	18
II.3. Modèle mathématique de la turbine	20
II.4. Modèle mathématique de la machine synchrone double étoile à aimants permanents	21
II.4.a. Modèle mathématique dans le référentiel naturel abc	21
II.4.b. Modèle simplifié dans le plan double dq	26
II.4.c. Modèle simplifié dans le plan dq composé (modèle dq étendu)	29
II.4.d. Résultats de simulation et interprétations	33
II.5. Modélisation du convertisseur statique	34
II.5.a. Modèle mathématique du convertisseur triphasé à deux niveaux	34

II.5.b. Commande vectorielle d'un convertisseur triphasé à deux niveaux	35
II.6. Conclusion	39
<u>Chapitre III. Commande d'un système de conversion d'énergie marémotrice connecté au réseau électrique</u>	40
III.1. Introduction	40
III.2. Contrôle du convertisseur côté machine	42
III.2.a. Commande par orientation de flux	42
III.2.b. Filtre de Kalman étendu	43
III.2.c. Contrôleur flou de vitesse	46
III.3. Contrôle du convertisseur coté réseau	49
III.4. Résultats de simulation et interprétations	52
III.5. Erreur d'estimation de la position rotorique : analyse approfondie et proposition d'une solution	57
III.5.a. Analyse détaillée de l'erreur d'estimation de la position	57
III.5.b. Algorithme de compensation de l'erreur de position proposé	58
III.6. Résultats de simulation et interprétations	60
III.7. Conclusion	61
<u>Chapitre IV. MSAPDE en mode dégradé : analyse du comportement et fonctionnement poste-défaut</u>	62
IV.1. Introduction	62
IV.2. Défauts d'ordre mécanique	63
IV.3. Défauts d'ordre électromagnétique	65
IV.3.a. Défauts magnétiques	65
IV.3.b. Défauts de convertisseur	68
IV.3.c. Défauts statoriques	73
IV.4. Analyse du comportement de la MSAPDE durant un défaut de court-circuit entre spires	84
IV.4.a. Modélisation mathématique de la MSAPDE durant un défaut ITSF	84
IV.4.b. Analyse du comportement du courant du court-circuit	88
IV.4.c. Résultats de simulation et interprétations	89
IV.5. Conclusion	94
<u>Chapitre V. Techniques de diagnostic des défauts de MSAPDE</u>	96
V.1. Introduction	96

V.2. Diagnostic des défauts des machines à courant alternatif	97
V.3. Nouvelle technique de diagnostic de défaut de court-circuit entre spires de MSAPDE	100
V.3.a. Calcul du descripteur de défaut σ	101
V.3.b. Résultats de simulation et interprétations	104
V.4. Conclusion	108
Conclusion générale	109
Annexes	i
Bibliographie	xi

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1: Exemple d'évolution de la vitesse du courant de marée semi-diurne en fonction de la phase lunaire --	6
Figure I.2: Structure générale d'un système de conversion d'énergie marémotrice-----	7
Figure I.3: Schéma représentatif d'une turbine hydrolienne à axe horizontal -----	8
Figure I.4: Schéma représentatif d'une turbine hydrolienne à axe vertical -----	9
Figure I.5: Modèle 3D de la turbine hydrolienne Stingray de type hydroptère oscillant-----	10
Figure I.6: Turbine OpenCenter en cours de déploiement dans le Minas Passage, Canada-----	10
Figure I.7: Comportement des flux d'une machine double étoile lors d'une ouverture d'une phase statorique ---	12

Chapitre II

Figure II.1: Schéma global de puissance du système étudié -----	17
Figure II.2: Évolution du coefficient de marée pour le mois de mai 2022 pour Arzew, Oran, Algérie -----	19
Figure II.3: Coefficient de puissance d'une TH à axe horizontal à angle de calage fixe -----	20
Figure II.4: Schéma synoptique de la turbine à axe horizontal-----	20
Figure II.5: Schéma explicatif de la construction d'une MSAPDE à une paire de pôles -----	21
Figure II.6: Configurations des neutres d'une MSAPDE alimentant deux charges triphasées -----	24
Figure II.7: Représentation de deux enroulements triphasés dans le plan Ddq -----	26
Figure II.8: Représentation de deux enroulements triphasés dans le plan dq composé -----	30
Figure II.9: Schéma du système étudié -----	33
Figure II.10: Évolution de la vitesse (a) et du couple électromagnétique (b) dans le temps -----	33
Figure II.11: Évolution des courants statoriques (a) et de la tension au bornes de la machine (b) dans le temps-----	33
Figure II.12: Structure de base d'un convertisseur statique à deux niveaux -----	34
Figure II.13: Comportement de la technique de commande SVM dans le plan de Concordia -----	37
Figure II.14: Séquence de commutation simple de la technique SVM -----	38
Figure II.15: Double séquence de commutation de la technique SVM -----	38
Figure II.16: Schéma synoptique de l'algorithme de commande SVM -----	39

Chapitre III

Figure III.1: Schéma général du système étudié -----	41
Figure III.2: Schéma synoptique de la technique de commande FOC -----	42
Figure III.3: Explication schématique du comportement de l'algorithme selon la valeur du gain de Kalman -----	46
Figure III.4: Schéma synoptique du EKF -----	46
Figure III.5: Structure générale d'un FLC -----	47
Figure III.6: Schéma synoptique du FSC -----	48

Figure III.7: Ensembles flous utilisés pour le FLC	48
Figure III.8: Schéma synoptique de la technique de commande DPC	50
Figure III.9: Schéma général d'un filtre LCL avec une résistance d'amortissement	50
Figure III.10: Plan de Concordia coupé en douze secteurs	52
Figure III.11: (a)- Profil du courant de marée; (b)- Vitesse mécanique de l'arbre de la machine: référence, valeur estimée et valeur actuelle	53
Figure III.12: (a)- Erreur d'estimation de la vitesse mécanique du générateur (b)- Erreur d'estimation de la position mécanique de l'arbre	53
Figure III.13: Valeurs réelles et estimées des courants directs (a) et quadratique (b)	54
Figure III.14: Courants commandés et leurs références	54
Figure III.15: Courants commandés de la deuxième sous-machine et leurs références	54
Figure III.16: Couple électromagnétique réel et sa référence	54
Figure III.17: Tension imposée par le redresseur SVM sur la phase a_1	55
Figure III.18: Tension du bus continu	55
Figure III.19: Puissances active et réactive injectées au réseau	55
Figure III.20: Déphasage entre la tension du réseau et le courant injecté	55
Figure III.21: Résultat de l'analyse harmonique du courant de réseau	56
Figure III.22: Puissance mécanique sur l'arbre du générateur et la puissance active injectée au réseau	56
Figure III.23: Rendement global du système étudié	56
Figure III.24: Repères dq réel et estimé dans le sous plan n	57
Figure III.25: Évolution de l'amplitude du courant statorique (en pu) en fonction de l'erreur de la position électrique	58
Figure III.26: Méthode de correction de la position proposée	59
Figure III.27: Erreur d'estimation de la vitesse mécanique du générateur	60
Figure III.28: Erreur d'estimation de la position mécanique: valeur réelle et valeur estimée	60
Figure III.29: Valeurs réelles et estimées des courants direct (a) et quadratique (b)	60
Figure III.30: Rendement global du système étudié avec l'introduction de la CEP	60
Figure III.31: Erreur de position électrique avec une position initiale non nulle	61

Chapitre IV

Figure IV.1: Représentation schématique des différents défauts qui peuvent survenir dans une machine double étoile à AP associée à un convertisseur statique	62
Figure IV.2: Démagnétisation totale (a) et partielle (b) des aimants d'une machine à AP	66
Figure IV.3: Courbe de magnétisation de AlNiCo 5, où T_1 et T_2 sont les températures de l'AP	66
Figure IV.4: Schéma synoptique d'un convertisseur matriciel triphasé	69
Figure IV.5: Stratégie de tolérance aux défauts de convertisseur par l'ajout d'un quatrième bras redondant	70
Figure IV.6: Nouvelle configuration des vecteurs de la technique de commande SVM lors d'un défaut SOC (a) et SSC (b) de l'interrupteur du haut de la phase a, avec en rouge les vecteurs défectueux	71
Figure IV.7: Convertisseur à deux niveaux et convertisseur multi-niveaux à structure NPC	71
Figure IV.8: Convertisseur modulaire composé de plusieurs cellules de pont H en cascade	72

Figure IV.9: Schéma synoptique du système étudié-----	74
Figure IV.10: Configuration des courants statoriques lors de l'ouverture de la phase a_1 -----	74
Figure IV.11: Représentation vectorielle des courants statoriques avant (a) et après (b) le défaut OPF dans la phase a_1 (Configuration 4N)-----	75
Figure IV.12: Courant du neutre de la machine lors de l'ouverture de la phase a_1 -----	76
Figure IV.13: Couple électromagnétique du générateur lors de l'ouverture de la phase a -----	76
Figure IV.14: Flux de l'entrefer du générateur lors de l'ouverture de la phase a_1 -----	77
Figure IV.15: Configuration des courants statoriques lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 dans la configuration 4N-----	79
Figure IV.16: Représentation vectorielle des courants statoriques avant (a) et après (b) l'ouverture de la phase c_2 en plus de la phase a_1 -----	79
Figure IV.17: Configuration des courants statoriques lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 dans la configuration 1N-----	80
Figure IV.18: Flux de l'entrefer du générateur lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 -----	80
Figure IV.19: Couple électromagnétique du générateur lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 -----	80
Figure IV.20: Comportement des courants statoriques de la MSAPDE lors d'un court-circuit entre la phase a_1 et le point neutre (TSC1) (a), et entre les phases a_1 et b_1 (TSC2) (b)-----	81
Figure IV.21: Comportement du couple électromagnétique de la MSAPDE lors d'un court-circuit entre la phase a_1 et le point neutre (TSC1) (a), et entre les phases a_1 et b_1 (TSC2) (b)-----	82
Figure IV.22: Comportement du flux d'entrefer de la MSAPDE lors d'un court-circuit entre la phase a_1 et le point neutre (TSC1) (a), et entre les phases a_1 et b_1 (TSC2) (b)-----	82
Figure IV.23: Configuration des bobines de la MSAPDE durant un défaut ITSF dans la phase a_1 -----	84
Figure IV.24: Schéma de contrôle utilisé pour l'analyse du comportement du générateur durant un défaut ITSF	89
Figure IV.25: Évolution du courant du court-circuit en fonction de la vitesse de rotation-----	90
Figure IV.26: Évolution du couple électromagnétique de la machine en fonction de la vitesse de rotation-----	90
Figure IV.27: Évolution de l'amplitude du courant du court-circuit en fonction des courants direct et quadratique-----	91
Figure IV.28: Valeur moyenne du couple (a) et ses ondulation (b) en fonction des courants direct et quadratique-----	91
Figure IV.29: Évolution de l'amplitude du courant du court-circuit en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut-----	92
Figure IV.30: Évolution de la valeur moyenne du couple en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut-----	93
Figure IV.31: Évolution du taux des ondulations du couple en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut-----	93

Chapitre V

Figure V.1: Intégration d'algorithme de diagnostic de défauts avec la commande de la machine-----	96
Figure V.2: Schéma général de la technique de diagnostic basée sur le modèle du système-----	97
Figure V.3: Schéma général de la technique de diagnostic basée sur une base de connaissance-----	99

Figure V.4: Comportement de σa_1 en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut	103
Figure V.5: Schéma d'implémentation de l'algorithme de diagnostic proposé	104
Figure V.6: Système utilisé pour le test de l'algorithme de diagnostic proposé	104
Figure V.7: (a)- Vitesse du courant de marée; (b) et (c)- Vitesse de rotation de la génératrice dans les situations S1 et S2 respectivement	105
Figure V.8: Couple électromagnétique de la génératrice dans les situations S1 (a) et S2 (b)	106
Figure V.9: Courant de la phase a_1 et courant du court-circuit dans les situations S1 (a) et S2 (b)	106
Figure V.10: Évolution de σa_1 en fonction du temps dans les situations S1 (a) et S2 (b)	106
Figure V.11: Évolution de l'ITSF-FD de la première étoile en fonction du temps dans le repère de Concordia dans les situations S1 (a) et S2 (b)	106
Figure V.12: Évolution de l'amplitude de σa_1 dans la situation S1 (a) et S2 (b), et de son angle de déphasage dans S1 (c) et S2 (d).....	107
Figure V.13: Comparaison des amplitudes des ITSF-FD des trois phases de la première étoile dans la situation S1	107
Figure V.14: Comportement de σa_1 face à l'incertitude paramétrique dans la situation S2	108

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau II.1: Extrait de la table des marées de Arzew pour la première quinzaine du mois de mai 2022-----	19
Tableau II.2: Vecteurs de commande du convertisseur et les tensions qu'ils imposent sur le côté AC-----	36

Chapitre III

Tableau III.1: Table d'inférence floue proposée pour le FSC -----	48
Tableau III.2: Table de commutation DPC -----	52

Chapitre IV

Tableau IV.1: Proportion d'altération des amplitudes des courants de la machine lors de l'ouverture de la phase a_1 -----	75
Tableau IV.2: Proportion d'altération du couple électromagnétique de la machine lors de l'ouverture de la phase a_1 -----	76
Tableau IV.3: Comportement du couple électromagnétique et des courants de la machine lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 dans les configurations 4N et 1N-----	81
Tableau IV.4: Résumé des conclusions obtenues de l'étude présentée dans la section IV.4.c-----	94

Chapitre V

Tableau V.1: Les indices X, Y et Z correspondant pour chaque phase surveillée -----	102
Tableau V.2: Évolution de la résistance de contact en fonction du temps de simulation -----	105

Nomenclature

Abréviations

ANN : Artificial Neural Network

AP : Aimant Permanent

CCM : Convertisseur Côté Machine

CCR : Convertisseur Côté Réseau

CEP : Compensation de l'Erreur de Position

Ddq : Plan Double dq

DPC : Direct Power Control

EKF : Extended Kalman Filter

FEA : Finite-Element Analysis

FEM : Force Électromotrice

FLC : Fuzzy Logic Controller

FMM : Force Magnétomotrice

FOC : Field Oriented Control

FPSC : Fundamental Phase-Shift Compensation

FSC : Fuzzy Speed Controller

GES : Gaz à Effet de Serre

GIEC : Groupe d'expert Intergouvernemental sur l'Évolution du Climat

hm : Heure de marée

IDF : Irreversible Demagnetisation Fault

ITSF : Inter-Turn Short Fault

LUT : LookUp Table

MADA : Machine Asynchrone Double Alimentée

MCHB : Modular Cascaded H-Bridge

ML : Minimum Losses

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion

MRAS : Model Reference Adaptive System

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

MSAPDE : Machine Synchrone à Aimants Permanents Double Étoile

- MT : Maximum Torque
 NPC : Neutral Point Clamping
 OPF : Open Phase Fault
 ppm : Partie Par Million
 SCEM : Système de Conversion d'Énergie Marémotrice
 SMO : Sliding Mode Observer
 SOC : Switch Open-Circuit
 SSC : Switch Short-Circuit
 SVM : Space Vector Modulation
 TAH : Turbine à Axe Horizontal
 TH : Turbine Hydrolienne
 TSC : Terminal Short Circuit
 TSR : Tip Speed Ratio
 UMP : Unbalanced Magnetic Pull
 VF-DPC : Virtual Flux based Direct Power Control

Indices

- X_{01}, X_{d1}, X_{q1} : Composantes homopolaire, directe et quadratique respectivement de la première sous-machine du modèle double dq
 X_{02}, X_{d2}, X_{q2} : Composantes homopolaire, directe et quadratique respectivement de la deuxième sous-machine du modèle double dq
 X_{a0}, X_{ad}, X_{aq} : Composantes homopolaire, directe et quadratique respectivement de la deuxième sous-machine du modèle dq composé le repère naturel
 X_{abc} : Vecteur colonne de la variable X dans le repère naturel
 X_{abc1}, X_{abc2} : Vecteur colonne de la variable X de l'étoile 1 et 2 dans le repère naturel
 X_{abcf} : Vecteur colonne de la variable X dans le repère naturel incluant les variables relatives au défaut ITSF
 X_{Cabc} : Vecteur colonne de la variable X relative au CCR dans le repère naturel
 X_{Ddq} : Vecteur colonne de la variable X dans le plan double dq
 X_{dq} : Vecteur colonne de la variable X dans le plan dq composé
 X_k : Valeur de la variable X à l'étape actuelle
 X_{k-1} : Valeur de la variable X à l'étape précédente
 X_{n0}, X_{nd}, X_{nq} : Composantes homopolaire, directe et quadratique respectivement de la première sous-machine du modèle dq composé
 X_{Rabc} : Vecteur colonne de la variable X relative au réseau dans le repère naturel
 X_α, X_β : Composantes dans le repère biphasé fixe de Concordia de la variable X

Symboles

- μ : Ratio du défaut ITSF
- C : Coefficient de marée
- C_{dc} : Capacité de filtrage du bus continu [**F**]
- C_f : Capacité de filtrage du filtre LCL [**F**]
- C_k : Matrice de mesure
- C_p : Coefficient de puissance de la turbine
- de' : Taux normalisé de variation de l'erreur du FSC [**rad/s²**]
- dT_e' : Taux de variation normalisé du couple de référence [**N.m/s**]
- e' : Valeur normalisée de l'erreur du FSC [**rad/s**]
- e : Valeur non normalisée de l'erreur du FSC [**rad/s**]
- E : Amplitude de la FEM de la machine [**V**]
- e_{abc} : Vecteur colonne de la FEM
- e_f : FEM des spires en court-circuit de la machine [**V**]
- f : Coefficient de frottement visqueux de la machine [**N.m.s/rad**]
- G_{de} : Facteur d'échelle du taux de variation de l'erreur du FSC
- G_e : Facteur d'échelle de l'erreur du FSC
- G_{Te} : Facteur d'échelle du taux de variation du couple de référence du FSC
- I : Matrice identité
- i_{dc} : Courant du bus continu (à la sortie du CCM) [**A**]
- i'_{dq} : Vecteur colonne du courant de la machine dans le plan dq composé tel vu par l'algorithme de commande
- i_{lf} : Courant des spires en défaut de la machine avec un défaut ITSF [**A**]
- I_m : Amplitude du courant de la machine [**A**]
- i_{rf} : Courant du court-circuit de la machine avec un défaut ITSF [**A**]
- J : Inertie totale de la masse tournante [**kg.m²**]
- K_k : Gain de Kalman
- L_{a1h} : Inductance propre de la partie saine de la phase a_1 [**H**]
- L_f : Inductance propre des spires en défauts [**H**]
- L_{in} : Inductance coté convertisseur du filtre LCL [**H**]
- L_{out} : Inductance coté réseau du filtre LCL [**H**]
- $L_s(\theta)$: Matrice d'inductance de la machine dans le repère naturel
- L_{s0} : Inductance statorique propre de la machine [**H**]
- L_{s2n} : Coefficient de l'harmonique n de l'inductance propre statorique [**H**]

- L_{sl} : Inductance de fuite statorique de la machine [**H**]
 L_{sT1} : Matrice d'inductance de la machine dans le plan double dq
 L_{sTp} : Matrice d'inductance de la machine dans le plan dq composé
 m : Inductance de magnétisation de la machine [**H**]
 M_{d1}, M_{d2} : Inductances mutuelles des axes directs des deux sous-machine du modèle double dq [**H**]
 M_f : Inductance de magnétisation des spires en défaut [**H**]
 M_h : Inductance de magnétisation des parties saine de bobinage statorique [**H**]
 M_{q1}, M_{q2} : Inductances mutuelles des axes quadratiques des deux sous-machine du modèle double dq [**H**]
 $\hat{\theta}$: Position estimé du rotor [**rad**]
 θ : Angle électrique instantané [**rad**]
 P : Nombre de paires de pôles de la machine
 p : Puissance active [**W**]
 \hat{p}_k : Matrice covariance de l'estimation du EKF
 p_k : Matrice covariance de l'état du système
 P_t : Puissance mécanique sur l'arbre de la turbine [**W**]
 Q : Matrice covariance du bruit du système
 q : Puissance réactive [**VA**]
 R : Matrice covariance du bruit de mesure
 r : Matrice résistance de la machine
 R_d : Résistance d'amortissement du filtre LCL [**Ω**]
 r_f : Résistance de court-circuit de la machine en défaut ITSF [**Ω**]
 R_t : Rayon de la turbine [**m**]
 S : Puissance apparente [**VA**]
 S_a, S_b, S_c : État des interrupteurs du convertisseur
 $T(\theta)$: Matrice de transformation de Concordia combinée la matrice de rotation de Park
 t_0, t_n, t_{n+1} : Temps d'application des vecteurs \bar{V}_0, \bar{V}_n et \bar{V}_{n+1} respectivement [**s**]
 $T_1(\theta)$: Matrice de transformation depuis le repère naturel vers le plan double dq
 T_e : Couple électromagnétique de la machine [**N.m**]
 T_m : Couple mécanique disponible sur l'arbre de la machine/turbine [**N.m**]
 $T_p(\theta)$: Matrice de transformation depuis le repère naturel triphasé vers le repère biphasé tournant
 T_s : Temps d'une séquence de commutation de l'algorithme SVM [**s**]
 $T_{\alpha\beta}$: Matrice de transformation depuis le repère naturel vers le plan biphasé fixe de Concordia
 u_k : Vecteur de commande du modèle d'état d'un système quelconque

$\bar{V}_0, \bar{V}_n, \bar{V}_{n+1}$: Vecteurs sélectionnés pour les appliquer au convertisseur

V_{dc} : Tension du bus continu [**V**]

v_k : Distribution gaussienne d'une valeur moyenne nulle décrivant le bruit de mesure

\vec{V}_m : Vecteur vitesse des marées

v_m : Valeur instantanée de la vitesse du courant de marée [**m/s**]

\vec{V}_{me} : Vecteur vitesse de la morte eau

\bar{v}_s : Vecteur tension de référence du convertisseur

\vec{V}_{ve} : Vecteur vitesse de la vive eau

W_c : Co-énergie de la machine [**J**]

w_k : Distribution gaussienne d'une valeur moyenne nulle décrivant le bruit du système

W_{PM} : Énergie des aimants permanents [**J**]

\hat{x} : Vecteur d'état estimée du EKF

y_k : Vecteur colonne de la mesure actuelle du système

α : Angle de déphasage entre les deux étoiles de la machine [**rad**]

γ_v : Angle instantané du vecteur tension de référence du convertisseur statique [**rad**]

γ_φ : Angle instantané du vecteur flux virtuel du réseau [**rad**]

$\Delta\theta$: Erreur de l'estimation de l'erreur de la position du rotor [**rad**]

λ : Ratio de vitesse en bout de pales

ρ : Masse volumique de l'eau de mer [**kg/m³**]

σ_X : ITSF-FD de la phase X [**Wb/A**]

φ_0 : Angle de déphasage du courant statorique par rapport à la tension induite [**rad**]

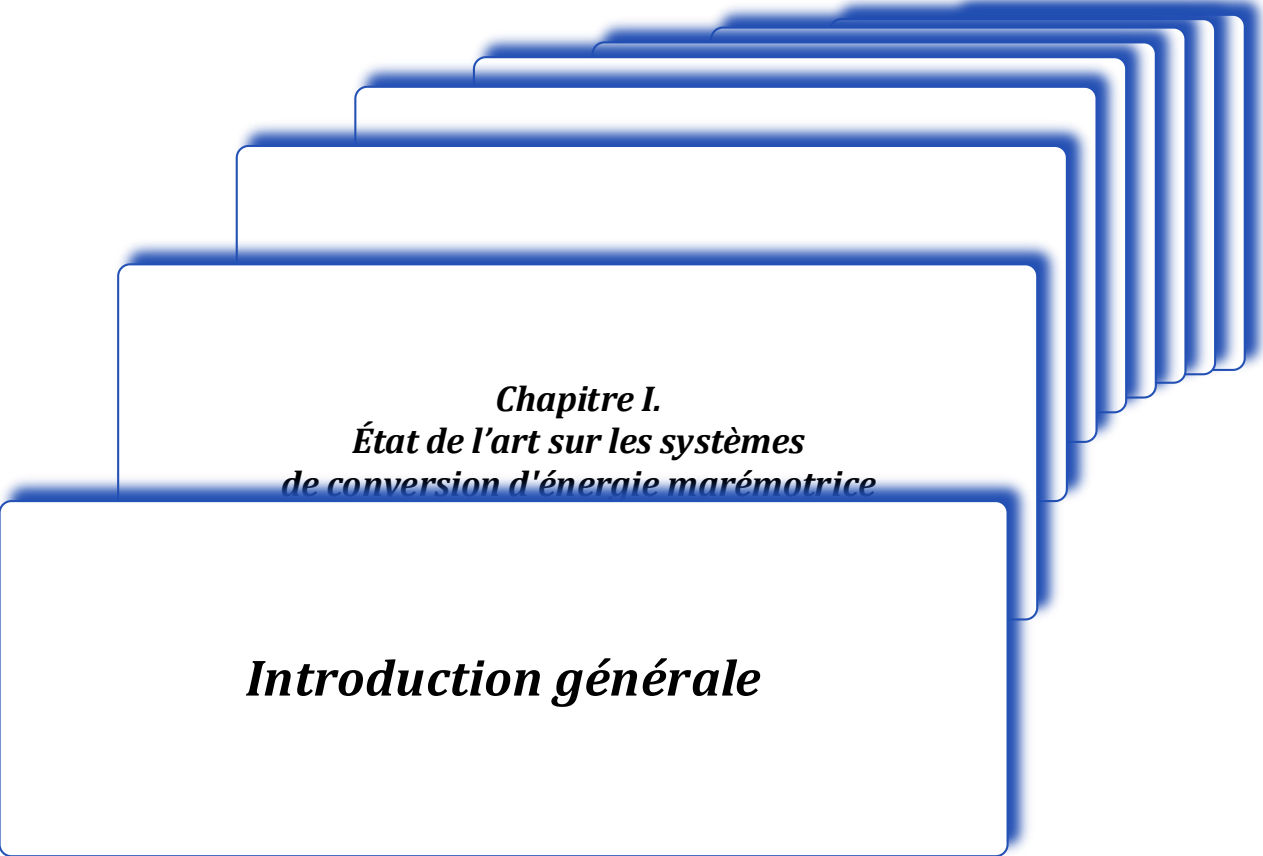
Ψ_{pm} : Amplitude du flux imposé par les aimants permanents dans l'entrefer [**Wb**]

Ω : Vitesse angulaire de la machine [**rad/s**]

ω_e : Pulsation électrique de la tension statorique de la machine [**rad/s**]

ω_R : Pulsation électrique de la tension du réseau [**rad/s**]

Ω_t : Vitesse mécanique de la turbine [**rad/s**]



*Chapitre I.
État de l'art sur les systèmes
de conversion d'énergie marémotrice*

Introduction générale

Introduction générale

Le dérèglement climatique est de nos jours le thème central de plusieurs débats à travers le monde entier. Pour en minimiser les dégâts et ralentir la détérioration de la terre causée par l'Homme, plusieurs sommets et accords mondiaux ont eu lieu. Parmi les conventions mondiales dans ce contexte, la réduction et la minimisation des émissions des gaz à effet de serre, causées principalement par l'usage important et non contrôlé des énergies fossiles, dont les réserves mondiales continuent de diminuer grandement de telle façon que l'avenir de l'industrie moderne devient inquiétant [1]. Ceci en favorisant l'exploitation des énergies issues de sources renouvelables. Ainsi, depuis quelques décennies, de nouvelles sources d'énergies émergent, et les technologies utilisées pour leur exploitation n'ont cessées d'être améliorées du point de vue coût, rendement, et robustesse.

Parmi les sources d'énergie renouvelable prometteuses, les mers et les océans reçoivent un intérêt particulier, car ce sont le siège de nombreuses formes d'énergie, telle que les vagues, les courants marins, l'énergie éolienne offshore, les énergies thermique et osmotique. Grâce à sa large et précise prédictibilité et son énorme potentiel, l'énergie marémotrice, issue des courants marins, se distingue parmi les autres formes d'énergie. Avec un potentiel estimé à plus de 100 GW et une prédictibilité atteignant une précision de 98 % sur plusieurs dizaines d'années [2], permettant une meilleure anticipation des périodes de creux de production, ainsi qu'une meilleure gestion de la demande énergétique.

Le problème majeur qui freine l'exploitation de cette forme d'énergie, est la caractéristique sévère du monde sous-marin. En effet, le matériel doit être doté d'un très bon système d'étanchéité, supporter la grande pression, et résister à la corrosion. Aussi, comme l'accès à ces machines est difficile après leur déploiement et fortement limité par les conditions météorologiques, il est nécessaire de concevoir un système robuste et capable de continuer son service en cas de panne ou de défaillance, d'au moins, jusqu'à ce qu'une intervention puisse être programmée et lancée. Parmi les solutions proposées à cet effet, l'exploitation de génératrice à aimants permanents, dont les avantages sont bien connus dans la littérature. L'absence d'excitation au rotor et du système bague-ballais lui confère un bon niveau de robustesse, un meilleur rendement, une puissance massique importante, et un faible besoin en maintenance [3].

Une solution complémentaire à la première est aussi proposée : le remplacement de la génératrice traditionnelle à trois phases par une génératrice à un nombre de phases supérieur, qu'on appelle alors machine multiphasée. Cette configuration est très connue dans la littérature, et ses avantages sont bien établis [4]. Grâce à la structure multiphasée, elle offre des degrés de liberté supplémentaires qui peuvent

être utilisés pour diverses fins. Lorsque la machine fonctionne dans des conditions normales, ces degrés de liberté offrent la possibilité d'améliorer la qualité de l'énergie en agissant sur le contenu harmonique des courants statoriques [5]. Et lorsqu'un défaut apparaît dans la machine, ces degrés de liberté, exploités de manière adéquate, permettent à la machine de continuer son service tout en minimisant l'impact du défaut, et en assurant la sécurité du personnel et du matériel [6]. Cette opération est connue dans la littérature sous le nom de fonctionnement post-défaut, ou tolérance aux défauts.

La tolérance aux défauts est devenue un critère important dans de nombreux domaines. Comme les défauts sont inévitables dans tout système mécanique, électrique, hydraulique et même pneumatique, ils peuvent sérieusement affecter la sécurité des personnes et des biens. Le feedback de plusieurs incidents passés a sensibilisé les chercheurs contre les risques que posent les défauts, et la nécessité d'opter pour un système tolérant aux défauts. Comme la fracture de l'arbre d'une turbine à vapeur à Wakayama, Japon, en 1972 à cause d'un défaut lié aux roulements, qui n'ont pas supportés les fortes vibrations. Un énorme incendie s'est ensuite déclenché [7]. L'explosion de la centrale nucléaire à Tchernobyl, Ukraine en 1986, dont les effets sont toujours ressentis jusqu'à ce jour. Puis en 2003 avec l'explosion de la navette spatiale Columbia en plein vol aux U.S.A, tuant ainsi les sept astronautes à bord [8]. Et un problème mécanique a causé un crash d'un avion Égyptien dans la mer rouge, et 148 personnes sont décédés suite à cet incident [9]. De nombreux autres accidents liés aux défauts se sont produits au cours de l'histoire, ce qui a confirmé la nécessité de développer des systèmes tolérants aux défauts, et incité les chercheurs à intensifier leurs efforts dans ce domaine.

Afin de rendre possible le fonctionnement post-défaut d'un système, il est primordial de détecter d'abord le défaut, l'identifier, le localiser, et estimer sa sévérité. Pour accomplir ces tâches, un algorithme de diagnostic adéquat doit être intégré au contrôleur, et doit communiquer avec la partie commande. Plusieurs techniques existent, avec des performances et des niveaux de complexité très variés, qui requiert parfois des contrôleurs très puissants, et des algorithmes très complexes.

Dans ce contexte, ces travaux de thèse visent en premier lieu à étudier le fonctionnement post-défaut des machines multiphasées à aimants permanents, et à développer un algorithme de diagnostic efficace d'un défaut néfaste et récurrent, qui apparaît dans toutes les machines électriques, le défaut de court-circuit entre spires (ITSF, Inter-Turn Short Fault). Puis, en second lieu, ils ambitionnent à promouvoir l'exploitation de l'énergie marémotrice, en proposant plusieurs techniques qui permettent d'optimiser le coût et d'accroître la fiabilité des systèmes utilisés dans ce domaine. Ainsi, les travaux réalisés tentent d'apporter des réponses aux questionnements suivants :

- Comment accroître la fiabilité et optimiser le coût des systèmes de conversion d'énergie marémotrice (SCEM) ?
- Quel est l'impact du remplacement des capteurs dans le système par des estimateurs ?
- Comment remédier aux problèmes posés par les estimateurs ?

- Quel est l'impact des défauts sur les machines double étoile à aimants permanents en général et sur un SCEM en particulier ?
- Comment détecter, localiser et estimer la sévérité d'un défaut ITSF de manière efficace et précise ?

Le présent manuscrit constitue une synthèse des travaux effectués dans le cadre de cette thèse de doctorat, et se compose de cinq chapitres.

Le premier chapitre sera consacré aux généralités sur l'énergie marémotrice, son comportement, la manière dont elle est exploitée et les projets d'exploitation de cette énergie à travers le monde. Et aux généralités sur les machines multiphasée à aimants permanents en général, et les machines double étoile en particulier.

Le deuxième chapitre présentera les modèles mathématiques des différentes parties composants un SCEM, à savoir les marées, la turbine, la génératrice, et le convertisseur statique. Plusieurs modèles de la machine seront présentés. Et la technique qui sera utilisée pour la commande des convertisseurs statiques sera aussi présentée en détail, ainsi que son algorithme détaillé.

Dans le troisième chapitre, une commande à minimisation de nombre de capteurs sera développée pour un SCEM connecté au réseau électrique, en remplaçant plusieurs capteurs par des estimateurs. Les problèmes liés à cette démarche seront illustrés et expliqués. Puis une technique permettant d'optimiser le fonctionnement du système en corrigeant les problèmes causés par les estimateurs sera développée et présentée.

Le quatrième chapitre sera dédié à l'étude de plusieurs défauts qui peuvent apparaître dans un système d'entraînement d'une machine synchrone à aimants permanents double étoile (MSAPDE) associée à un convertisseur statique. Puis deux défauts seront particulièrement traités, le défaut d'ouverture de phase (OPF, Open Phase Fault) et le défaut de court-circuit entre spires (ITSF, Inter-Turn Short Fault). Une solution sera proposée pour permettre à la machine de continuer son service en cas de perte d'une phase sans avoir à connecter ses points neutres, dont l'avantage est sa simplicité, comparée aux autres techniques déjà existantes. Le défaut ITSF est un défaut très récurrent dans les machines électriques, et est considéré comme le point de départ de plusieurs autres défauts. Une étude approfondie sera menée afin de mieux comprendre le comportement de la machine dans ces conditions.

Dans le dernier chapitre, un nouveau raisonnement qui aboutit au développement d'un algorithme de diagnostic des défauts ITSF sera présenté. Ce raisonnement peut aussi être utilisé pour le développement de techniques de diagnostic d'autres défauts. L'algorithme proposé sera testé par simulation, et ses avantages seront ainsi mis en avant, ainsi que ses limitations.

Le manuscrit est clôturé par une conclusion générale, synthétisant les principales contributions de ce travail. Puis quelques perspectives de recherches seront proposées afin de tracer de nouvelles pistes de recherche dans ce vaste domaine de tolérance aux défauts des systèmes électromécaniques.

Chapitre II.
Système de conversion d'énergie
marémotrice : schéma de puissance

Chapitre I.
État de l'art sur les systèmes
de conversion d'énergie marémotrice

introduction generale

Chapitre I.

État de l'art sur les systèmes de conversion d'énergie marémotrice

I.1. Introduction

À l'heure actuelle, le dérèglement climatique fait des ravages partout dans le monde, entre sécheresse, désertification, inondations, ouragans, et des températures parfois extrêmes. De ce fait, le monde entier commence à prendre conscience des risques que pose cette catastrophe, et des lois et conventions mondiales sont imposées afin de lutter contre le dérèglement climatique. Comme a déjà été le cas avec l'accord de Paris sur le climat en 2016, qui est considéré la plus grande action mondiale contre le changement climatique, et vise à stabiliser le climat d'ici 2100.

Très récemment, le GIEC (Groupe d'expert Intergouvernemental sur l'Évolution du Climat) a publié un rapport inquiétant. Le rapport envisage une augmentation de la température moyenne pouvant aller de +1.5 à +5.7°C d'ici 2030 par rapport à l'ère préindustrielle. Quant à la montée des eaux, induite par la fonte des glaces, elle-même causée par le réchauffement climatique, est estimée à 1 mètre d'ici 2100, en plus de plusieurs autres chiffres alarmants [1].

La cause principale du changement climatique est l'émission incontrôlée des gaz à effet de serre (GES) par l'industrie en général et les moyens de transport actuels. Le rapport susmentionné estime que la concentration moyenne annuelle depuis 2011 du dioxyde de carbone s'élève à 440 ppm (Partie Par Million), la plus élevée depuis au moins deux millions d'années.

Afin de réduire ces émissions, l'usage de carburant fossile (gaz naturel, pétrole et dérivés) pour la génération d'énergies électrique et mécanique doit impérativement être fortement réduit et limité. Et promouvoir l'exploitation d'énergies issues de sources renouvelables et propres, comme l'énergie du vent et l'énergie solaire. L'inconvénient majeur de ce type d'énergie est la nature incontrôlée de la production, liée à leur disponibilité intermittente. Ainsi, les périodes de creux et de surplus de production ne sont pas prévisibles, et peuvent avoir des durées plus ou moins longues, durant lesquelles une source secondaire doit être utilisée à la place. Qu'il s'agisse d'une source fossile ou d'un stock d'énergie préalablement emmagasinée durant les périodes de surplus de production. De plus, exploiter ces sources requiert le développement de techniques nouvelles, innovantes et robustes. Tout ceci augmente le coût d'exploitation de ces sources d'énergie et limite leur rendement, ce qui freine leur déploiement massif dans le monde.

Dans ce contexte, les mers et les océans reçoivent, depuis quelques dizaines d'années, un intérêt particulier, car ce sont le siège de nombreuses formes d'énergie renouvelable, comme les vagues, courants marins, énergie thermique, énergie osmotique, et énergie éolienne offshore. Parmi toutes ces formes, l'énergie marémotrice, issue des courants marins, se distingue des autres formes grâce à ses nombreux avantages, qui seront discutés dans la section suivante.

L'obstacle principal face au déploiement massif de cette technologie sont les caractéristiques sévères du monde sous-marin [10], où plusieurs contraintes doivent être prises en compte, telle que la corrosion, la haute pression, l'étanchéité, et surtout la fiabilité. Car en cas de panne, les missions de dépannages ne peuvent pas toujours être lancées rapidement, du fait que les conditions météorologiques empêchent parfois le lancement de missions de maintenance et/ou réparation offshores. Afin de limiter cet impact, des systèmes ayant un taux de fiabilité élevé et pouvant fonctionner même après l'apparition d'un défaut doivent être employés. Parmi les techniques proposées dans la littérature, la diminution du nombre de capteurs utilisés [11], principalement les capteurs ayant un contact direct avec les parties en mouvement, et le remplacement des machines triphasées conventionnelles par des machines multiphasées, dont l'avantage principal est la capacité à continuer le service même après l'apparition d'un défaut.

I.2. Énergie marémotrice

Les courants marins sont principalement de deux types, les courants globaux, qui sont induits par les différences de température et de salinité des masses d'eau, et les courants de marée. C'est ces derniers qui sont les plus intéressants car ils sont les prédominants, et du fait de leur comportement prédictible, et leurs énorme potentiel exploitable, qui est estimé à plus de 100 GW [12]. Malgré que seulement une petite portion de ce potentiel est techniquement et économiquement exploitable. Car le choix du site d'installation dépend de plusieurs critères technico-économiques. La profondeur du sol marin doit permettre une circulation aisée des bateaux, tout en évitant les grandes pressions sous-marine, qui risquerait de compliquer le déploiement du matériel et le lancement de missions de maintenance. Et le site choisit doit être assez proche des côtes pour faciliter l'acheminement de l'énergie électrique générée vers la terre. Et surtout, l'amplitude des courants de marée doit être d'une valeur suffisamment grande pour assurer un bon rendement de l'installation [12].

En plus de son potentiel énorme, la densité de l'eau de mer est environs 800 fois plus grande que celle de l'air. Donc, pour une même puissance, une turbine hydrolienne est beaucoup plus petite qu'une turbine éolienne [13]. Aussi, la vitesse des courants n'atteint jamais des valeurs excessives dangereuses pour le matériel, ainsi, aucun surdimensionnement ni lourd renforcement de la structure n'est requis [14]. De plus, le comportement des courants marins est hautement prédictible sur des périodes pouvant atteindre plusieurs décennies [2]. Et contrairement aux autres systèmes d'énergies renouvelables, les systèmes d'énergie marémotrice possèdent un aspect discret, silencieux, et non visible à la population.

Les courants de marée sont principalement induits par les interactions gravitationnelles entre le soleil, la terre et la lune. Comme le mouvement de ces astres est périodique et très prévisible, les courants marins le sont aussi, avec une précision atteignant les 98 %, et ce, sur plusieurs dizaines d'années [15]. Certains phénomènes météorologiques, comme le vent et la houle, influencent les courants marins, et peuvent être considérés comme des perturbations, mais ne détériorent pas pour autant la précision de l'estimation. Avec cette particularité, les périodes de creux de production peuvent être aisément prédites et un plan d'urgence peut être mis en place à l'avance.

Selon leur comportement, les marées peuvent être classés en deux types : marées diurnes et semi-diurnes. Les marées semi-diurnes possèdent une périodicité de 12h25mn. L'amplitude du courant est maximale au nouvelle et pleine lune, appelée "vive eau", et est minimale au premier et troisième quartier de la lune, appelée "morte eau". De ce fait, les marées semi-diurnes sont dominées par le comportement de la lune. Contrairement, les marées diurnes dépendent de la déclinaison de la lune par rapport à l'équateur. L'amplitude du courant est maximale quand la déclinaison est maximale et vice versa. Ce type de marées possède une période de 24h50mn. Certains sites regroupent ces deux types à la fois, qu'on appelle alors marée mixte, comme celle observée dans la mer méditerranéenne [2]. Un exemple de l'allure d'évolution de la vitesse de courant de marée semi-diurne en fonction du temps est montré sur la Figure I.1.

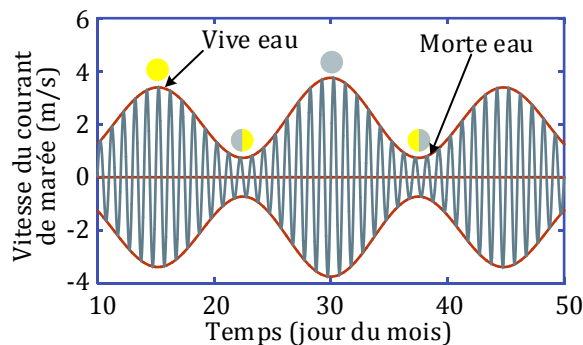


Figure I.1: Exemple d'évolution de la vitesse du courant de marée semi-diurne en fonction de la phase lunaire

Plusieurs projets dans le monde ont été lancés afin d'exploiter cette ressource, mais très peu ont atteints le stade de la connexion au réseau, et la plupart ont été abandonnés. SeaGen était le premier générateur exploitant l'énergie marémotrice grande échelle connecté au réseau dans le monde. Installé par SIMEC Atlantis Energy Limited au Royaume Uni en 2008. Il a été mis hors service en 2019. Il avait une puissance de 1.2 MW, et a exporté une énergie de plus de 11.6 GWh pendant son service. Le savoir acquis durant ce projet va certainement contribuer à l'évolution des projets actuels et futurs [16]. Actuellement, MeyGen est le plus grand projet d'exploitation d'énergie marémotrice qui se montre très prometteur, et est le seul projet multi-turbine (autrement dit, la première ferme hydrolienne) au monde. Localisé au Royaume Uni, il couvre un site de 3.5 km. Sa construction est divisée en trois étapes, et compte atteindre une puissance de 398 MW [17].

En France, la société Sabella a lancé Sabella D10, une turbine de 10 m de diamètre avec une puissance de 1MW. La première à avoir été connectée au réseau en France depuis 2015 [18]. Plusieurs autres projets ont été abandonnés durant la phase de test et n'ont jamais été connecté au réseau, comme ENERMAR Project, d'une puissance de 50 kW, actif de janvier 2001 à janvier 2005, au détroit de Messine en Italie [19]. OpenHydro était une société irlandaise qui a conçu la turbine OpenCenter Turbine de 250 kW, la première turbine hydrolienne à avoir été connecté au réseau en Scotland. Installé en 2006, ce projet fut abandonné durant sa phase de test. Puis la société a déployé la première turbine hydrolienne de 1 MW au monde. Elle fut installée dans le Minas Passage, Nova Scotia, Canada, en novembre 2009. Malencontreusement, une vingtaine de jours après son déploiement, de puissantes marées ont détruit ses 12 pales, la mettant ainsi hors d'usage [20]. Après plusieurs années, la société a installé la plus puissante turbine hydrolienne en Amérique, une turbine OpenCenter de 2 MW, en 2016 à Nova Scotia, Canada, et est connectée avec succès au réseau électrique [21]. Malheureusement la société OpenHydro fut abandonnée et vendue par sa maison mère Naval Energies en juillet 2018 [22].

Actuellement, plusieurs sociétés axées sur l'exploitation de l'énergie marémotrice émergent chaque année, et des tests de plus en plus performants sont menés afin de mieux maîtriser cette ressource et permettre un déploiement plus large de cette technologie. Selon [23], il existe actuellement au moins 88 compagnies qui investissent dans le secteur de l'énergie hydrolienne.

I.3. Structure générale d'un système de conversion d'énergie marémotrice

La structure générale d'un système de conversion d'énergie marémotrice (SCEM) est similaire à celle des systèmes éoliens. Elle est illustrée sur la Figure I.2.

L'énergie cinétique contenue dans le mouvement des marées est capturée par une turbine hydrolienne, qui la transforme en énergie mécanique de rotation. Puis, le couple moteur présent sur l'arbre de la turbine alimente en énergie mécanique un générateur électrique, qui se charge ensuite de fournir une énergie électrique via son bobinage statorique. Cette énergie est manipulée, transformée et adaptée au besoin du récepteur final. Qui peut s'agir d'un réseau de distribution haute tension, un réseau isolé autonome, ou même un système de stockage d'énergie adéquat.

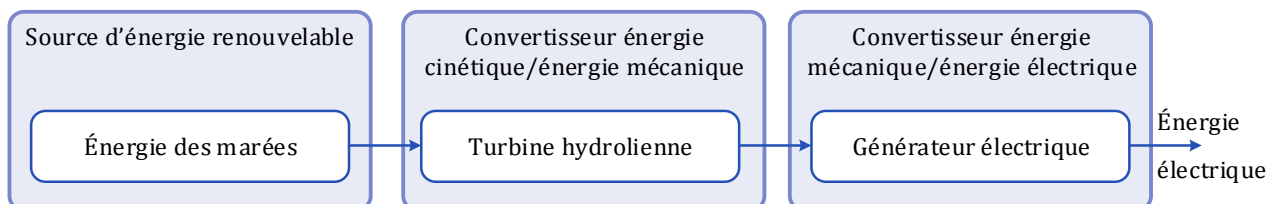


Figure I.2: Structure générale d'un système de conversion d'énergie marémotrice

I.4. Turbines hydroliennes

La turbine hydrolienne (TH) est le dispositif qui permet de convertir l'énergie cinétique du courant de marée en énergie mécanique de rotation. En général, elle est de même type que celles

utilisées pour l'énergie éolienne, du fait de la grande similitude entre ces deux ressources. Elles sont par contre de construction différente, car ces deux fluides (l'eau et l'air) ont des caractéristiques bien distinctes [24].

La turbine la plus utilisée dans ces systèmes de conversion d'énergie (énergie marémotrice et éolienne) est la turbine à axe horizontal (TAH) (Figure I.3). L'axe de rotation de la turbine est parallèle au flux du fluide, et doit toujours être positionnée face à ce flux, de manière à ce qu'il forme un angle droit avec ses pales, afin d'extraire le maximum d'énergie. Elle tourne sous l'action de l'effet de portance hydrodynamique (ou aérodynamique pour les éoliennes), et possède un rendement plus élevé comparé aux turbines fonctionnant grâce à l'effet de traînée hydrodynamique (ou aérodynamique) [25].

Cette turbine peut être munie d'un système mécanique pour contrôler l'angle de calage des pales, ce qui permet de varier la puissance extraite tout en gardant une vitesse de rotation constante. Ce système permet aussi de garder la turbine dans la même direction quand le sens de l'écoulement du fluide est inversé sans avoir besoin d'un système de rotation de la structure. Par contre, un système mécanique aussi compliqué et précis augmente les risques de pannes et requiert une maintenance régulière et continue, ce qui est très contraignant lors du déploiement dans des endroits difficiles d'accès, comme c'est le cas du monde sous-marin. Il est donc préférable d'abandonner ce système de variation de l'angle de calage au profit de systèmes dits à vitesse variable, en utilisant des machines ayant une large plage de variation de vitesse, comme la machine synchrone. Dans ce cas, un système mécanique de rotation de la nacelle doit impérativement être incorporé pour faire face au changement de la direction d'écoulement du fluide. Ce système est moins invasif que le variateur de l'angle de calage, car il n'est pas actionné en permanence et est d'une structure beaucoup plus simple.

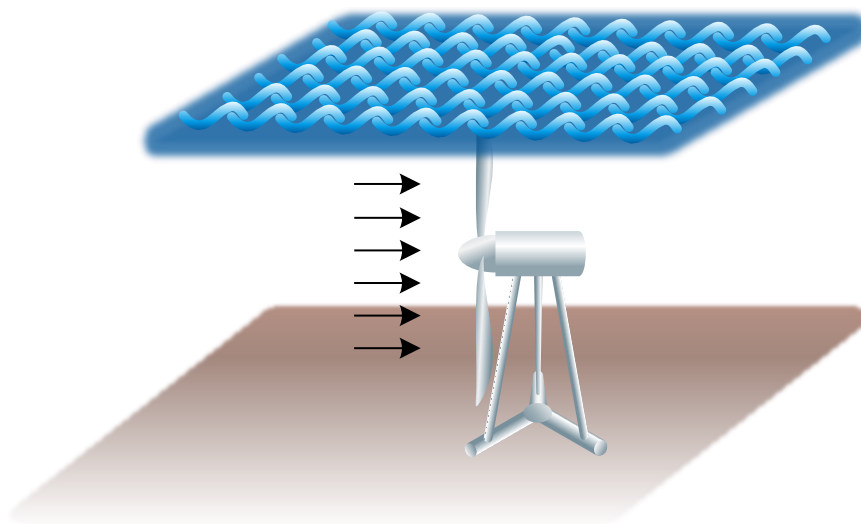


Figure I.3: Schéma représentatif d'une turbine hydrolienne à axe horizontal

À titre d'exemple, le projet MeyGen exploite principalement deux turbines différentes, AR1500 et AR2000, des turbines de 1.5 et 2.0 MW respectivement, et sont munies d'un système hydraulique de variation de l'angle de calage des pales. La turbine AR1500 possède un diamètre de 18 m, capable de fournir une puissance nominale de 1.5 MW pour une vitesse de courant de 3.0 m/s. La turbine est

couplée à une génératrice synchrone à aimants permanents (MSAP) de 4.16 kV à travers un multiplicateur de vitesse à deux étages de type planétaire d'un ratio 1:27 [26]. La turbine AR2000 est plus récente, et possède des caractéristiques très proches de celles de AR1500, mais dont la puissance peut atteindre 2.0 MW pour une vitesse du courant de marée de 3.05 m/s [27].

Une autre turbine largement utilisée est la turbine à axe vertical, où l'axe de rotation de la turbine est perpendiculaire à l'écoulement du fluide, et tourne sous l'effet de la traînée hydrodynamique (Figure I.4).

Sa caractéristique principale est d'être omnidirectionnelle, c'est à dire qu'elle peut fonctionner peu importe la direction du fluide. Ainsi aucun système de rotation de la structure n'est requis. Mais elle souffre d'un rendement plus faible comparé à la TAH. Elle peut aussi être munie d'un système de variation de l'angle de calage afin d'optimiser la puissance extraite. Si la turbine est installée sous une plateforme flottante, le générateur peut être installé sur la plateforme au-dessus de la mer dans un endroit plus facile d'accès [28], tel qu'illustré sur la Figure I.4, où la plateforme doit être fixé au sol marin par des câbles ou autre système de fixations.

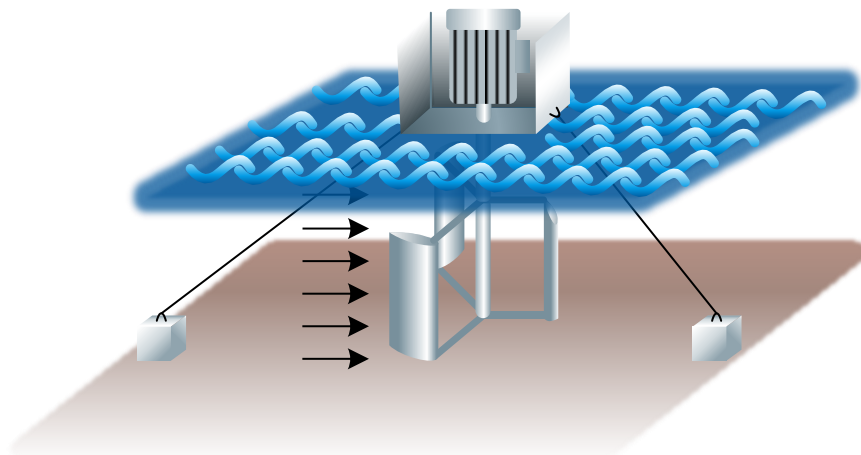


Figure I.4: Schéma représentatif d'une turbine hydrolienne à axe vertical

La turbine KOBOLD est une turbine à axe vertical installée dans le détroit de Messine. Développée par le compagnie italienne Ponte di Archimede S.p.A en 1997 au sein du projet ENERMAR. Elle est munie d'un système de variation de l'angle de calage autonome composé de deux masses d'équilibrage pour chaque pale. Le diamètre du rotor est de 6.0 m, et possède 3 pales en fibres de carbone de 5.0 m de hauteur chacune. Elle peut produire jusqu'à 30 kW pour une vitesse du courant marin de 2.0 m/s, avec une vitesse de rotation de 18 tours/mn. Elle présente un rendement maximal de 25 %, mais possède l'avantage d'être simple à construire et d'un coût relativement faible [29,30].

D'autres types de turbine sont aussi proposés pour récupérer l'énergie marémotrice, et sont de forme non conventionnels, comme l'hydroptère oscillant (oscillating hydrofoil) illustré sur la Figure I.5, qui est développé par Engineering Business.

Il consiste en un hydroglisseur dont l'angle d'attaque est variable. Cette variation est créée par un mécanisme adéquat. Grâce à l'effet de portance hydrodynamique, l'hydroglisseur est poussé vers le haut, puis en fin de course, l'angle d'attaque est inversé de telle sorte que l'hydroglisseur soit poussé vers le bas. Arrivé en fin de course, l'angle d'attaque est encore inversé, et ainsi de suite. Cette oscillation, sous forme d'un mouvement linéaire du bras supportant l'hydroglisseur, est utilisée pour actionner un cylindre, installé dans la jonction du bras avec la plateforme, contenant une huile à haute pression, qui sert par la suite à alimenter un moteur hydraulique. Ce moteur développe donc un couple sous forme d'un mouvement rotatif qui alimente en énergie mécanique un générateur électrique. Cette turbine peut aussi mettre en action plusieurs hydroglisseurs montés en alternance. Ce concept peut être très intéressant pour les sites dont le sol est peu profond, grâce à son plan d'action rectangulaire [31].



Figure I.5: Modèle 3D de la turbine hydrolienne Stingray de type hydroptère oscillant [14]

Stingray Turbine est une turbine qui adopte ce concept, dont le programme a démarré en 1997. Le premier prototype était déployé au Yell, archipel Shetland, au Nord-Ouest de l'Écosse en 2002, et avait une puissance de 150 kW. Puis une version améliorée fut testée à partir de 2003 après avoir constaté plusieurs points faibles durant le teste de 2002. La largeur de l'hydroglisseur était de 27.7 m pour une hauteur totale de 19.1 m. Les données récupérées de ces prototypes sont publiées dans un rapport en 2005, consultable dans [32].



Figure I.6: Turbine OpenCenter en cours de déploiement dans le Minas Passage, Canada [source: groupe OpenHydro]

OpenCenter Turbine est une turbine hydrolienne de type non conventionnel munie d'un carénage. Les pales sont fixées sur la périphérie intérieure d'une roue qui peut tourner librement. La périphérie extérieure contient une MSAP directement couplée à la roue. Le tout est enveloppé par une carcasse qui sert de carénage à la turbine, permettant de canaliser plus de fluide afin d'accroître le rendement de transformation de la turbine [33]. La Figure I.6 montre une photo de la turbine OpenCenter lors de son installation dans le Minas Passage, Nova Scotia, Canada, en novembre 2009.

D'autres types de turbines sont reportés dans [34] avec certains détails sur les technologies des convertisseurs électromécaniques utilisées dans ces turbines.

I.5. Machines synchrones à aimants permanents multiphasée

La conversion d'énergie mécanique en énergie électrique et inversement se fait de nos jours principalement en tirant profit de la force qui se manifeste lorsqu'un conducteur traversé par un courant électrique se trouve dans un champ magnétique [35]. Ce concept représente le fondement de l'électromécanique moderne. Il gouverne le fonctionnement des machines électriques, tout type confondu, utilisée intensivement dans l'industrie et la vie quotidienne depuis quelques siècles déjà.

Les technologies utilisées pour les SCEM sont très similaires à celles utilisées dans les systèmes éoliens, on y retrouve ainsi le même type de générateurs électriques, tel que la machine synchrone à aimants permanents et la machine asynchrone double alimentée [14]. Dans ce contexte, la MSAP constitue un choix idéal pour bon nombre d'applications. Son volume, inférieur à celui des machines à induction et des machines synchrones à excitation électrique de même puissance, lui confère une meilleure puissance volumique, idéale pour les applications embarquées, et où l'encombrement constitue une contrainte à prendre en compte. Et comme le flux au rotor provient des aimants permanents (AP) et n'est pas induit par le courant statorique ni par une source auxiliaire, son rendement est significativement amélioré, et les pertes à effet Joules sont ainsi minimisées. Ce qui améliore l'efficacité des systèmes de génération d'énergie électrique, des véhicules et d'autre moyens de transport électriques. De plus, il est possible de produire un couple électromagnétique même à très faible vitesse sans engendrer des pertes supplémentaires, ce qui est très convoité dans les contrôles de position et dans la robotique [36]. Aussi, l'absence de tout système électrique reliant le rotor à l'environnement externe, comme les systèmes à collecteur et les systèmes bague-balais, réduit grandement son besoin en maintenance régulière. La rendant ainsi plus robuste, surtout dans les applications exigeantes en fiabilité, et où les missions de maintenance sont limitées et contraignantes, comme c'est le cas des systèmes de conversion d'énergies renouvelables, tel que les éoliennes et les hydroliennes.

Les performances des MSAP peuvent fortement être améliorées en terme de fiabilité, qualité du couple électromagnétique, et tolérance aux défauts en adoptant un concept nouvellement introduit depuis au moins un siècle. Qui est le remplacement du traditionnel bobinage triphasé par un bobinage

à un nombre de phases plus élevé. Les machines adoptant ce concept sont appelées machines polyphasées ou multiphasées. Cela est rendu possible grâce au progrès notable de l'électronique de puissance, qui alimente le plus souvent les machines électriques, leurs permettant d'être découplées du réseau triphasé, rendant possible l'augmentation du nombre de leurs phases qui n'est plus limité à trois. La segmentation de la puissance sur un nombre plus élevé de phases permet de réduire le calibre des interrupteurs de puissance et d'améliorer la qualité du couple électromagnétique de la machine en réduisant l'amplitude et en augmentant la fréquence des oscillations [37]. Mais l'avantage le plus convoité est surtout la tolérance naturelle aux défauts. En effet, la topologie polyphasée permet à la machine de continuer son service même après l'apparition d'un défaut, en acceptant bien évidemment une certaine réduction des performances [38].

Il existe deux grandes catégories de machines multiphasées. Celles avec un nombre de phases multiples de trois, et celles avec un nombre de phase non multiple de trois. La première catégorie permet de rassembler les phases sous forme de plusieurs systèmes triphasés, dont les neutres sont isolés, qu'on appelle dans ce cas machines multi-étoiles [39]. La configuration multi-étoiles permet plus facilement de concevoir un système tolérant aux pannes en éliminant par exemple toute l'étoile en défaut et continuer le service avec les étoiles saines restantes. Chose qui est plus difficile à avoir avec les autres topologies. Ceci est dû au fait que chaque étoile impose un flux circulaire dans l'entrefer, et la somme vectorielle des flux de toutes les étoiles constitue le flux total d'entrefer. Lorsqu'une phase est perdue (à cause d'une ouverture de phase par exemple), alors son flux est perturbé et n'est plus circulaire mais elliptique. Ce qui perturbe aussi le flux totale d'entrefer, et engendre des oscillations du couple électromagnétique. Si le flux elliptique est éliminé en déconnectant toutes les phases de l'étoile défectueuse, alors il est possible de récupérer la nature circulaire du flux d'entrefer et le couple électromagnétique devient ainsi plus stable. Malgré une perte notable de la puissance et du couple que peut délivrer la machine [40]. La Figure I.7 montre un exemple du comportement du flux d'une machine à deux étoiles dans cette situation.

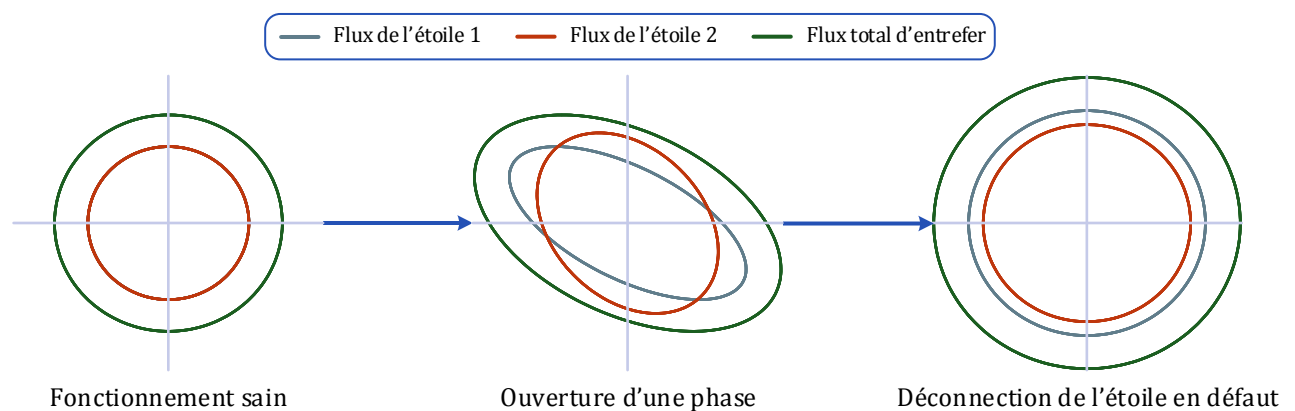


Figure I.7: Comportement des flux d'une machine double étoile lors d'une ouverture d'une phase statorique

Cette configuration confère à la machine des degrés de liberté supplémentaires qui peuvent être utilisés pour diverses fins. Ils permettent d'améliorer le contenu harmonique des courants et de régler

l'équilibre entre les étoiles lorsque la machine fonctionne en situation normale [5]. Dans le cas d'un fonctionnement en défaut, ces degrés de liberté, exploités de manière adéquate, permettent d'atténuer l'effet du défaut, et minimiser son impact sur la machine, qui peut continuer son service de manière sûr, tout en assurant la protection de l'équipement et du personnel [6,41]. Cette procédure est connue dans littérature sous le nom de fonctionnement post-défaut, ou tolérance aux défauts.

Les avantages qu'offre la topologie multiphasée, en addition à ceux des machines à AP, permettent de concevoir des systèmes de conversion d'énergie renouvelable performants, robustes, et plus viables. En assurant une meilleure qualité d'énergie, un fonctionnement plus prolongé, et un besoin réduit en maintenance. Ce qui permettrait certainement de promouvoir l'exploitation de ces ressources renouvelables.

De plus que le besoin en systèmes fiables et tolérants aux défauts est devenu plus certain, à cause notamment des nombreux accidents, parfois très graves, qui ont eu lieu dans le monde suite aux défauts. En 1970, des imperfections microstructurales d'un arbre d'une turbine, dont le rotor est de 50 tonnes, ont provoqués sa fracture, et les fragments propulsés ont engendré plusieurs blessés et quatre morts, au cours d'un test dans un chantier naval à Nagasaki, Japon [42]. En 1972, des vibrations accrues de l'arbre d'une turbine à vapeur à Wakayama, Japon, ont induit un défaut de roulements, qui ont finis par céder, et causer la fracture de l'arbre, déclenchant par la suite un énorme incendie [7]. En 1986, l'explosion de la centrale nucléaire à Tchernobyl, Ukraine, a causé des dégâts qui sont toujours ressentis à ce jour. En 2003, à cause d'un défaut de vieillissement, le câble reliant le véhicule télécommandé plongeur KAIKOU à son navire lanceur fut sectionné, perdant ainsi définitivement le véhicule et n'est plus retrouvé [43]. Puis en 2003, au U.S.A, un défaut relatif au système de propulsion de la navette spatiale Columbia a fait exploser la navette en plein vol, tuant ainsi les sept astronautes à bord [8]. Cet accident est similaire à l'explosion de la navette Challenger 17 ans plutôt. Et un problème mécanique a causé un crash d'un avion Égyptien dans la mer rouge, et 148 personnes sont décédés suit à cet incident [9]. De nombreux autres accidents liés aux défauts se sont produit par le passé, et même dans le présent, ce qui confirme la nécessité d'opter pour des systèmes tolérants aux défauts.

La première fois qu'une commande d'une machine multiphasée est présentée remonte à 1969, quand les auteurs de [44] ont étudié le fonctionnement d'une machine asynchrone à cinq phases alimentée par un onduleur de tension. Mais ce n'est qu'en début de ce siècle que les machines multiphasées ont commencées à recevoir un intérêt considérable. En grande partie grâce au développement de trois domaines d'applications imposants, à savoir la propulsion électrique des navires, véhicules électrique (ou hybride), et le concept d'avion électrique et plus électrique [3]. Depuis, de nombreux travaux, thèses et articles sont publiés chaque année se focalisant essentiellement sur ce domaine.

Dans [45], les auteurs ont proposé une technique de détection d'un défaut de convertisseur appliqué à une MSAP à cinq phases dédiée à un SCÉM. Et l'auteur de [46] examine la possibilité de

remplacer les MSAP par des machines à induction dans un SCEM, mais les résultats de ses recherches montrent clairement la supériorité de la MSAP dans ce domaine. L'impact de l'augmentation du nombre d'étoile d'une MSAP pour un SCEM est étudié dans [47]. L'étude montre qu'utiliser trois étoiles au stator est un bon compromis pour de meilleures caractéristiques.

I.6. Commande sans capteurs des machines électriques

Afin de contrôler efficacement une machine, il est primordial d'assurer une acquisition des grandeurs à contrôler pour l'algorithme de commande. La plupart du temps, des capteurs de différents types sont utilisés pour cette tâche, tel que les capteurs de tension, courant, vibrations, vitesse, et position du rotor. L'efficacité du système de commande dépend fortement de la disponibilité et de la précision des signaux des instruments de mesure [48]. Mais utiliser plus de capteurs est économiquement non recommandé et peut dégrader la fiabilité du système [49]. En effet, de par leur nature, les capteurs sont souvent fragiles et sensibles aux perturbations, telles que les vibrations et le bruit électromagnétique. Surtout ceux en contact direct avec les parties en mouvement, comme les capteurs de vitesse et de position. La perte d'information et la dégradation de la précision d'un capteur conduit automatiquement à un mauvais contrôle du système et une divergence, parfois dangereuse, des grandeurs contrôlées [50].

Pour une meilleure fiabilité et un coût réduit, il est intéressant de réduire le nombre de capteurs utilisés. Mais l'élimination d'un capteur doit être accompagnée par l'implémentation d'un estimateur à sa place, qui se charge d'estimer la grandeur qui aurait été autrement mesurée.

De plus en plus de recherches s'axent sur des commandes à minimisation du nombre de capteurs, et n'utilisant que ceux qui sont indispensables pour la sécurité du système. Cette approche apporte plusieurs avantages techniques et économiques, comme la simplification du schéma de puissance par la réduction de la taille du système et l'élimination de plusieurs files, ce qui réduit par la même occasion le coût de l'installation. Une meilleure isolation entre les circuits de puissance et de commande [11]. Ainsi qu'une meilleure stabilité, car les mesures ne sont plus perturbées par les vibrations, le bruit électromagnétique, et les autres phénomènes.

Pour éliminer les capteurs de tension, ils sont souvent remplacés par une équation mathématique impliquant la tension du bus continu, qui doit donc être mesurée, et l'état des interrupteurs de puissance. Cette méthode a correctement montré son efficacité et sa précision [11]. Le nombre de capteurs de courant peut aussi être réduit, en remplaçant les capteurs AC par un seul capteur DC du côté du bus continu. Les courants de la machine sont ensuite reconstruits en utilisant une méthode similaire à celle de l'estimateur de la tension, comme proposé dans [50]. Mais réduire le nombre de capteurs de courant possède plusieurs inconvénients, telles que des ondulations dues aux méthodes de reconstruction utilisées, l'absence d'information dans certaines situations, et surtout la difficulté, voir

l'impossibilité de correctement détecter l'apparition de déséquilibre ou de défauts [11]. Il est donc préférable de garder ces capteurs dans le schéma de puissance pour éviter ces inconvénients.

Plus de travaux s'intéressent principalement à l'élimination des capteurs des grandeurs mécaniques (vitesse et position). Plusieurs techniques sont proposées à cet effet, telle que la technique du modèle adaptatif de référence (MRAS, Model Reference Adaptive System) [51], observateur Luenberger [52], injection de signal haute fréquence [53], filtre de Kalman étendu (EKF, Extended Kalman Filter) [54], estimation du flux statorique [55], réseau de neurones artificiels (ANN, Artificial Neural Network) [56], observateur par mode glissant (SMO, Sliding Mode Observer) [57], etc.

Parmi les techniques proposées, pour une application qui requiert une grande robustesse et une meilleure fiabilité, un estimateur capable de fonctionner en présence de bruit et d'incertitudes, et dont l'algorithme est d'une complexité réduite, le EKF est le mieux indiqué. C'est une forme améliorée du Filtre de Kalman classique, et est adapté aux systèmes non linéaires.

Le filtre de Kalman classique est un algorithme d'estimation optimal adapté aux systèmes linéaires. Il a été présenté pour la première fois par R.E.Kalman en 1960 [58]. Il est utilisé pour estimer un état non mesurable ou difficilement mesurable d'un système en se basant sur son modèle discret et quelques états mesurables et facilement accessibles. Il prend en considération les bruits et les incertitudes dans le modèle développé et dans les mesures et permet de les rejeter. Depuis sa première apparition, il n'a cessé d'être amélioré, et il est utilisé dans de nombreux systèmes dans des domaines très variés. Il a été utilisé dans le système de navigation du projet Apollo, afin d'estimer la trajectoire de la navette, dans les radars de tous types, dans les systèmes GPS, et même dans les systèmes de prédiction météorologique [59,60]. Il est aussi largement utilisé dans les schémas de contrôle des machines électriques [61–63].

I.7. Conclusion

Durant ce chapitre, un état de l'art sur les SCEM est présenté. Tout d'abord, une mise au point sur la situation alarmante de l'état du climat terrestre est faite, afin d'exposer les motivations qui ont poussées le monde à promouvoir l'exploitation des sources d'énergie renouvelables. Il est ensuite montré que l'énergie marémotrice présente des caractéristiques très avantageuses, qui peuvent faciliter la transition énergétique mondiale. En effet, son énorme potentiel et sa large et précise prédiction peuvent permettre une meilleure planification de la production d'énergie et une gestion plus efficace sur le long terme. Malencontreusement, des contraintes technologiques et économiques freinent actuellement l'exploitation massive de cette énergie, dont la principale est la caractéristique sévère du monde sous-marin, où le système doit supporter une grande pression et résister à la corrosion.

L'exploitation de turbine à axe horizontal, couplée à une machine à aimants permanents munie d'une configuration multiphasée, promet d'être une solution très attrayante pour ce type d'applications. Grâce notamment aux nombreux avantages qu'elle apporte en terme de fiabilité, robustesse, durabilité, rendement, et tolérance aux défauts. Plusieurs de ces avantages peuvent être renforcés en adoptant des

techniques de commandes à minimisation du nombre de capteurs, dont les principaux avantages sont la réduction du coût, meilleur fiabilité et stabilité, et un encombrement réduit.

Une confrontation aux données réels et pratiques est effectuée durant ce chapitre. Où une synthèse de quelques projets exploitants l'énergie marémotrice dans le monde est réalisée, avec respectivement leurs dates et lieux du déploiement.

En tenant compte des informations tirées de ce chapitre, un SCÉM connecté au réseau électrique sera présenté dans les deux prochains chapitres. Dans le deuxième chapitre, les différentes parties du système seront modélisées mathématiquement, une étape nécessaire pour permettre le développement d'une stratégie de commande efficace pour le système, et faciliter l'analyse et la compréhension de son comportement et ses limites.

Chapitre III.
**Commande d'un système de conversion
d'énergie marémotrice connecté**

Chapitre II.
**Systeme de conversion d'énergie
marémotrice : schéma de puissance
et modélisation mathématique**

**Etat de l'art sur les systemes
de conversion d'énergie marémotrice**

Chapitre II.

Systeme de conversion d'énergie marémotrice : Schéma de puissance et modélisation mathématique

II.1. Introduction

Afin de simuler et analyser le comportement de n'importe quel système, un modèle mathématique décrivant le système étudié doit être développé, et les SCEM n'échappent pas à cette règle.

En général, un modèle mathématique est développé en se basant sur plusieurs hypothèses simplificatrices plus ou moins nombreuses selon la précision requise et le but recherché du modèle. Où des phénomènes secondaires et/ou compliqués sont négligés. Ce qui augmente l'écart entre le système réel et son modèle mathématique selon le nombre de phénomènes négligés. Mais la plupart du temps, selon l'objectif recherché, cet écart n'affecte que peu le comportement général du modèle mathématique.

Le schéma de puissance retenu pour l'étude du comportement d'un SCEM est représenté dans la Figure II.1.

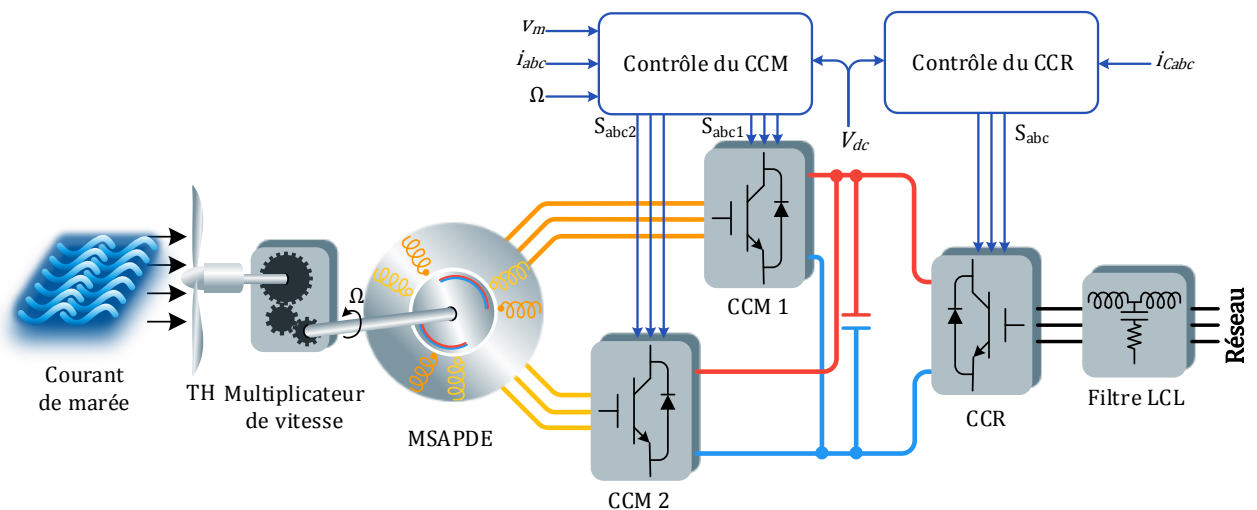


Figure II.1: Schéma global de puissance du système étudié

Comme mentionné dans le chapitre précédent, dans ce genre de système, l'utilisation d'éléments fiables et robustes est hautement recommandée afin de minimiser les besoins en maintenance et réduire les risques de pannes. Dans cette optique, pour une meilleure fiabilité, une TH de type axe horizontal à angle de calage fixe est choisie, et est couplée à l'arbre du générateur à travers un multiplicateur de vitesse. Le multiplicateur est en principe abandonné dans ce type d'applications, à cause de l'entretien régulier qu'il requière, et la source de défauts mécaniques considérable qu'il représente. Mais comme la

machine disponible pour cette étude n'a que onze paires de pôles, un multiplicateur doit impérativement être inclus dans le schéma. Pour cela, on y a intégré un multiplicateur de vitesse supposé idéal.

Le générateur électrique consiste en une machine synchrone à AP double étoile (MSAPDE), une machine aux avantages bien connus dans la littérature. Elle est commandée par deux redresseurs MLI triphasés à deux niveaux (CCM, Convertisseur Côté Machine), chacun est connecté à une étoile du stator, et les sorties DC sont connectées en parallèle afin de combiner les courants des deux convertisseurs et créer un bus continu commun. En faisant ainsi, la mise hors ligne d'une étoile, à cause d'un défaut par exemple, n'affecte pas la deuxième, et le système peut continuer de fonctionner à puissance réduite. La puissance extraite depuis les marées est injectée au réseau électrique via un onduleur triphasé à deux niveaux (CCR, Convertisseur Côté Réseau), dont les courants sont filtrés par un filtre LCL triphasé.

Dans cet objectif, ce chapitre est dédié à la modélisation des éléments de puissance de ce système: la source d'énergie (le courant de marée), la turbine, le générateur électrique, ainsi que le convertisseur statique.

II.2. Modèle mathématique des marées

La vitesse et la direction des courants de marée peuvent être décrites au premier ordre, c'est-à-dire sans tenir compte des perturbations, comme la houle et les courants globaux, par le biais de l'équation (II.1). Toutefois, le coefficient de marée C , les vitesses de vives eaux (V_{ve} , qui est la vitesse des courants pour le coefficient de marée 95) et de mortes eaux (V_{me} , qui est la vitesse des courants pour le coefficient de marée 45) des courants au site étudié, doivent être connus durant l'heure de marée hm . Le coefficient de marée indique l'amplitude des marées, qui est la différence de hauteur entre une pleine et une basse mer consécutives, pour un endroit donné. Un coefficient important signifie une marée importante, donc une vitesse des courants importante [64].

$$\vec{V}_m(hm, C) = \vec{V}_{me}(hm) + \frac{(C-45)(\vec{V}_{ve}(hm) - \vec{V}_{me}(hm))}{95-45} \quad (II.1)$$

Les données de courantologie nécessaires pour cette équation sont généralement mises à disposition des utilisateurs par les services hydrographiques nationaux. Certains sites internet aussi proposent des tables de marée, généralement destinées aux pêcheurs, qui regroupent l'évolution du coefficient de marée pendant un certain temps (une semaine ou un mois), pour certains endroits dans le monde. Ainsi, la table des marées relative à la côte de Arzew, wilaya d'Oran en Algérie, est consultable sur [65]. La Figure II.2 montre l'évolution du coefficient de marée du site Arzew pour le mois de mai 2022. On constate de ce fait que le coefficient maximal est de 100, et est atteint le 16 du mois. Un extrait de la table des marées de la première quinzaine du mois de mai 2022 pour le site Arzew est donné sur le Tableau II.1. On remarque l'alternance de marées hautes et basses avec un intervalle allant de 6h à 7h.

L'objectif primaire de cette thèse étant l'étude du comportement de la génératrice en défaut, ce modèle de premier ordre est suffisant. Certaines autres applications, comme le recensement du potentiel d'un site en particulier, ou le développement d'un profil de pale adéquat, peuvent nécessiter des modèles plus complets, où les effets de certains phénomènes sont inclus, comme la houle [66], qui est considérée la perturbation la plus influente sur les courants de marée.

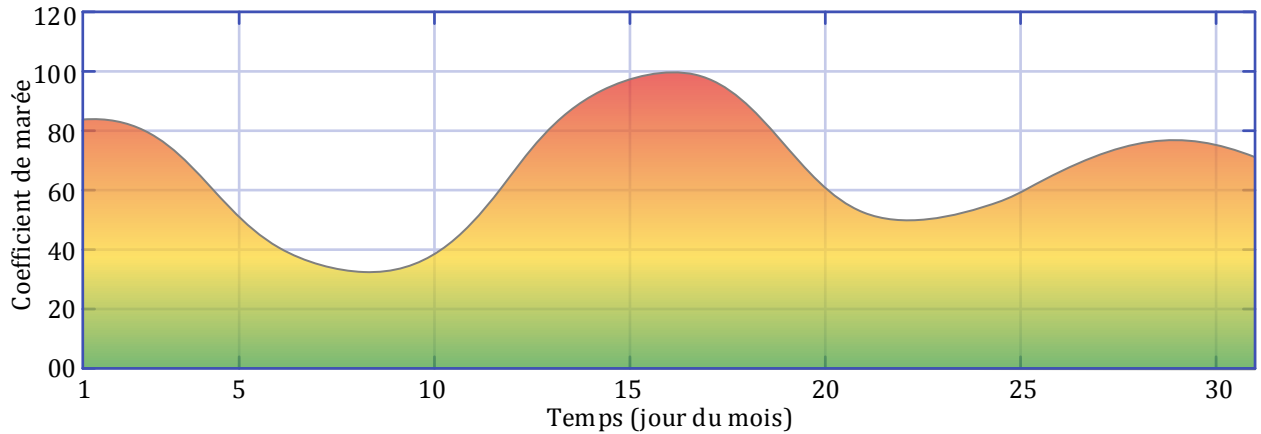


Figure II.2: Évolution du coefficient de marée pour le mois de mai 2022 pour Arzew, Oran, Algérie [65]

Tableau II.1: Extrait de la table des marées de Arzew pour la première quinzaine du mois de mai 2022: En rouge les marées basses, en bleu les marées haute [65]

Jour	Marées de Arzew (heure de la marée maximale)				Coefficient
	1 ^{ère}	2 ^{ème}	3 ^{ème}	4 ^{ème}	
1	▲ 04h26	▼ 10h21	▲ 16h48	▼ 22h33	85
2	▲ 04h58	▼ 10h52	▲ 17h20	▼ 23h04	79
3	▲ 05h29	▼ 11h24	▲ 17h53	▼ 23h36	71
4	▲ 06h00	▼ 11h56	▲ 18h26	/	62
5	▼ 00h09	▲ 06h33	▼ 12h31	▲ 19h04	52
6	▼ 00h46	▲ 07h12	▼ 13h10	▲ 19h47	43
7	▼ 01h28	▲ 07h58	▼ 13h58	▲ 20h40	35
8	▼ 02h26	▲ 08h57	▼ 15h09	▲ 21h44	33
9	▼ 04h02	▲ 10h09	▼ 16h48	▲ 22h55	37
10	▼ 05h38	▲ 11h25	▼ 18h04	/	47
11	▲ 00h02	▼ 06h39	▲ 12h32	▼ 18h56	60
12	▲ 00h58	▼ 07h24	▲ 13h27	▼ 19h40	73
13	▲ 01h46	▼ 08h05	▲ 14h15	▼ 20h19	85
14	▲ 02h31	▼ 08h44	▲ 15h00	▼ 20h58	94
15	▲ 03h14	▼ 09h24	▲ 15h44	▼ 21h38	100

II.3. Modèle mathématique de la turbine

La puissance extraite par une TH à axe horizontal est donnée par l'équation (II.2), qui est l'équation de la puissance cinétique contenue dans un tube de rayon R_t (qui est le rayon de la turbine) d'un fluide de densité ρ (pour l'eau de mer $\rho=1027 \text{ kg/m}^3$ aux conditions normales de température et de pression) qui coule avec une vitesse linéaire de v_m , multiplié par le rendement de la turbine C_p .

$$P_t = \frac{\pi}{2} \rho R_t^2 v_m^3 C_p \tag{II.2}$$

Le rendement de la turbine C_p est appelé coefficient de puissance, il traduit les caractéristiques hydrodynamiques de la turbine, il est fonction de l'angle de calage des pales β et du ratio de vitesse en bout de pales λ (TSR, Tip Speed Ratio, le rapport entre la vitesse linéaire des bouts des pales et la vitesse du courant marin). La valeur du TSR qui donne un C_p maximal pour une valeur de β donnée est appelé TSR optimal (λ_{opt}). Le TSR est donné par l'équation (II.3), où Ω_t est la vitesse angulaire de la turbine en rad/s.

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{v_m} \tag{II.3}$$

Le C_p peut être défini sous forme de fonction ou sous forme d'abaque. Comme mentionné précédemment dans la section I.4, une turbine à angle de calage fixe est préférable dans un SCEM, le coefficient de puissance est donc fonction du TSR seulement. La Figure II.3 montre le C_p de la TH à axe horizontal à angle de calage fixe utilisée dans [67]. À noter que le C_p maximal est de 0.45, et la valeur optimale du TSR est de 6.3. Les paramètres de la turbine utilisés sont donnés en Annexe A01.

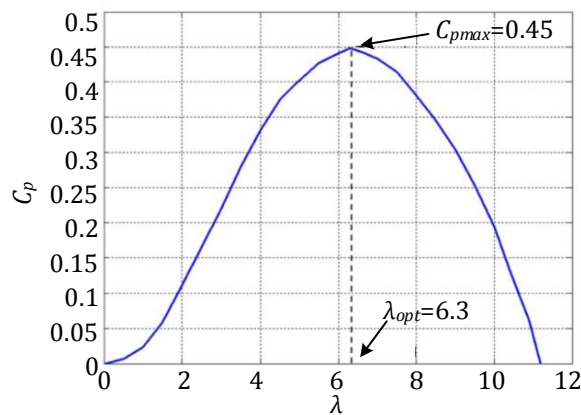


Figure II.3: Coefficient de puissance d'une TH à axe horizontal à angle de calage fixe [67]

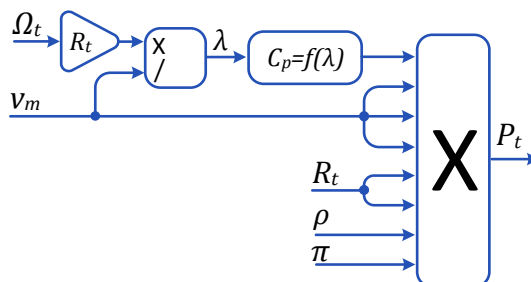


Figure II.4: Schéma synoptique de la turbine à axe horizontal

En tenant compte de tous ces paramètres, le modèle de la turbine est illustré sur la Figure II.4.

II.4. Modèle mathématique de la machine synchrone double étoile à aimants permanents

La construction de la MSAPDE est similaire aux autres machines à courant alternatif. Sa particularité est d'avoir deux étoiles au stator au lieu d'une seule, et sont décalées entre elles d'un angle électrique α . La Figure II.5 montre un schéma expliquant la structure générale de cette machine.

Le comportement de la machine est très compliqué à traduire par des équations mathématiques, car de nombreux phénomènes complexes apparaissent et interagissent dans la machine. Afin de se focaliser sur l'essentiel, certains phénomènes sont négligés lors de la modélisation, et ce en fonction de l'objectif recherché. Ainsi, pour la suite de ce travail, toutes les phases sont supposées identiques, la force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer est considérée sinusoïdale, l'effet de peau, les courants de Foucault et la saturation sont négligés, ainsi que l'inductance de fuite mutuelles entre les phases.

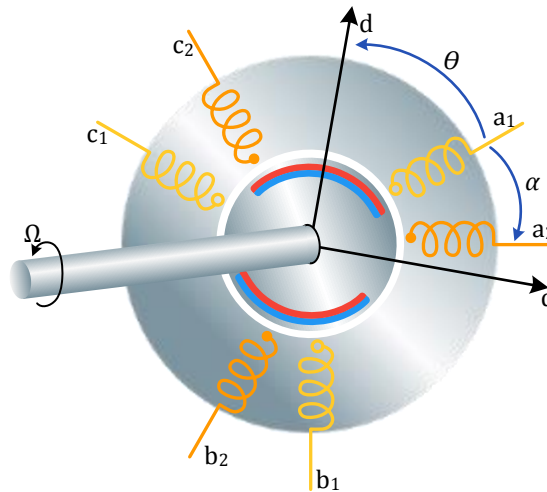


Figure II.5: Schéma explicatif de la construction d'une MSAPDE à une paire de pôles

II.4.a. Modèle mathématique dans le référentiel naturel abc

A. Modèle électrique

L'équation électrique qui régit la MSAPDE est obtenue par application de la loi d'Ohm sur le circuit statorique de la machine :

$$v_{abc} = r i_{abc} + \frac{d\varphi_{abc}}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Où

$$\begin{aligned} v_{abc} &= [v_{a_1} \quad v_{b_1} \quad v_{c_1} \quad v_{a_2} \quad v_{b_2} \quad v_{c_2}]^t \\ i_{abc} &= [i_{a_1} \quad i_{b_1} \quad i_{c_1} \quad i_{a_2} \quad i_{b_2} \quad i_{c_2}]^t \\ \varphi_{abc} &= [\varphi_{a_1} \quad \varphi_{b_1} \quad \varphi_{c_1} \quad \varphi_{a_2} \quad \varphi_{b_2} \quad \varphi_{c_2}]^t \end{aligned}$$

$$r = \begin{bmatrix} r_s & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & r_s \end{bmatrix}$$

r est une matrice diagonale 6x6 et r_s la résistance d'une phase statorique, φ_{abc} est le flux total de l'entrefer, et s'écrit en fonction du flux des AP vu par les bobines, des courants et des inductances statoriques :

$$\varphi_{abc} = \begin{bmatrix} [L_1] & [M_{12}] \\ [M_{12}]^t & [L_2] \end{bmatrix} i_{abc} + \varphi_{PM_{abc}} \quad (II.5)$$

Avec $[L_n]$ ($n=1,2$) la matrice d'inductances de l'étoile n , $[M_{12}]$ la matrice d'inductances mutuelles entre les deux étoile, et $\varphi_{PM_{abc}}$ le flux des AP tel vu par le bobinage statorique donné par l'équation (II.6) où $\alpha = \frac{\pi}{6}$ et Ψ_{pm} l'amplitude du flux des AP.

$$\varphi_{PM_{abc}} = \Psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Chaque phase de la machine est représentée par sa résistance et ses inductances propre et mutuelle. En prenant en compte la saillance, ces inductances deviennent dépendantes de l'angle électrique θ , et sont généralement exprimées par le moyen de séries de Fourier [68]. En prenant en compte les harmoniques de rang supérieur, l'inductance propre de la phase i s'exprime par :

$$L_i(\theta) = L_{s0} + \sum_{n=1}^{\infty} L_{s2n} \cos(2n(\theta + \theta_i)) \quad (II.7)$$

où L_{s0} est une valeur moyenne constante, L_{s2n} le coefficient de l'harmonique n de l'inductance statorique, et θ_i l'angle de déphasage électrique de la phase i par rapport à l'axe de référence (choisit habituellement comme l'axe magnétique de la phase a_1).

Le terme L_{s0} est exprimé par la somme de l'inductance de fuite statorique L_{sl} et de l'inductance de magnétisation m [69] :

$$L_{s0} = L_{sl} + m \quad (II.8)$$

De même, l'inductance mutuelle entre les phases i et j s'exprime par une série de Fourier en prenant en compte les harmoniques de rang supérieur :

$$M_{ij}(\theta) = m \cos(\theta_i - \theta_j) + \sum_{n=1}^{\infty} L_{s2n} \cos(n(2\theta + \theta_i + \theta_j)) \quad (II.9)$$

Plus de détails concernant le calcul des inductances d'une machine à courant alternatif peuvent être trouvés dans [69].

Afin de simplifier l'étude de la machine, dans ce qui suit on ne prend en compte que la composante continue et l'harmonique fondamental généré par la saillance, c'est-à-dire $n = 1$. Les équations présentées précédemment deviennent :

$$L_i(\theta) = L_{s0} + L_{s2} \cos(2(\theta + \theta_i)) \quad (\text{II.10})$$

$$M_{ij}(\theta) = m \cos(\theta_i - \theta_j) + L_{s2} \cos(2\theta + \theta_i + \theta_j) \quad (\text{II.11})$$

La matrice d'inductance totale de la machine peut donc être construite, elle est donnée par :

$$L_s(\theta) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} \\ M_{a1b1} & L_{b1} & M_{b1c1} \\ M_{a1c1} & M_{b1c1} & L_{c1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} \\ M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} \\ M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{b1a2} & M_{c1a2} \\ M_{a1b2} & M_{b1b2} & M_{c1b2} \\ M_{a1c2} & M_{b1c2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} \\ M_{a2b2} & L_{b2} & M_{b2c2} \\ M_{a2c2} & M_{b2c2} & L_{c2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les quatre matrices d'inductances présentées précédemment dans l'équation (II.5) peuvent facilement être reconnues dans cette matrice. Les expressions détaillées des éléments qui composent cette matrice sont donnés en Annexe A08.

Le modèle électrique de la machine dans le référentiel naturel peut donc s'écrire sous la forme :

$$v_{abc} = r i_{abc} + \frac{d}{dt} (L_s(\theta) i_{abc}) + e_{abc} \quad (\text{II.13})$$

avec e_{abc} la force électromotrice générée par la machine donnée par l'équation (II.14), et où ω_e est la pulsation des tensions statoriques (ou fréquence électrique de rotation du rotor) en rad/s:

$$e_{abc} = \frac{d\varphi_{PM_{abc}}}{dt} = \frac{d\varphi_{PM_{abc}}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -\omega_e \Psi_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta - \alpha) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Ce modèle, bien qu'il soit très largement utilisé dans la littérature, ne désigne pas une MSAPDE à neutres isolés, mais une MSAP à six phases dont ses neutres et ceux de la charge sont reliés. Dans ce cas, lors d'un déséquilibre, un courant de neutre apparaît dans ce modèle, ainsi qu'une circulation des harmoniques multiples de trois. Un modèle différent doit donc être développé pour chaque configuration des neutres.

En considérant le système simple représenté dans la Figure II.6, où la MSAPDE alimente deux charges triphasées, quatre points neutres sont présents. Les points n1 et n2 sont les points neutres des étoiles 1 et 2, respectivement, et les points n3 et n4 sont les points neutres des charges 1 et 2, respectivement. On distingue ainsi trois configurations possibles. La configuration 4N où le système possède quatre neutres distincts (les interrupteurs K1, K2 et K3 sont ouverts). La configuration 2N où

le système possède deux neutres distincts (les deux interrupteurs K1 et K2 sont fermés, et K3 est ouvert). Et la configuration 1N où le système possède un seul point neutre (les interrupteurs K1, K2 et K3 sont fermés).

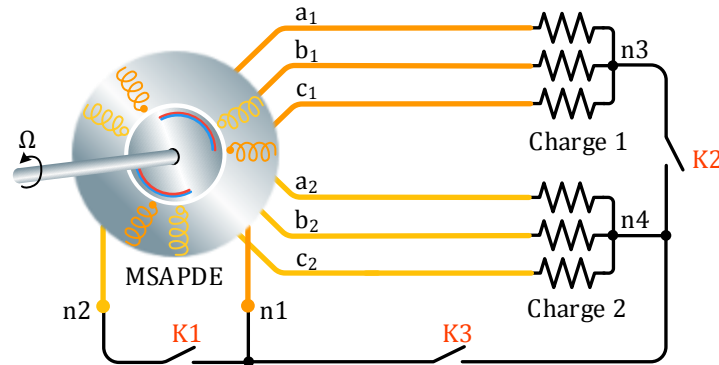


Figure II.6: Configurations des neutres d'une MSAPDE alimentant deux charges triphasées

Le modèle développé dans cette section étant le modèle de la configuration 1N, les modèles des deux autres configurations sont donnés en Annexe A09.

Toutefois, dans ce travail de thèse, une nouvelle technique de simulation est utilisée en exploitant les éléments de la librairie SimPowerSystems de MATLAB/Simulink et le modèle 1N dans le repère naturel de la MSAPDE présenté dans cette section. Le modèle construit est donné en Annexe A10. En adoptant cette procédure, il est très facile de simuler toutes ces configurations sans avoir à modifier le modèle de la machine.

De plus, il est possible de coupler le modèle de la machine aux autres éléments de la librairie SimPowerSystems, ce qui permet de simuler un comportement plus réaliste du système, où les chutes de tensions et les résistances internes des différents éléments sont automatiquement incluses, ainsi que leur comportement dynamique réel.

B. Modèle mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_m - f\Omega \quad (\text{II.15})$$

où Ω est la vitesse angulaire mécanique du rotor, J est l'inertie totale de la masse tournante, T_m le couple mécanique appliqué sur l'arbre de la machine, f le coefficient des frottements visqueux, et T_e le couple électromagnétique développé par la machine, et s'exprime par la dérivé partielle de la co-énergie par rapport à l'angle électrique du rotor :

$$T_e = P \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (\text{II.16})$$

où P est le nombre de paires de pôles, la co-énergie W_c s'exprime par [69]:

$$W_c = \frac{1}{2} i_{abc}^t L_s(\theta) i_{abc} + i_{abc}^t \phi_{PM_{abc}} + W_{PM} \quad (\text{II.17})$$

Étant donné que seul la matrice d'inductances et le flux établi par les AP dans les bobines dépendent de la position électrique, et l'énergie des aimants est considérée indépendante de la position, l'équation du couple électromagnétique peut s'écrire :

$$T_e = P i_{abc}^t \left(\frac{1}{2} \left(\frac{\partial L_s(\theta)}{\partial \theta} \right) i_{abc} + \frac{\partial \varphi_{PM_{abc}}}{\partial \theta} \right) \quad (\text{II.18})$$

En supposant un régime sinusoïdal équilibré, le courant de phase instantané i_{abc} est définissable par (II.19), où I_m l'amplitude du courant, et φ_0 désigne l'angle de déphasage entre le courant de phase et la tension aux bornes de la machine v_{abc}

$$i_{abc} = I_m \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t - \varphi_0) \\ \sin\left(\omega_e t - \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega_e t - \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega_e t - \varphi_0 - \alpha) \\ \sin\left(\omega_e t - \varphi_0 - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin\left(\omega_e t - \varphi_0 + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.18) peut être simplifiée en:

$$T_e = \underbrace{9PL_{s2}I_m^2 \sin(2(\theta - \omega_e t + \varphi_0))}_{\text{Couple de réluctance}} + \underbrace{3P\Psi_{pm}I_m \cos(\theta - \omega_e t + \varphi_0)}_{\text{Couple principal}} \quad (\text{II.20})$$

Cette équation montre que le couple produit par la machine est la somme de deux couples. Le couple principal qui est produit par l'interaction entre le flux des AP et le courant de phase. Et le couple de réluctance, qui est produit par la saillance du rotor, et dépend directement de la valeur fondamentale de l'inductance (L_{s2}), dont la valeur devient non-négligeable si le rotor est à poles saillants, et de l'angle interne de la machine, exprimé par $\delta = \theta - \omega_e t$. Le couple de réluctance dépend aussi de l'angle de déphasage du courant statorique, c'est-à-dire la puissance réactive absorbée/fournie par la machine.

C. Avantages et inconvénients du modèle naturel

On peut noter que chaque terme de la matrice d'inductance $L_s(\theta)$ est dépendant de l'angle électrique θ . Par conséquent, son inverse doit être calculé à chaque pas de simulation pour résoudre le système d'équations électriques de la machine donné par (II.13) et (II.15). Ceci représente l'inconvénient majeur de ce modèle pour la simulation, car c'est un modèle qui demande une grande puissance de calcul et un temps de simulation relativement long. De plus, à cause de la nature sinusoïdale de ses grandeurs et du fort couplage entre elles (ce couplage est caractérisé par la matrice d'inductances), il est impossible de l'utiliser dans des algorithmes de commande avancés. Car les régulateurs utilisés actuellement (comme le PID, le régulateur flou ou encore le contrôleur par mode glissant) ne peuvent fonctionner convenablement qu'avec des grandeurs continues, et leurs performances sont améliorées si les grandeurs contrôlées sont découplées entre elles.

Par contre, ce modèle est idéal pour l'étude du comportement de la machine lors d'un défaut, car il peut être modélisé facilement pour décrire le défaut souhaité, sans avoir à effectuer d'autres calculs et/ou transformation. Surtout que les modèles simplifiés utilisés actuellement, dont ceux présentés par la suite, requiert un système équilibré, et ne peuvent pas prendre en considération de manière native le déséquilibre introduit par les défauts.

Afin de faciliter l'étude et la commande de cette machine lors d'un fonctionnement sain, des modèles simplifiés sont proposés dans la littérature en utilisant des transformations depuis le repère naturel abc vers un repère biphasé tournant à une fréquence ω_e par rapport au plan original. Dans ce qui suit, deux modèles sont présentés, le modèle double dq (Ddq) [70], et le modèle dq composé (ou modèle dq étendu) [71].

II.4.b. Modèle simplifié dans le plan double dq

La transformation de Concordia suivie de la rotation de Park, servant à transformer un enroulement triphasé couplé en un enroulement biphasé orthogonal est très connue, et est largement utilisée dans la modélisation des machines électriques à courant alternatif triphasé. Dans ce qui suit, elle est utilisée sur la machine double étoile pour transformer ses deux enroulements triphasés initialement définis dans six plans distinct et fixes dans un espace à six dimensions, en deux enroulements biphasés représentés dans deux plans dq parallèles et confondus (Figure II.7), et un troisième plan dit homopolaire parallèle au deux plans dq (non représenté sur la figure), et ce, en l'appliquant séparément à chaque étoile de la MSAPDE.

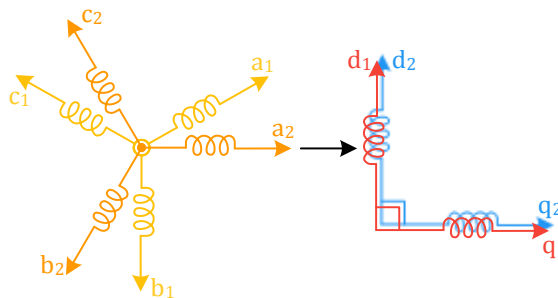


Figure II.7: Représentation de deux enroulements triphasés dans le plan Ddq

A. Modèle électrique

La transformation se fait via l'équation (II.21) en utilisant la matrice de transformation (II.22), où X_n ($n = Ddq, abc$) représente une variable physique de la machine (tension, courant ou flux) dans le repère indiqué par l'indice n .

$$X_{Ddq} = [X_{d1} \quad X_{q1} \quad X_{01} \quad X_{d2} \quad X_{q2} \quad X_{02}]^t = T_1(\theta) X_{abc} \quad (\text{II.21})$$

$$T_1(\theta) = \begin{bmatrix} T(\theta) & 0_{3,3} \\ 0_{3,3} & T(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$0_{3,3}$ est une matrice nulle de 3x3, et $T(\theta)$ est la matrice de transformation de Concordia suivi de la matrice de rotation de Park, donnée par :

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

En appliquant la transformation (II.21) à l'équation (II.5), et après quelques simplifications trigonométriques, l'équation du flux du modèle Ddq et sa matrice d'inductance sont obtenues:

$$\varphi_{Ddq} = L_{sT1} i_{Ddq} + \varphi_{PM_{Ddq}} \quad (\text{II.24})$$

avec

$$\varphi_{PM_{Ddq}} = \left[\frac{\sqrt{6}}{2} \psi_{pm} \quad 0 \quad 0 \quad \frac{\sqrt{6}}{2} \psi_{pm} \quad 0 \quad 0 \right]^t \quad (\text{II.25})$$

Et la matrice d'inductances est simplifiée en :

$$L_{sT1} = (T_1 L_s(\theta) T_1^t) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{01} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} M_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & M_{q1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} M_{d2} & 0 & 0 \\ 0 & M_{q2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{d2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{q2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{02} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Les expressions mathématiques des termes composants cette matrice sont :

$$L_{d1} = L_{d2} = L_{s0} + \frac{1}{2}m + \frac{3}{2}L_{s2} \quad (\text{II.27})$$

$$L_{q1} = L_{q2} = L_{s0} + \frac{1}{2}m - \frac{3}{2}L_{s2} \quad (\text{II.28})$$

$$L_{01} = L_{02} = L_{s0} - m \quad (\text{II.29})$$

$$M_{d1} = M_{d2} = \frac{3}{2}m + \frac{3}{2}L_{s2} \quad (\text{II.30})$$

$$M_{q1} = M_{q2} = \frac{3}{2}m - \frac{3}{2}L_{s2} \quad (\text{II.31})$$

On remarque dans cette matrice l'existence de deux sous-machines principales, dont leurs matrices d'inductances respectives sont les deux sous-matrices sur la diagonale. Et elles sont couplées entre elles par des inductances mutuelles.

L'équation électrique dans le plan Ddq est obtenue en appliquant la transformation (II.21) sur l'équation (II.4), ce qui donne le résultat suivant :

$$v_{Ddq} = r i_{Ddq} + \frac{d\varphi_{Ddq}}{dt} + \omega_e f_1 \varphi_{Ddq} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant φ_{Ddq} par son équation donnée par (II.24), et en admettant que le flux des AP est constant dans le temps, on obtient le modèle électrique de la MSAPDE dans le plan Ddq:

$$\frac{di_{Ddq}}{dt} = L_{T1}^{-1} \left(v_{Ddq} - \omega_e f_1 \varphi_{PM_{Ddq}} - (r + \omega_e f_1 L_{T1}) i_{Ddq} \right) \quad (\text{II.33})$$

Avec

$$f_1 = \frac{1}{\omega_e} \left(T_1 \frac{dT_1^{-1}}{dt} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce modèle peut être réécrit sous forme de système d'équations, ce qui donne :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{01} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{02} \end{bmatrix} = L_{T1}^{-1} \left(\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{01} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \\ v_{02} \end{bmatrix} - \frac{\sqrt{6}}{2} \omega_e \begin{bmatrix} \Psi_{pm} \\ 0 \\ 0 \\ \Psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_s & -\omega_e L_{q1} & 0 & 0 & -\omega_e M_{q1} & 0 \\ \omega_e L_{d1} & r_s & 0 & \omega_e M_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_e M_{q2} & 0 & r_s & -\omega_e L_{q2} & 0 \\ \omega_e M_{d2} & 0 & 0 & \omega_e L_{d2} & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{01} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{02} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.34})$$

où

$$L_{T1}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_{d2}}{L_{d1}L_{d2} - M_{d1}M_{d2}} & 0 & 0 & -\frac{M_{d1}}{L_{d1}L_{d2} - M_{d1}M_{d2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{q2}}{L_{q1}L_{q2} - M_{q1}M_{q2}} & 0 & 0 & -\frac{M_{q1}}{L_{q1}L_{q2} - M_{q1}M_{q2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{01}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{M_{d2}}{L_{d1}L_{d2} - M_{d1}M_{d2}} & 0 & 0 & \frac{L_{d1}}{L_{d1}L_{d2} - M_{d1}M_{d2}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M_{q2}}{L_{q1}L_{q2} - M_{q1}M_{q2}} & 0 & 0 & \frac{L_{q1}}{L_{q1}L_{q2} - M_{q1}M_{q2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{02}} \end{bmatrix}$$

On peut nettement remarquer la complexité de ce système, où chacune des équations est couplée à deux autres équations distinctes. Ce couplage est dû au fait que l'angle entre les deux repères liés aux deux sous-machines est non nul, ce qui crée une mutuelle magnétique entre leurs enroulements. Bien qu'il soit beaucoup moins complexe que le modèle naturel présenté précédemment, il reste néanmoins assez complexe pour être implémenté dans un logiciel de simulation ou bien l'utiliser pour des fins de commande.

B. Modèle mécanique

Le comportement mécanique de la machine est décrit par l'équation (II.15) donnée précédemment. L'expression du couple électromagnétique dans le plan Ddq est obtenu en appliquant la transformation (II.21) sur l'équation du couple électromagnétique dans le repère naturel donnée par la dérivé partielle de la co-énergie (II.18), ce qui donne :

$$T_e = \underbrace{3PL_{s2}(i_{d1} + i_{d2})(i_{q1} + i_{q2})}_{\text{Couple de réluctance}} + \underbrace{\frac{\sqrt{6}}{2}P\Psi_{pm}(i_{q1} + i_{q2})}_{\text{Couple principal}} \quad (\text{II.35})$$

On peut distinguer dans cette équation les deux couples susmentionnés dans le modèle naturel. En plus de ce qui a été précédemment dit, le couple principal est produit par la composante quadratique du courant de phase, et le couple de réluctance est produit par l'interaction entre les courants direct et quadratique. Aussi, le couple total de la machine est la somme des couples créés par chaque sous machine.

C. Avantages et inconvénients du modèle Ddq

On peut distinguer dans la matrice (II.26) quatre sous matrices de 3×3 , relatives à deux sous-machines biphasées identiques dont les grandeurs sont couplées deux à deux (c'est-à-dire $d1$ avec $d2$ et $q1$ avec $q2$). Les termes de ce couplage sont M_{d1} , M_{q1} , M_{d2} et M_{q2} . D'autre part, d'après l'équation (II.25), il est clair que l'excitation magnétique du rotor dans le plan Ddq est divisée équitablement entre les axes $d1$ et $d2$, par conséquent, les deux sous-machines sont actives et contribuent parallèlement dans la production du flux et du couple électromagnétique. Ceci est aussi confirmé par l'équation du couple électromagnétique (II.35), où le couple total est produit par la somme des courants direct et quadratique de chaque sous-machine.

Les grandeurs de ce modèle (le courant, le flux et la tension) sont de nature continue, ce qui élimine complètement l'un des inconvénients du modèle naturel développé précédemment (qui est la nature sinusoïdale de ses grandeurs), et rend possible son utilisation dans les algorithmes de commande. Par contre, en ce qui concerne le deuxième inconvénient, c'est-à-dire le couplage entre les grandeurs, il n'est que partiellement éliminé. En effet, un couplage existe toujours entre les deux sous machines, et l'algorithme de commande devra donc contrôler deux systèmes identiques couplés de manière parallèle. Mais comme les variations d'une sous-machine influencent directement la deuxième, l'algorithme doit être conçu pour faire face à cette contrainte, au détriment de pauvres performances et une complexité accrue, comme le témoigne l'étude reportée dans [72]. Mais, il peut néanmoins être utilisé dans certains cas, par exemple si un control indépendant de chaque étoile est requis, comme ce qui a été fait dans [73].

Afin de palier au problèmes de ce modèle de MSAPDE, un autre modèle plus simple, dont les grandeurs sont moins couplées, peut être utilisé à sa place. Ce modèle est présenté dans la section ci-après.

II.4.c. Modèle simplifié dans le plan dq composé (modèle dq étendu)

Dans ce modèle, la matrice de transformation de Park est utilisée de manière différente afin d'avoir un modèle simplifié et découplé, le rendant plus pratique pour utilisation dans des algorithmes de commande.

Au lieu de représenter le système à six phases dans deux plans dq confondus, cette transformation décompose l'espace original à six dimensions en trois plans bidimensionnels perpendiculaires (le plan n , le plan a et le plan 0), sur chaque plan deux vecteurs orthogonaux sont définis (nd et nq sur le plan n , ad et aq sur le plan a , $n0$ et $a0$ sur le plan 0), et tous ces vecteurs sont orthogonaux entre eux. Ce concept,

très similaire à ce qui est décrit dans [74], est impossible à imaginer dans la réalité, et encore moins à le dessiner, car dans notre espace à trois dimensions, il ne peut y avoir que trois vecteurs orthogonaux. Mais il peut néanmoins être rapproché pour le lecteur tel représenté dans la Figure II.8.

Dans ce modèle, les composantes fondamentales des grandeurs de la machine et les harmoniques d'ordre $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) sont représentées dans le plan n , et les harmoniques d'ordre $6(2k+1) \pm 1$ ($k=0, 1, 2, \dots$) sont représentés dans le plan a , tandis que le plan 0 représente les composantes homopolaires [71].

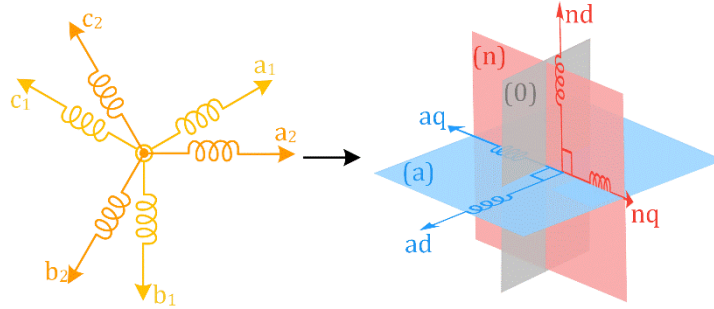


Figure II.8: Représentation de deux enroulements triphasés dans le plan dq composé

A. Modèle électrique

Comme pour le modèle précédent, la transformation se fait via l'équation (II.36) en utilisant la matrice de transformation (II.37), où X_n ($n = dq, abc$) représente une variable physique de la machine (tension, courant ou flux) dans le repère indiqué par l'indice n .

$$X_{dq} = [X_{nd} \quad X_{nq} \quad X_{n0} \quad X_{ad} \quad X_{aq} \quad X_{a0}]^t = T_p X_{abc} \quad (II.36)$$

$$T_p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} T(\theta) & T(\theta - \alpha) \\ T(\theta) & -T(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

En appliquant la transformation (II.36) à l'équation (II.5), et après quelques simplifications trigonométriques, l'équation du flux du modèle dq étendu et sa matrice d'inductances sont obtenues :

$$\varphi_{dq} = L_{sTp} i_{dq} + \varphi_{PMdq} \quad (II.38)$$

Avec

$$\varphi_{PMdq} = [\sqrt{3}\psi_{pm} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^t \quad (II.39)$$

Et la matrice d'inductances est simplifiée en :

$$L_{sTp} = (T_p L_s(\theta) T_p^t) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{nd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{nq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{n0} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{a0} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

Les expressions mathématiques des termes composants cette matrice sont :

$$L_{n0} = L_{a0} = L_{ad} = L_{aq} = L_{s0} - m \quad (\text{II.41})$$

$$L_{nd} = L_{s0} + 3L_{s2} + 2m \quad (\text{II.42})$$

$$L_{nq} = L_{s0} - 3L_{s2} + 2m \quad (\text{II.43})$$

On remarque dans cette matrice l'existence de deux sous-machines comme pour le modèle précédent, par contre le couplage entre elles est éliminé, et sont indépendante l'une de l'autre.

L'équation électrique dans le plan dq composé est obtenue en appliquant la transformation (II.36) sur l'équation (II.4), ce qui donne :

$$v_{dq} = r i_{dq} + \frac{d\varphi_{dq}}{dt} + \omega_e f_1 \varphi_{dq} \quad (\text{II.44})$$

En remplaçant φ_{dq} par son équation données dans (II.38), et en considérant le flux des AP constant dans le temps, le modèle électrique de la MSAPDE dans le plan dq composé est donné par :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = L_{Tp}^{-1} \left(v_{dq} - \omega_e f_1 \varphi_{PMdq} - (r + \omega_e f_1 L_{Tp}) i_{dq} \right) \quad (\text{II.45})$$

Avec

$$f_1 = \frac{1}{\omega_e} \left(T_p \frac{dT_p^{-1}}{dt} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce modèle peut être réécrit sous forme d'un système d'équations, ce qui donne :

$$\begin{cases} \frac{di_{nd}}{dt} = \frac{1}{L_{nd}} (v_{nd} - r_s i_{nd} + \omega_e L_{nq} i_{nq}) \\ \frac{di_{nq}}{dt} = \frac{1}{L_{nq}} (v_{nq} - r_s i_{nq} - \omega_e L_{nd} i_{nd} - \sqrt{3} \Psi_{pm} \omega_e) \\ \frac{di_{n0}}{dt} = \frac{1}{L_{n0}} (v_{n0} - r_s i_{n0}) \\ \frac{di_{ad}}{dt} = \frac{1}{L_{ad}} (v_{ad} - r_s i_{ad} + \omega_e L_{aq} i_{aq}) \\ \frac{di_{aq}}{dt} = \frac{1}{L_{aq}} (v_{aq} - r_s i_{aq} - \omega_e L_{ad} i_{ad}) \\ \frac{di_{a0}}{dt} = \frac{1}{L_{a0}} (v_{a0} - r_s i_{a0}) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

On remarque rapidement la simplicité de ce modèle par rapport aux modèles précédemment présentés. Et chaque équation de ce système n'est couplée qu'à une seule autre équation appartenant au même plan, comme c'est le cas pour la machine triphasée conventionnelle, ce qui élimine presque totalement le deuxième inconvénient du modèle naturel. Le couplage qu'on voit dans ce modèle peut très facilement être compensé lors de l'élaboration d'un algorithme de commande, comme on le vira plus tard dans le chapitre dédié à la commande de cette machine.

B. Modèle mécanique

Comme fait précédemment, l'expression du couple électromagnétique dans le plan dq composé est obtenue en appliquant la transformation (II.36) sur l'équation du couple électromagnétique dans le repère naturel exprimée par la dérivée partielle de la co-énergie (II.16).

$$T_e = \underbrace{6PL_{s2}i_{nd}i_{nq}}_{\text{Couple de réluctance}} + \underbrace{\sqrt{3}P\Psi_{pm}i_{nq}}_{\text{Couple principal}} \quad (\text{II.47})$$

Les deux couples créés par cette machine (couple principal et couple de réluctance) sont aussi visible dans cette équation. La différence avec l'expression du couple du modèle présenté dans la section précédente, est que le couple électromagnétique n'est créé que par les courants de la première sous-machine. La deuxième sous machine ne participe donc pas à la production de couple.

C. Avantages et inconvénient du modèle dq étendu

En plus des avantages du précédent modèle (modèle Ddq), plusieurs autres avantages sont introduits par le présent modèle. Sa matrice d'inductances donnée par (II.40) est diagonale, c'est-à-dire qu'il n'existe aucun couplage entre les deux sous machines de ce modèle. Et d'après l'équation (II.39), l'excitation magnétique du rotor dans le plan dq composé est complètement concentrée dans un seul axe, l'axe nd . Par conséquent, seule la sous-machine n est responsable de la création du couple électromagnétique et du flux, comme le prouve l'équation (II.47), qui est composée uniquement des courants de la première sous-machine.

Dans la deuxième sous-machine et la machine homopolaire (plans a et 0), il n'existe aucune excitation magnétique hormis celle introduite par la tension d'alimentation. Aussi, les inductances de ces sous-machines sont les inductances de fuite statoriques. En conséquence, les puissances consommées par ces sous-machines ne représentent que les pertes de la machine, et ne contribuent pas à la production de couple ni de flux. Ces sous-machines ne sont donc excitées que par les harmoniques présents dans la tension d'alimentation, qui apparaissent dans le plan a . Ceci est particulièrement vrais lorsque la machine est alimentée par un convertisseur statique.

Les courants de la deuxième sous-machine augmentent aussi lorsque la puissance fournit/consommée par chacune des deux étoiles est différente et non équilibrée. Ainsi, le courant i_{ad} apparait lors d'un déséquilibre de puissance réactive, tandis que le courant i_{aq} est relatif au déséquilibre de puissance active. Ceci est connu dans la littérature sous le nom de "partage de puissance déséquilibré" [38,72,75]. Donc, afin de minimiser les pertes de la machine, réduire ses harmoniques temporels, et assurer un partage équilibré de puissances entre les deux étoiles, l'algorithme de commande doit être capable de réguler les courants de la deuxième sous-machine à zéro.

Ceci dit, grâce à la simplicité de ce modèle, l'algorithme de commande de cette machine peut enfin contrôler chaque grandeur séparément sans être influencé par les perturbations et variations qui peuvent apparaître dans les autres grandeurs, ce qui simplifie la commande et la rend plus robuste.

II.4.d. Résultats de simulation et interprétations

Afin de vérifier les grandeurs nominales de la machine utilisée dans les présents travaux, le modèle mathématique dans le repère abc de la machine dont les paramètres sont donnés en Annexe A02 est implémenté sur MATLAB/Simulink en considérant le système de la Figure II.9. La machine est alimentée par une puissance mécanique (P_m) nominale de 700 kW sur son arbre, et la charge résistive est calibrée de telle sorte à ce que la vitesse de rotation atteigne sa valeur nominale de 42 rad/s.

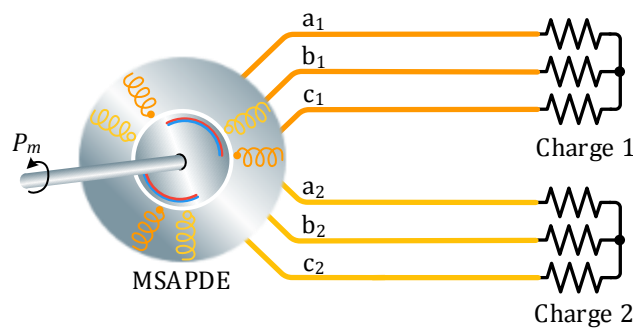


Figure II.9: Schéma du système étudié

La Figure II.10 montre l'évolution de la vitesse et du couple dans le temps. Il est à noter que l'inertie du modèle est réduite par rapport à l'inertie réelle de la machine afin d'assurer un temps de simulation raisonnable. On peut remarquer un couple électromagnétique nominal de la machine de près de 17 kNm.

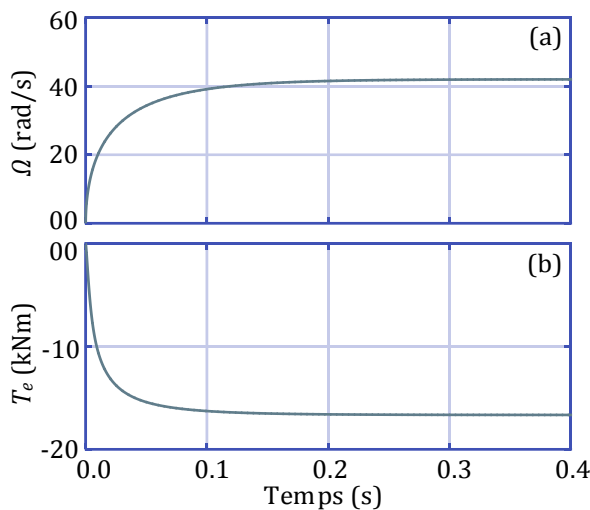


Figure II.10: Évolution de la vitesse (a) et du couple électromagnétique (b) dans le temps

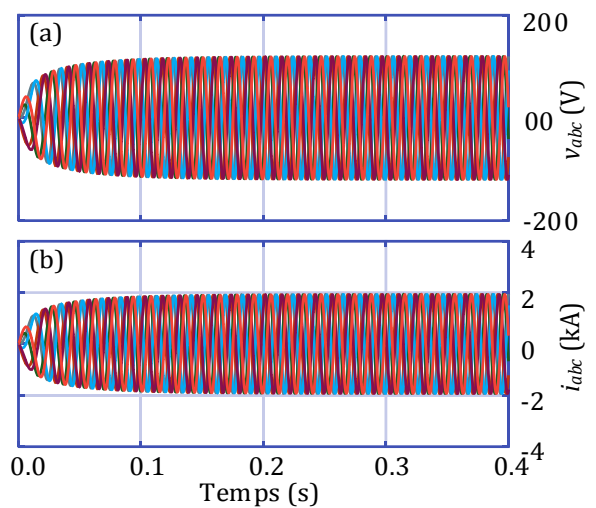


Figure II.11: Évolution des courants statoriques (a) et de la tension au bornes de la machine (b) dans le temps

Sur la Figure II.11 est illustrée la forme des courants statoriques et des tensions de la machine. On peut distinguer un courant nominal efficace d'environ 1.36 kA et une tension efficace de 85 V.

II.5. Modélisation du convertisseur statique

Le convertisseur statique contrôlable est une partie essentielle de tout système d'entraînement, car il permet de fournir une alimentation à tension et fréquence variables contrôlable, nécessaire pour le fonctionnement en vitesse variable des machines à courant alternatif. Et offre aussi un écoulement de puissance bidirectionnel, permettant ainsi la récupération d'énergie, et s'utilise indifféremment comme redresseur ou onduleur.

Parmi toutes les topologies de convertisseurs existantes, la plus répandue reste la topologie classique à deux niveaux (Figure II.12). Malgré qu'elle n'offre pas la tolérance aux défauts des topologies multiniveaux, mais sa structure simple, sa commande suffisamment développée, et son utilisation minimale de composants semi-conducteurs, en plus d'être non encombrant, font de lui un très bon choix pour des applications embarquées de faible à moyenne puissance.

II.5.a. Modèle mathématique du convertisseur triphasé à deux niveaux

La Figure II.12 montre un convertisseur statique triphasé à deux niveaux. Il est composé de trois bras comportant chacun deux interrupteurs, formant ainsi trois interrupteurs supérieurs et trois inférieurs.

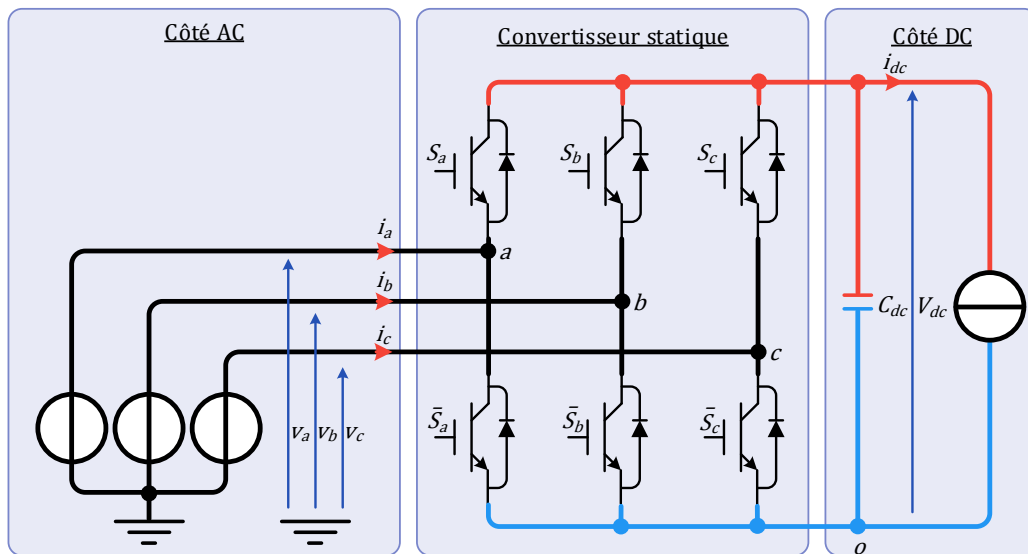


Figure II.12: Structure de base d'un convertisseur statique à deux niveaux

S_a , S_b et S_c sont les signaux digitaux de commande des trois interrupteurs supérieurs. Les interrupteurs inférieurs sont commandés de manière complémentaire à ceux du haut, ainsi, le côté DC ne risque pas d'être court-circuité.

En posant un point o sur la borne négative du côté DC, les tensions des points a , b et c par rapport au point o sont imposées par les états des interrupteurs, et peuvent avoir deux niveaux différents, 0 ou V_{dc} , d'où l'appellation de convertisseur à deux niveaux. Ces tensions sont données par l'équation (II.4)(II.48):

$$\begin{cases} v_{ao} = V_{dc}S_a \\ v_{bo} = V_{dc}S_b \\ v_{co} = V_{dc}S_c \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Les tensions simples du côté AC, par rapport au point neutre n , peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} v_{an} = v_a = v_{ao} - v_{no} \\ v_{bn} = v_b = v_{bo} - v_{no} \\ v_{cn} = v_c = v_{co} - v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

En considérant un régime triphasé équilibré, c'est-à-dire la somme des tensions simples est nulle, la tension v_{no} est donnée par l'équation (II.50).

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.50})$$

En combinant les équations (II.48) à (II.50), les tensions simples sont exprimées en fonction des états des interrupteurs et de la tension du côté DC par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Si le bus continu n'est pas alimenté par une batterie mais par une source DC non constante, alors sa tension est exprimée à partir du courant total qui traverse le condensateur de filtrage par l'équation (II.52), où i_{dc} représente le courant consommé/débité par la charge/source à courant continu.

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc}) dt \quad (\text{II.52})$$

II.5.b. Commande vectorielle d'un convertisseur triphasé à deux niveaux

A. Fonctionnement de la technique de commande vectorielle

De nos jours, les techniques de commande utilisées pour générer les signaux de commande des interrupteurs d'un convertisseur statique sont basées sur le concept de modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Un concept qui permet une amélioration notable du contenu harmonique du courant, et un contrôle précis de la tension du convertisseur [76]. Le principe est d'imposer une tension AC à partir de la tension DC et une combinaison optimale des états des interrupteurs, que ce soit pour un fonctionnement redresseur ou onduleur.

La technique de la modulation vectorielle (SVM, Space Vector Modulation) est une technique basée sur ce concept. Elle utilise la représentation vectorielle des tensions du convertisseur dans le plan biphasé $\alpha\beta$ de Concordia afin de générer le signal de commande optimal.

Comme chaque interrupteur supérieur peut avoir deux états (0 ou 1), et sont complémentaires aux interrupteurs inférieur, huit combinaisons sont possibles pour ce convertisseur. Chaque combinaison est décrite par un vecteur de commande \bar{V}_k ($k \in [0,7]$). Les tensions simples qu'imposent chaque vecteur, et leurs expressions dans le plan $\alpha\beta$ de Concordia (calculées en utilisant l'équation

(II.53)) sont résumées dans le Tableau II.2. Noter que la combinaison $S_a S_b S_c$ de chaque vecteur, est la représentation binaire inversée de son ordre k sur trois bits.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

À partir du Tableau II.2, les vecteurs de commande dans le plan de Concordia peuvent être dessinés comme illustré dans la Figure II.13. Ils divisent le plan de Concordia en six régions égales appelées secteurs. Le vecteur \bar{v}_s est le vecteur tension de référence. Son amplitude est limitée au rayon du cercle formé par les vecteurs de commande, et tourne à une vitesse ω qui correspond à la fréquence de la tension du côté AC en rad/s. Il se déplace donc de manière périodique dans les secteurs.

Tableau II.2: Vecteurs de commande du convertisseur et les tension qu'ils imposent sur le côté AC

k	$S_a S_b S_c$	v_a	v_b	v_c	V_k^α	V_k^β
0	000	0	0	0	0	0
1	100	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
2	010	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
3	110	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
4	001	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
5	101	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
6	011	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
7	111	0	0	0	0	0

Avec six vecteurs de commande actifs et deux vecteurs nuls, il n'est possible de générer que sept vecteurs tensions sur le côté AC. Pour générer les vecteurs intermédiaires, il est nécessaire de combiner plusieurs vecteurs pendant des temps bien définis. Ainsi, pendant chaque période d'échantillonnage T_s , l'algorithme doit appliquer trois vecteurs différents, qui sont les deux vecteurs qui délimitent le secteur dans lequel \bar{v}_s se trouve à l'instant considéré, et un des vecteurs nuls \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 . Les temps d'application de chaque vecteur doivent être soigneusement calculés, en fonction de l'amplitude du vecteur de référence et de son angle par rapport à l'axe α .

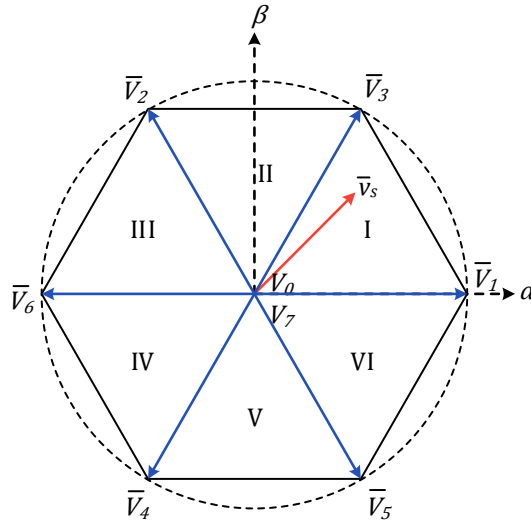


Figure II.13: Comportement de la technique de commande SVM dans le plan de Concordia

B. Calcul des temps de séjour (temps d'application des vecteurs)

On définit la période d'échantillonnage T_s , pendant laquelle l'algorithme de commande SVM est exécuté, et les trois vecteurs de commande sélectionnés sont appliqués. T_s doit être d'une valeur assez petite pour considérer le vecteur de référence \bar{v}_s constant.

L'angle instantané du vecteur de référence est calculé par l'équation (II.54) après l'avoir transformé vers le plan de Concordia via l'équation (II.53).

$$\gamma_v = \text{atan} \left(\frac{v_s^\beta}{v_s^\alpha} \right) \quad (\text{II.54})$$

Quand le vecteur \bar{v}_s est dans un secteur n ($n \in [1,6]$), alors les vecteurs qu'il faut appliquer afin de le reconstituer sont \bar{V}_n et \bar{V}_{n+1} selon l'ordre établi dans l'équation (II.55), et un des vecteurs nuls. Le vecteur nul à appliquer est choisi de manière à minimiser le nombre de commutations.

$$[\bar{V}_n] = [\bar{V}_1 \ \bar{V}_3 \ \bar{V}_2 \ \bar{V}_6 \ \bar{V}_4 \ \bar{V}_5 \ \bar{V}_1] \quad (\text{II.55})$$

Les temps de séjour des vecteurs sont calculés en utilisant le principe du volt-seconde. D'après la loi de Faraday donnée par (II.56), on définit le volt-seconde du vecteur de référence pendant une période d'échantillonnage T_s par l'équation (II.57) [76]:

$$\bar{v}_s = \frac{d\bar{\varphi}}{dt} \approx \frac{\Delta\bar{\varphi}}{\Delta t} \quad (\text{II.56})$$

$$\Delta\bar{\varphi} = \bar{v}_s \Delta t = \bar{v}_s T_s \quad (\text{II.57})$$

Afin de reproduire le même volt-seconde que le vecteur de référence durant une période d'échantillonnage, on applique chaque vecteur de commande V_n pendant un temps t_n , de telle sorte que:

$$\bar{v}_s T_s = \bar{V}_n t_n + \bar{V}_{n+1} t_{n+1} + \bar{V}_0 t_0 \quad (\text{II.58})$$

où \bar{V}_0 est l'un des deux vecteurs nuls, et t_0 est donné par :

$$t_0 = T_s - t_n - t_{n+1} \quad (\text{II.59})$$

En transformant l'équation (II.58) vers le plan de Concordia via la transformation donnée par (II.53), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_s^\alpha T_s = V_n^\alpha t_n + V_{n+1}^\alpha t_{n+1} \\ v_s^\beta T_s = V_n^\beta t_n + V_{n+1}^\beta t_{n+1} \end{cases} \quad (II.60)$$

Ce système se réécrit sous forme matricielle, plus facile à résoudre :

$$T_s \begin{bmatrix} v_s^\alpha \\ v_s^\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_n^\alpha & V_{n+1}^\alpha \\ V_n^\beta & V_{n+1}^\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_n \\ t_{n+1} \end{bmatrix} \quad (II.61)$$

En résolvant ce système, et en combinaison avec l'équation (II.59), les temps d'application de chaque vecteur de commande sont calculés précisément de manière à reconstituer le vecteur de référence pendant chaque période d'échantillonnage.

C. Séquence de commutation

Maintenant que les vecteurs à appliquer sont sélectionnés, et leurs temps de séjour respectifs sont calculés, il faut définir la manière de les appliquer, de façon à optimiser le nombre de commutations dans chaque période d'échantillonnage.

D'après le Tableau II.2 et la Figure II.13, le nombre de commutations à effectuer entre deux vecteur consécutif est un. Et chaque vecteur actif possède soit un ou deux bits actifs, donc afin de limiter le nombre de commutations à un, le vecteur nul à appliquer est défini ainsi :

$$\begin{cases} V_0 \text{ si } V = V_1, V_2 \text{ ou } V_4 \\ V_7 \text{ si } V = V_3, V_5 \text{ ou } V_6 \end{cases}$$

où V est le vecteur de commande appliqué avant le vecteur nul (Figure II.14).

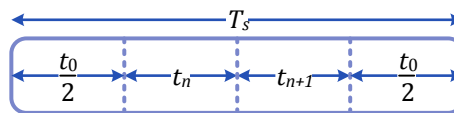


Figure II.14: Séquence de commutation simple de la technique SVM

Une technique très répandue est la double séquence de commutation, où les commutations sont définies sur deux périodes au lieu d'une seule, comme illustré sur la Figure II.15.

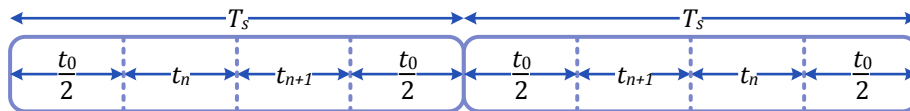


Figure II.15: Double séquence de commutation de la technique SVM

L'algorithme élaboré dans cette section est résumé dans la Figure II.16. Le modèle construit sur Matlab/Simulink est donné en Annexe A11.

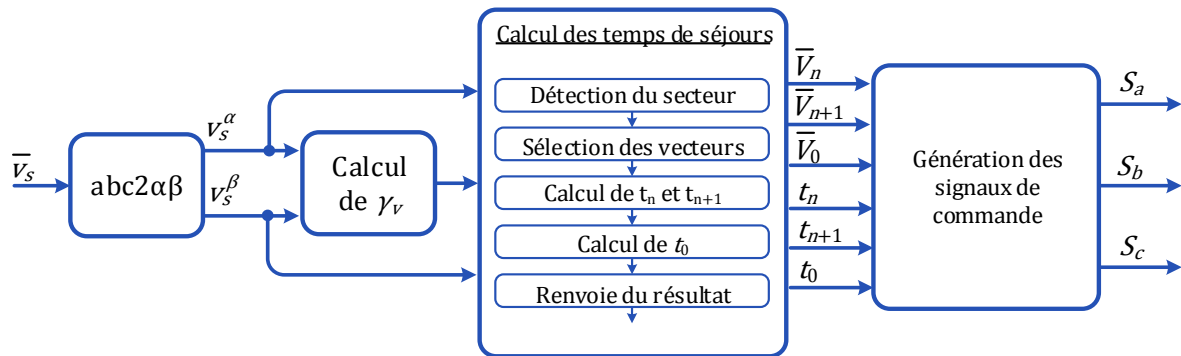


Figure II.16: Schéma synoptique de l'algorithme de commande SVM

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, les modèles mathématiques des différents éléments qui composent un SCEM ont été élaborés, à savoir : le courant de marée, la turbine hydrolienne, la génératrice, et le convertisseur statique associé à sa commande.

On s'est contenté, pour le modèle mathématique des marées, d'un modèle de premier ordre, sans inclure l'effet des perturbations. Et un exemple d'évolution du coefficient de marée pour Arzew en Algérie pendant un mois est présenté. Aussi, le comportement de la turbine est décrit par une équation mathématique associée à une courbe qui décrit ses caractéristiques hydrodynamiques, afin de décrire la relation entre la vitesse de marée, la vitesse de rotation et la puissance disponible sur l'axe de la turbine.

Plusieurs modèles ont été reportés pour la MSAPDE, chacun avec ses avantages et inconvénients. Le modèle dans le référentiel naturel est le mieux adapté pour l'étude du comportement de la machine en défaut. Le modèle dans le plan Ddq est recommandé lorsqu'un control indépendant de chaque étoile est requis. Tandis que le modèle dans le plan dq composé est mieux adapté pour une commande robuste et efficace de la machine. Ainsi, dans la suite de cette thèse, c'est ce dernier modèle qui sera utilisé pour la commande de la MSAPDE.

Afin d'obtenir le fonctionnement en vitesse variable de la génératrice, le modèle mathématique d'un convertisseur statique triphasé à deux niveau a été présenté. Les signaux de commande du convertisseur sont générés via la technique de commande vectorielle SVM, où un algorithme permettant de sélectionner les vecteurs de commande optimaux à appliquer au convertisseur, et de calculer leurs temps d'application, a été proposé, afin de contrôler efficacement les tensions au bornes de la machine.

En utilisant les modèles mathématiques présentés dans ce chapitre, le prochain chapitre sera dévoué à l'élaboration d'une commande pour un SCEM complet sans défaut et connecté au réseau électrique.

***Chapitre IV.
MSAPDE en mode dégradé:
analyse du comportement***

***Chapitre III.
Commande d'un système de conversion
d'énergie marémotrice connecté
au réseau électrique***

***marémotrice : schéma de puissance
et modélisation mathématique***

Chapitre III.

Commande d'un système de conversion d'énergie marémotrice connecté au réseau électrique

III.1. Introduction

Ce chapitre est dédié à l'étude d'un SCEM connecté au réseau électrique triphasé conventionnel. Après avoir modélisé mathématiquement les éléments de puissance, un algorithme de commande est élaboré afin de permettre un meilleur rendement du système. Ceci en se focalisant sur des techniques de minimisation du nombre de capteurs utilisés.

Afin d'avoir un contrôle précis de la vitesse de rotation, et réduire le contenu harmonique du courant statorique, la génératrice est contrôlée via la technique de commande par orientation de flux (FOC, Field Oriented Control). Le but de cette technique est de découpler le contrôle du flux et du couple électromagnétique d'une machine à courant alternatif, où la composante du courant qui crée le flux et celle qui crée le couple sont contrôlées et gardées à un angle constant de 90° , comme c'est le cas naturellement dans les machines à courant continu à excitation séparée obtenu grâce au commutateur mécanique [77,78]. Cette commande est accomplie en utilisant un modèle simplifié de la machine, comme ceux présentés dans la section II.4.

La technique FOC nécessite par nature une connaissance précise de la position du rotor afin d'effectuer la transformation des grandeurs mesurées vers le repère dq étendu tournant. Cette position est fournie habituellement par un capteur de position monté sur l'arbre de la machine, ce qui représente le maillon faible de cette technique de commande. Dans le but d'appliquer une commande à minimisation du nombre de capteurs, la vitesse et la position du rotor sont estimés en utilisant la technique EKF, et ce pour ses avantages précédemment discuté dans le Chapitre I.

Toutefois, utiliser un estimateur afin d'estimer une variable aussi sensible que la position rotorique engendre certaines erreurs. Elles ne sont ordinairement pas graves et peuvent être négligées pour les machines à nombre de pôles réduit, mais dans une machine multipolaire, l'effet de ces erreurs est amplifié et devient plus important et non négligeable. Ce problème sera analysé et discuté par la suite, et une solution sera ainsi proposée.

Le comportement de la vitesse de la machine est hautement non linéaire, car elle dépend de plusieurs couples non linéaires qui agissent simultanément sur l'arbre de la machine. De plus, le comportement du couple moteur qu'impose la turbine sur l'arbre de la génératrice est imprévisible, et peut être considéré comme une perturbation externe au système. Par conséquence, les performances

du traditionnel régulateur PI se retrouve diminuées dans ce type d'applications. Ainsi, afin de garantir un contrôle précis et stable de la vitesse de la machine, un contrôleur de vitesse basé sur la logique floue (FSC, Fuzzy Speed Controller) est utilisé pour contrôler la vitesse et générer le couple électromagnétique de référence requis pour la commande FOC.

La puissance électrique ainsi générée est injectée au réseau via un onduleur contrôlé par la technique de contrôle direct de puissance (DPC, Direct Power Control). Cette technique permet de garder la tension du bus continu fixe, et un contrôle indépendant des puissances active et réactive acheminées par le convertisseur. Afin d'avoir un contrôle plus stable, les puissances sont estimées en se basant sur un flux magnétique virtuel, en supposant que les tensions du réseau et les inductances de filtrage sont assimilables à une machine AC virtuelle. Cette technique est connue sous le nom de VF-DPC (Virtual Flux based DPC) [79]. L'état des interrupteurs est sélectionné depuis une table de commutation spécialement développée à cet effet.

Le schéma de contrôle général du système étudié est représenté sur la Figure III.1. Les deux CCMs sont commandés via FOC, le EKF est utilisé pour estimer la vitesse et la position du rotor, et le couple électromagnétique de référence est généré par le FSC. Les signaux de commande des CCMs sont générés par la technique SVM présentée dans le Chapitre II. Le CCR est, quant à lui, commandé par la technique VF-DPC.

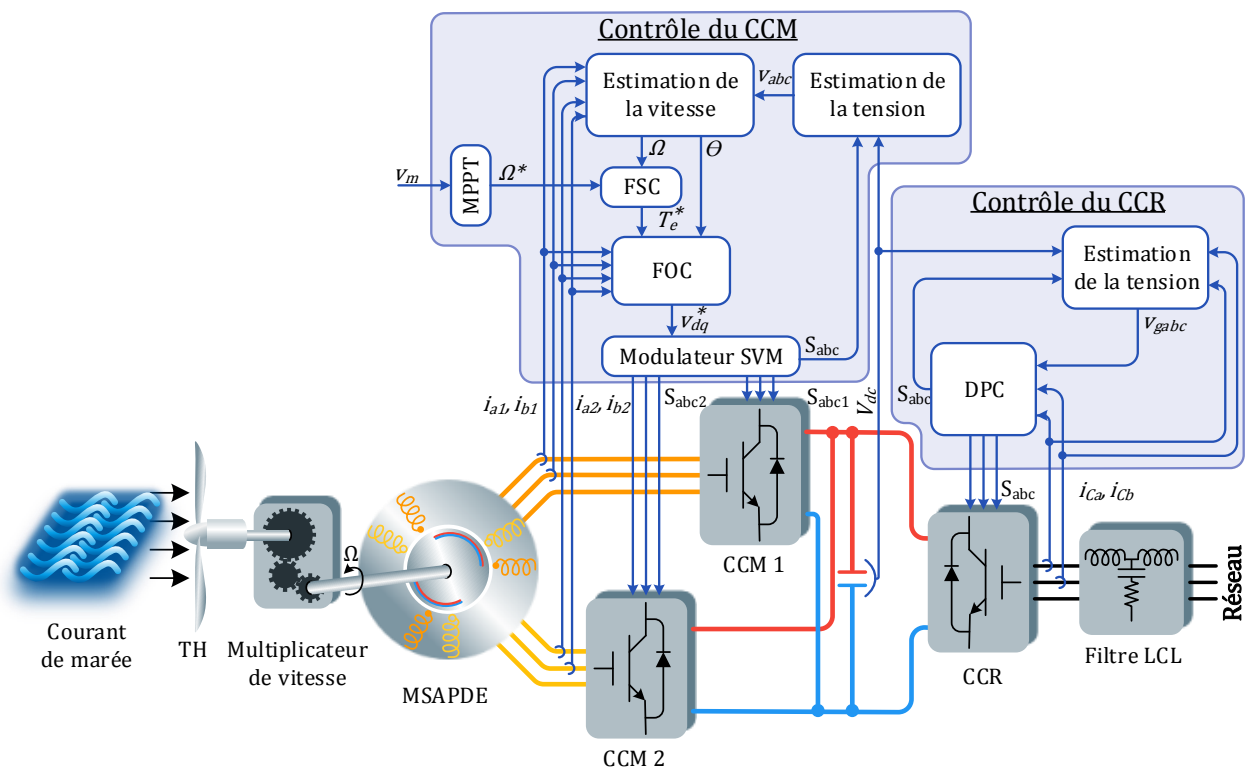


Figure III.1: Schéma général du système étudié

III.2. Contrôle du convertisseur côté machine

III.2.a. Commande par orientation de flux

Le schéma synoptique de la commande FOC est montré sur la Figure III.2.

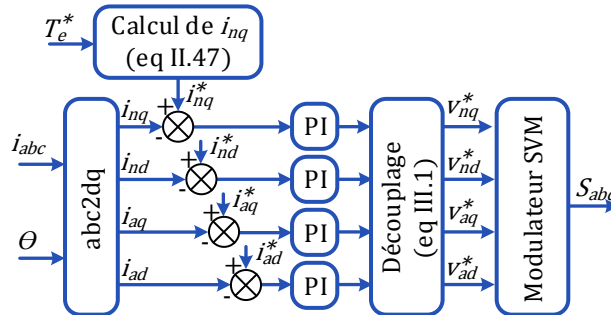


Figure III.2: Schéma synoptique de la technique de commande FOC

D'après l'équation (II.47), et comme la machine utilisée ici est à pôles lisses (les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A02), une seule composante de courant de phase (i_{nq}) est responsable de la production de couple. Donc, afin de contrôler le couple, il suffit de contrôler cette composante. La référence du courant i_{nq} est calculée à partir du couple électromagnétique de référence généré par le FSC et de l'équation (II.47). La composante i_{nd} est quant à elle responsable de la production de flux, et doit être annulée, afin de profiter au maximum du flux des aimants, minimiser l'amplitude du courant de phase, et éviter la saturation du circuit magnétique lors d'un fonctionnement nominal.

Dans certains cas, i_{nd} doit avoir une valeur non nulle, par exemple pour fournir un couple électromagnétique maximal dans les machines à pôles saillants, ou si la puissance extraite est supérieure à la puissance nominale de la machine. Dans ce cas un affaiblissement du flux doit être accompli par action sur la composante directe du courant statorique pour accélérer la machine au-delà de sa vitesse nominale.

Comme les neutres de la machine sont gardés flottants et isolés, les composantes homopolaires du courant sont naturellement nulles et ne seront donc pas contrôlées.

Dans ce schéma de contrôle, les courants de phases mesurés sont transformés vers le plan dq étendu via l'équation (II.36). Puis, en utilisant quatre contrôleurs PI, ces courants sont régularisés afin qu'ils suivent leurs valeurs de référence respectives. Comme reporté précédemment dans la section II.4.c, les courants de la deuxième sous-machine doivent être annulés, afin de minimiser le contenu harmonique du courant statorique, et assurer un partage de puissance équilibré entre les deux étoiles.

D'après le système d'équations (II.46), un couplage existe entre les composantes d et q de chaque sous-machine. En l'éliminant, les performances des contrôleurs PI se verront améliorées. Pour cela, les termes responsables de ce couplage (équation (III.1)) sont supprimés du système (II.46) en les ajoutant à la sortie des régulateurs PI [72].

$$\begin{cases} v'_{nd} = \omega_e L_{nq} i_{nq} \\ v'_{nq} = -\omega_e L_{nd} i_{nd} - \omega_e \sqrt{3} \Psi_{PM} \\ v'_{ad} = \omega_e L_{aq} i_{aq} \\ v'_{aq} = -\omega_e L_{ad} i_{ad} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les tensions de référence ainsi générées sont utilisées comme entrée pour le modulateur SVM afin de synthétiser les signaux de commande.

III.2.b. Filtre de Kalman étendu

A. Modèle discret du système surveillé

L'équation générale d'un système discret bruité non linéaire est donnée par :

$$\begin{cases} x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}) + w_k \\ y_k = g(x_k) + v_k \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

où w_k et v_k sont des distributions gaussiennes considérées d'une valeur moyenne nulle, qui décrivent le bruit et l'incertitude relatives au système et à la mesure respectivement. Les matrices covariance de ces distributions sont notées Q et R respectivement.

Afin de garder la nature gaussienne de ces distributions après l'application de la fonction non linéaire du système, donc permettre à l'algorithme de converger, le EKF linéarise cette fonction autour de l'état estimé actuel à chaque pas de calcul. La matrice Jacobéenne est utilisée dans ce qui suit pour linéariser la fonction non linéaire. Elle peut être calculée numériquement (en ligne) ou analytiquement (hors ligne). Cette dernière est préférée lorsqu'elle est possible car elle améliore le coût de calcul.

Le système d'équation de la MSAPDE (II.46) peut être réécrit sous forme matricielle, ce qui donne le système continu suivant :

$$\frac{d[x]}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_{nd}} & \omega_e \frac{L_{nq}}{L_{nd}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_e \frac{L_{nd}}{L_{nq}} & -\frac{r_s}{L_{nq}} & 0 & 0 & -\sqrt{3} \frac{\Psi_{PM}}{L_{nq}} \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_{ad}} & \omega_e \frac{L_{aq}}{L_{ad}} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_e \frac{L_{ad}}{L_{aq}} & -\frac{r_s}{L_{aq}} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3} P^2}{J} \Psi_{PM} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} [x] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{nd}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{nq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{ad}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{aq}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [u] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{PT_m}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

avec $[x] = [i_{nd} \ i_{nq} \ i_{ad} \ i_{aq} \ \omega_e]^t$, et $[u] = [v_{nd} \ v_{nq} \ v_{ad} \ v_{aq}]^t$.

Certains états doivent obligatoirement être mesurés afin que l'algorithme du filtre puisse vérifier la précision de son estimation. Les états les plus faciles à mesurer, et qui sont d'ailleurs indispensables au bon fonctionnement de l'algorithme de commande en entier, sont les courants statorique. Ils sont donc utilisés comme variables d'état, en plus de l'état à estimer (qui est la vitesse de rotation) dans l'algorithme du filtre [49].

Afin d'éliminer les capteurs de tension alternative aux bornes de la machine, ces tensions sont estimées via l'équation (II.51) (où $k = 1,2$ pour les étoiles 1 et 2), en utilisant la tension du bus continu et les états des interrupteurs.

$$\begin{bmatrix} v_{ak} \\ v_{bk} \\ v_{ck} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ak} \\ S_{bk} \\ S_{ck} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

En utilisant la discrétisation d'Euler, l'équation (III.3) peut être réécrite sous la forme discrète suivante :

$$\begin{cases} x_k = x_{k-1} + T_s f(x_{k-1}, u_{k-1}) \\ y_k = C_k u_k \end{cases} \quad (III.5)$$

où T_s est le pas d'échantillonnage, et la matrice de mesure C_k est d'origine linéaire, avec

$$C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

L'équation (III.5) peut être linéarisée par le biais du Jacobéen (équation (III.7)), où $[f]$ est la matrice non linéaire, et $\frac{\partial f_m}{\partial x_n}$ la dérivée partielle de la ligne m de la matrice f par rapport à la variable d'état x_n .

$$Jac([f]) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

En utilisant cette technique, le modèle discret linéaire de la MSAPDE est donné par l'équation (III.8). Comme la période d'échantillonnage de l'algorithme est très petite devant la dynamique mécanique du système, le modèle peut être simplifié en assumant une inertie infinie. Ainsi, la dernière ligne de la matrice A_k est réduite à zéro, et le couple mécanique T_m , considéré comme une perturbation externe, est éliminé de l'algorithme du filtre.

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \quad (III.8)$$

avec

$$A_k = I + T_s \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_{nd}} & \omega_e \frac{L_{nq}}{L_{nd}} & 0 & 0 & i_{nq} \frac{L_{nq}}{L_{nd}} \\ -\omega_e \frac{L_{nd}}{L_{nq}} & -\frac{r_s}{L_{nq}} & 0 & 0 & -\left(i_{nd} \frac{L_{nd}}{L_{nq}} + \frac{\sqrt{3}\Psi_{PM}}{L_{nq}}\right) \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_{ad}} & \omega_e \frac{L_{aq}}{L_{ad}} & i_{aq} \frac{L_{aq}}{L_{ad}} \\ 0 & 0 & -\omega_e \frac{L_{ad}}{L_{aq}} & -\frac{r_s}{L_{aq}} & -i_{ad} \frac{L_{ad}}{L_{aq}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_k = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{nd}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{nq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{ad}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{aq}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

B. Algorithme du filtre de Kalman étendu

Le EKF fonctionne en deux étapes, l'étape d'estimation, et l'étape de mise à jour. Durant la première étape, l'algorithme établit une estimation primaire et grossière de l'état du système en utilisant l'équation (III.9) en se basant uniquement sur le modèle discret du système et de son état estimé précédent. Dans cette équation, le symbole \hat{X} signifie variable estimée, les indices $k-1$ et k font référence à l'état précédent et actuel respectivement. Ensuite la matrice covariance de l'estimation \hat{p}_k , qui décrit l'incertitude de l'estimation et son bruit associé, est calculée en utilisant l'équation (III.10).

$$\hat{x}_k = A_{k-1}x_{k-1} + B_k u_k \quad (\text{III.9})$$

$$\hat{p}_k = A_{k-1}\hat{p}_{k-1}A_{k-1}^T + Q \quad (\text{III.10})$$

Dans la deuxième étape, l'estimation est corrigée pour une meilleure précision. Premièrement, l'algorithme calcule le gain de Kalman K_k via l'équation (III.11). Puis, il met à jour l'estimation obtenue dans l'étape 1 en utilisant ce gain et une mesure partielle de l'état du système réel, et ce en utilisant l'équation (III.12), ce qui donne l'estimation finale de l'état du système. Finalement, la matrice covariance de l'état du système p_k , qui décrit le bruit et l'incertitude de l'estimation définitive, est calculée par l'équation (III.13).

$$K_k = \frac{\hat{p}_k C_k^T}{C_k \hat{p}_k C_k^T + R} \quad (\text{III.11})$$

$$x_k = \hat{x}_k + K_k (y_k - C_k \hat{x}_k) \quad (\text{III.12})$$

$$p_k = (I - K_k C_k) \hat{p}_k \quad (\text{III.13})$$

Le gain de Kalman K_k décrit la confiance donnée au modèle discret du système et à la précision de la mesure. En effet, d'après les équations (III.11) et (III.12), quand le bruit de mesure est important, ce qui signifie une mesure peu fiable, la valeur de ce gain diminue, ainsi, la mise à jour de l'estimation repose plus sur l'état estimé que sur la mesure. Et moins le bruit de mesure est important, ce qui signifie une mesure plus fiable, la valeur du gain augmente, ainsi la mise à jour de l'estimation repose plus sur la mesure que sur l'état estimé.

L'effet du bruit du système Q est moins visible au premier abord. D'après les équations (III.10) jusqu'à (III.12), en considérant toutes les autres variables de ces équations constantes, plus le bruit du système est important, plus la valeur de la matrice \hat{p}_k est importante, et plus le gain de Kalman est important, ainsi la mise à jour de l'estimation repose plus sur la mesure que sur l'état estimé, et vice versa. La Figure III.3 explique schématiquement ce principe.

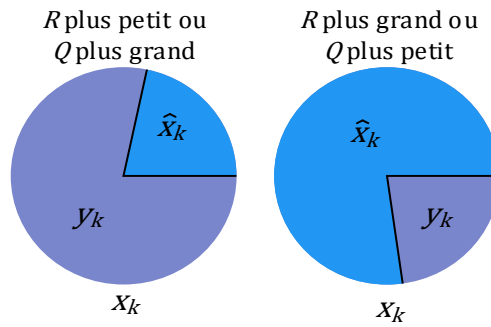


Figure III.3: Explication schématique du comportement de l'algorithme selon la valeur du gain de Kalman

Ainsi, le choix des matrices Q et R est très important pour dimensionner correctement le EKF, il représente la tâche la plus difficile dans son processus d'implémentation. Dans la réalité, le bruit de mesure est défini par le constructeur de l'équipement de mesure, et le bruit du système est réglé par l'opérateur lui-même. Puis une série de tests et de corrections sont faites. Après chaque essai, les matrices sont ajustées jusqu'à obtenir un comportement stable du filtre.

Les données issues de chaque pas de calcul sont utilisées dans le prochain pas. Au démarrage, des valeurs initiales doivent être données pour le filtre, ces valeurs n'affectent que le régime transitoire, et les erreurs sont rejetées dès que le filtre atteint son régime permanent. L'algorithme du EKF peut être construit comme montré sur la Figure III.4. Les paramètres utilisés pour ce filtre sont donnés en Annexe A03.

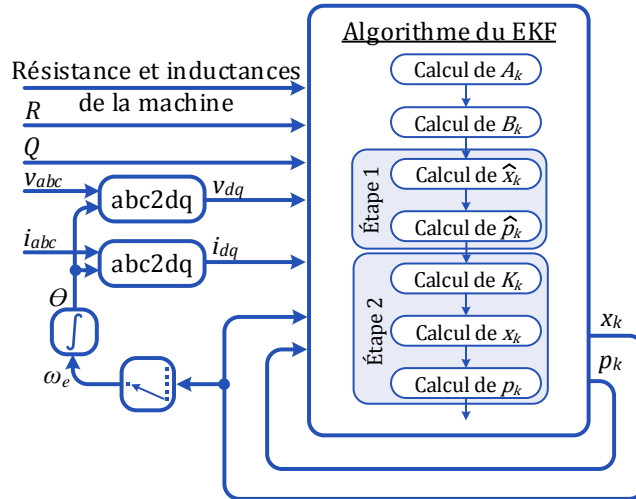


Figure III.4: Schéma synoptique du EKF

III.2.c. Contrôleur flou de vitesse

Le FSC utilisé pour régler la vitesse de la génératrice est composé de trois parties : la normalisation des variables d'entrée, le contrôleur à logique floue (FLC, Fuzzy Logic Controller), et la normalisation des variables de sorties.

A. Contrôleur basé sur la logique floue

Afin d'assurer des contrôles stables des variables des systèmes non linéaires, et un bon rejet des perturbations, les contrôleurs à base de logique floue reçoivent de plus en plus d'attention. Ils sont basés sur le concept des ensembles flous, proposé pour la première fois par Lotfi Zadeh en 1965 [80]. L'idée principale est de mettre sous forme de programme l'expérience humaine pour créer des contrôleurs capables de prendre des décisions comme le font intuitivement les humains, car les humains, ne réfléchissent, généralement pas, avec des nombres, mais avec des concepts. On définit ainsi les variables linguistiques utilisées en logique floue, qui sont des termes qui décrivent l'ampleur d'une variable, comme grand, petit, positif, négatif, très positif, peu négatif, etc.

La structure générale d'un FLC est représentée sur la Figure III.5. Il est composé de trois parties : la fuzzification, l'inférence floue, et la défuzzification. Lors de la première étape, la fuzzification, les variables d'entrées, qui sont de nature numérique, sont transformés en variables floues, par le moyen d'ensembles flous. La variable floue décrit, en pourcentage, l'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou préalablement défini. Chaque ensemble flou est décrit par une variable linguistique et une fonction d'appartenance.

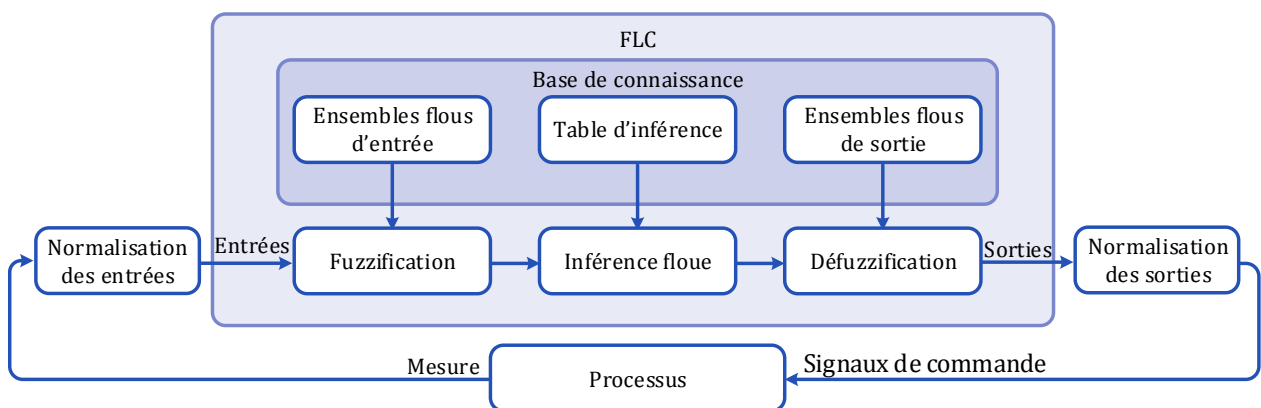


Figure III.5: Structure générale d'un FLC

La deuxième étape est l'inférence floue. En se basant sur les variables floues d'entrée, et une table d'inférence développée préalablement par un opérateur, le moteur d'inférence prend une décision, et la renvoie sous forme d'une ou plusieurs variables floues de sortie. La table d'inférence floue décrit comment un humain prend une décision s'il été à la place du contrôleur. Elle est développée par un opérateur et y traduit son savoir et son expérience. La décision est calculée en utilisant une méthode d'inférence, comme Mamdani [81] ou Sugeno [82].

La dernière étape, la défuzzification, est le processus inverse de la fuzzification, elle traduit la ou les variables floues de sortie générées par l'étape précédente en variables numériques capable d'être interprétées par l'algorithme de commande.

B. Contrôleur flou de vitesse

La structure du FSC utilisé dans cette étude est représentée par la Figure III.6. Les entrées du FLC sont les valeurs normalisées de l'erreur de vitesse ($e' = G_e e$), et de taux de variation de cette erreur ($de' = G_{de} \frac{de}{dt}$). À la sortie on récupère la valeur normalisée du taux de variation du couple électromagnétique de référence ($dT_e' = \frac{1}{G_{Te}} \frac{dT_e}{dt}$).

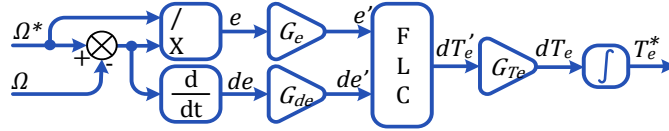


Figure III.6: Schéma synoptique du FSC

Les ensembles flous utilisés pour la fuzzification et la défuzzification des variables d'entrée/sortie sont représentés dans la Figure III.7.

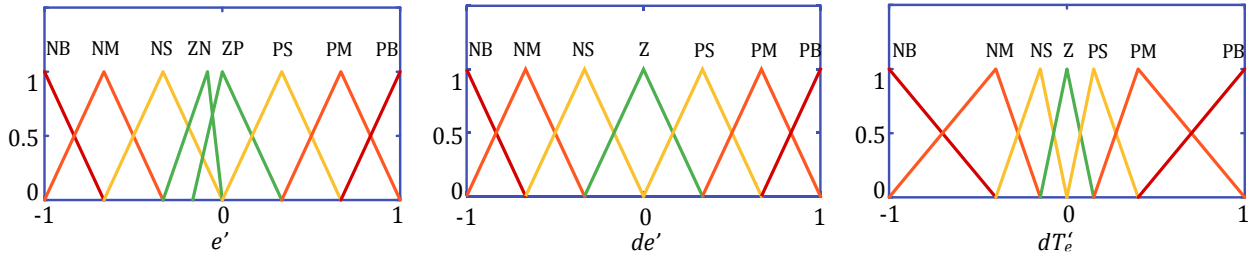


Figure III.7: Ensembles flous utilisés pour le FLC

Il est clair que la plage des variables d'entrée et de sortie du FLC (e' , de' et dT_e') est limitée à $[-1, 1]$, ce qui n'est pas le cas des entrées/sortie réelles (e , de , et dT_e). Il est donc nécessaire de normaliser leurs valeurs avant qu'elles ne soient utilisées par le FLC. Pour cela, les facteurs de normalisation (G_e , G_{de} et G_{Te} pour l'erreur, le taux de variation de l'erreur, et le taux de variation du couple électromagnétique de référence respectivement) jouent un rôle très important. D'une part ils normalisent les variables pour les limiter à la plage définie par les ensembles flous. Et d'autre part, ils permettent de régler la sensibilité du régulateur.

D'habitude on leur assigne une valeur fixe, mais dans le régulateur proposé dans la Figure III.6, une nouvelle technique de normalisation de l'erreur est proposée. Ainsi, la valeur normalisée de l'erreur est exprimée sous forme d'un pourcentage relatif à la valeur de référence (équation (III.14)), ce qui permet un réglage plus précis et plus intuitif du régulateur et garanti la même précision quel que soit la plage de variation de la référence.

$$e = \frac{\Omega^* - \Omega}{\Omega^*} \tag{III.14}$$

Les autres facteurs sont réglés après plusieurs essais, en tenant compte de la dynamique du système, son inertie, la vitesse et le couple nominaux de la machine. Ils doivent être choisis soigneusement. Une grande sensibilité produit des dépassements et des oscillations de vitesse et de

couple, et une faible sensibilité produit une grande erreur de suivi. Les paramètres du FSC sont donnés en Annexe A04.

La table d'inférence floue proposée pour ce régulateur est donnée dans le **Erreur ! Référence non valide pour un signet..**

Tableau III.1: Table d'inférence floue proposée pour le FSC [83]

		de'						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
e'	NB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB
	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
	NS	NM	NS	Z	PS	PM	PM	PM
	ZN	NS	NS	NS	Z	PS	PS	PS
	ZP	PS	PS	PS	Z	NS	NS	NS
	PS	PM	PS	Z	NS	NM	NM	NM
	PM	PS	Z	NS	NM	NB	NB	NB
	PB	Z	NS	NM	NB	NB	NB	NB

III.3. Contrôle du convertisseur coté réseau

Dans un schéma DPC (Figure III.8), trois objectifs sont à atteindre, contrôler la tension du bus continu, les puissances active et réactive acheminées par le convertisseur. Le régulateur PI de la tension du bus continu, dont la sortie est multipliée par la valeur de la tension de référence, génère la valeur de référence de la puissance active. La référence de la puissance réactive est habituellement choisie comme nulle afin d'assurer un facteur de puissance unitaire et minimiser l'amplitude du courant. Dans ce qui suit, les indices R et C font référence à "réseau" et "sortie du convertisseur" respectivement.

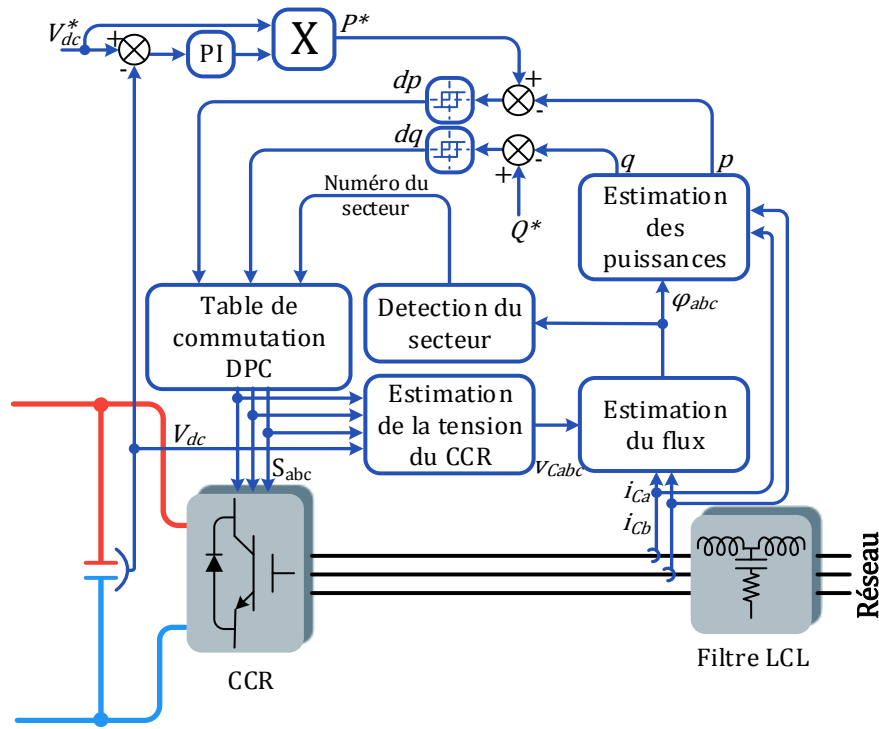


Figure III.8: Schéma synoptique de la technique de commande DPC

Le courant à la sortie du convertisseur est filtré en utilisant un filtre LCL avec une résistance d'amortissement en série. Sa structure de base pour une phase est montrée sur la Figure III.9. La référence [84] propose une méthode de dimensionnement de ce filtre, qui est celle exploitée pour dimensionner le filtre utilisé dans ce système. Ses paramètres sont donnés en Annexe A05.

La tension à la sortie du convertisseur (v_{Cabc}) est estimée comme fait dans la section III.2.b. Puis la tension du réseau (v_{Rabc}) est estimée en utilisant la tension v_{Cabc} et l'équation électrique du filtre LCL via l'équation (III.15).

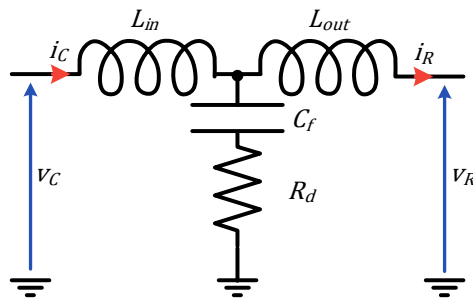


Figure III.9: Schéma général d'un filtre LCL avec une résistance d'amortissement

$$v_{Rabc} = v_{Cabc} - L_{in} \frac{di_{Cabc}}{dt} - L_{out} \frac{di_{Rabc}}{dt} \quad (III.15)$$

Afin de minimiser le nombre de capteurs utilisés, seul le courant à la sortie du convertisseur (i_{Cabc}) est mesuré, le courant du réseau est estimé à partir de i_{Cabc} et de la fonction de transfert du filtre (III.16), obtenue par application de la loi de Kirchhoff.

$$\frac{i_{Rabc}}{i_{Cabc}} = \frac{sR_d C_f + 1}{s^2 L_{out} C_f + sR_d C_f + 1} \quad (III.16)$$

On peut ainsi déduire le flux virtuel à partir de la tension estimée du réseau, en utilisant l'équation ci-dessous :

$$\varphi_{abc} = \int v_{Rabc} dt \quad (III.17)$$

La puissance apparente instantanée est donnée par l'équation (III.18).

$$S = p + jq = \bar{v}_{Rabc} \bar{i}_{Rabc}^* \quad (III.18)$$

où p et q sont les puissances active et réactive instantanées respectivement, \bar{v}_{Rabc} et \bar{i}_{Rabc}^* sont le vecteur tension et le conjugué du vecteur courant du réseau respectivement. À partir de l'équation (III.17), le vecteur tension peut être exprimé dans le domaine complexe par :

$$\bar{v}_{Rabc} = \frac{d\bar{\varphi}_{abc}}{dt} = \frac{d}{dt} (\Psi e^{j\omega_R t}) \quad (III.19)$$

avec ω_R la fréquence du réseau en rad/s, et Ψ l'amplitude du flux virtuel.

En transformant les vecteurs tension et courant vers le repère fixe de Concordia (équation (III.21)) en utilisant la matrice (III.20), et en combinant les équations (III.18) et (III.21), on obtient l'équation mathématique de la puissance apparente instantanée en fonction du flux virtuel dans le plan de Concordia (III.22).

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

$$\bar{v}_{Rabc} = \omega_R (-\varphi_\beta + j\varphi_\alpha) \quad (III.21)$$

$$S = \omega_R (\varphi_\alpha i_{R\beta} - \varphi_\beta i_{R\alpha}) + j\omega_R (\varphi_\alpha i_{R\alpha} + \varphi_\beta i_{R\beta}) \quad (III.22)$$

Les puissances active et réactive instantanées sont déduites à partir de cette équation. Par analogie à l'équation (III.18), la puissance active est la partie réelle de la puissance apparente et la puissance réactive est sa partie imaginaire.

Le plan de Concordia est découpé en 12 régions égales (Figure III.10). Et la position du vecteur flux est calculée en utilisant l'équation (III.23).

$$\gamma_\varphi = \tan^{-1} \frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha} \quad (III.23)$$

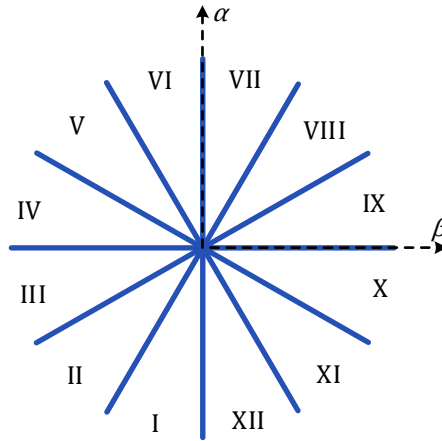


Figure III.10: Plan de Concordia coupé en douze secteurs

Les erreurs entre les puissances active et réactive et leurs références sont utilisées comme entrées pour des comparateurs à hystérésis, ayants des bandes prédéfinies, afin de générer des variables digitales de ces erreurs (d_p et d_q). Puis, une table de commutation est utilisée (Tableau III.2) pour sélectionner les états des interrupteurs de puissance idéals afin d'avoir les puissances souhaitées à partir de ces variables digitales et de la position du vecteur du flux virtuel.

Tableau III.2: Table de commutation DPC [85]

		Numéro du secteur											
d_p	d_q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	0	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
0	1	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁
1	0	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅
1	1	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
		V ₁ = 100; V ₂ = 110; V ₃ = 010; V ₄ = 011; V ₅ = 001; V ₆ = 101											

III.4. Résultats de simulation et interprétations

Le système représenté dans la Figure III.1 a été construit et simulé sous l'environnement Matlab/Simulink afin de valider le bon fonctionnement de l'algorithme de commande. Dans ce qui suit, le terme "valeur actuelle" fait référence à la valeur réelle d'une grandeur, telle vue par la machine. Et le terme "valeur commandée" fait référence à la valeur mesurée, telle vue par l'algorithme de commande.

Les paramètres du bus continu et du réseau sont donnés en Annexe A07, et les paramètres des différents régulateurs PI utilisés sont donnés en Annexe A06.

Vu la dynamique très lente des courants de marée, un profile réduit a été choisi, et est donné sur la Figure III.11.a.

La Figure III.11.b montre la vitesse mécanique de l'arbre du générateur. On remarque un bon suivi de la référence avec une erreur statique imperceptible. La bonne précision de l'estimation de la vitesse est visible sur la figure, où l'erreur entre la valeur estimée et la valeur actuelle ($\Delta\Omega$) est très petite et n'excède pas les 0.7%, comme le confirme la Figure III.12.a. Les petites oscillations de l'erreur de la

vitesse, une fois intégrées, s'accumule et engendre une erreur sur l'estimation de la position ($\Delta\theta$) qui atteint une valeur maximale de 1.4 degrés mécaniques (Figure III.12.b). Une telle erreur est d'ordinaire négligeable et non néfaste pour une machine à nombre de pôles réduit. Mais dans une machine multipolaire, cette erreur est amplifiée et devient non négligeable. Ainsi, dans la présente étude, l'erreur de position électrique est de 15.4 degrés.

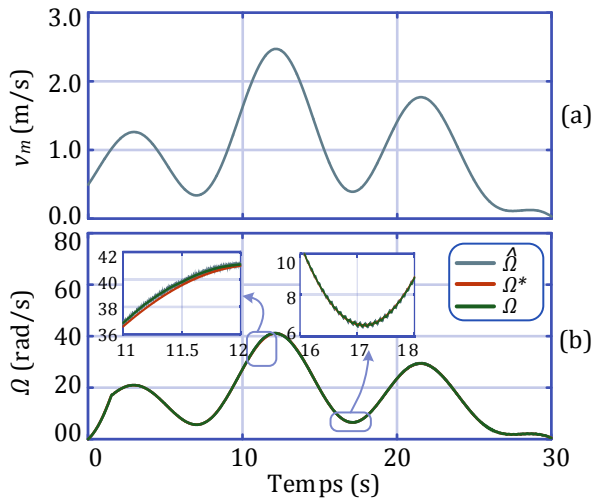


Figure III.11: (a)- Profil du courant de marée;
(b)- Vitesse mécanique de l'arbre de la machine:
référence, valeur estimée et valeur actuelle

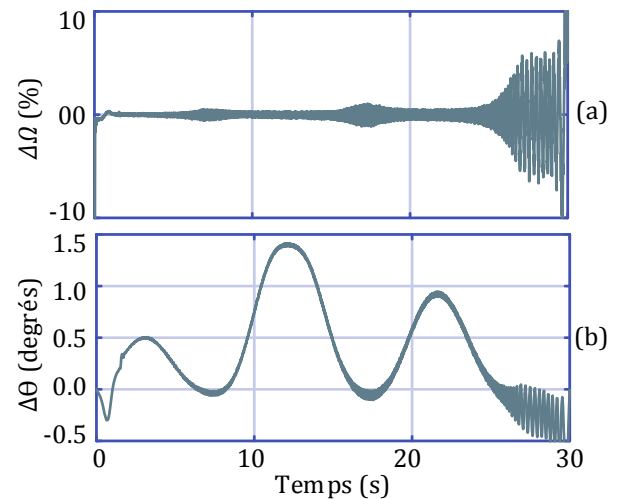


Figure III.12: (a)- Erreur d'estimation de la vitesse
mécanique du générateur
(b)- Erreur d'estimation de la position mécanique de l'arbre

Comme la technique de commande FOC calcule les courants dans le repère tournant en utilisant cette position, une erreur apparaît donc dans ces courants transformés, et induit un écart entre les valeurs actuelles des courants et les valeurs commandées. La Figure III.13 montre le décalage qui existe entre les courants nd et nq commandés et actuels. Comme les courants de la deuxième sous-machine ne sont pas affectés par cette erreur, ils ne sont pas présentés.

La Figure III.13 montre que la valeur mesurée du courant quadratique est 3.3% plus grande que sa valeur réelle, et le courant direct mesuré est 100% plus petit que sa valeur réelle, ce qui induit un fort courant incontrôlé sur l'axe nd . Ce fort courant peut causer des dégâts importants pour la machine, tel qu'un échauffement excessif causé par la surintensité et/ou la saturation du circuit magnétique, ou une démagnétisation permanent des aimants. Ces décalages peuvent aussi affecter la stabilité du système commandé. Ceci dit, malgré la grande précision de l'estimateur, l'erreur dans la position apparaît inévitablement et son effet est amplifié par le nombre de paires de pôles. Ce problème sera analysé par la suite et une solution sera proposée. Dans ce qui suit, seule les grandeurs commandées seront présentées et discutées.

La Figure III.14 montre les courants commandés de la première sous-machine. Du point de vue commande, les courants sont parfaitement contrôlés avec une erreur statique négligeable. Le courant de l'axe nd est gardé nul, mais un petit gonflement, de valeur moyenne non nulle, apparaît lorsque l'erreur de la position atteint son maximum. Les courants de la deuxième sous-machine sont montrés

sur la Figure III.15, on voit bien qu'ils sont gardés nul, et l'erreur de la position n'a pas influencée leur comportement.

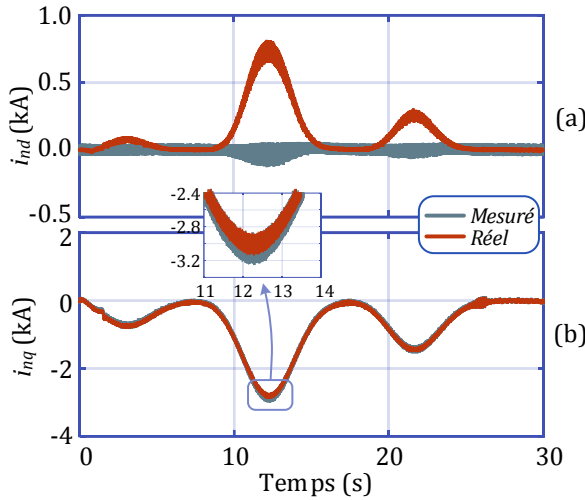


Figure III.13: Valeurs réelles et estimées des courants directs (a) et quadratique (b)

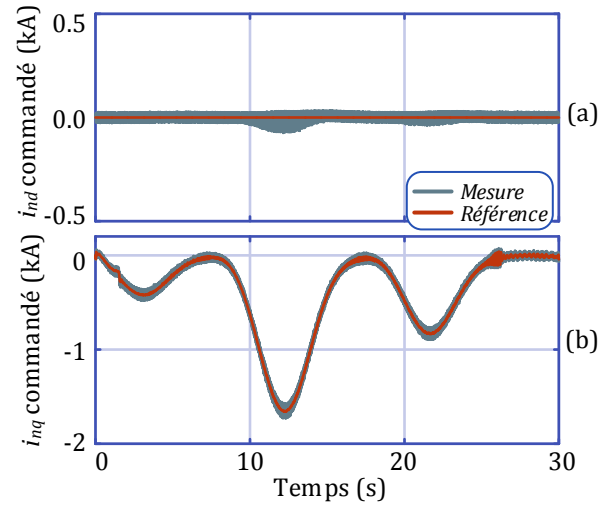


Figure III.14: Courants commandés et leurs références : (a) - courant de l'axe nd ; (b) - courant de l'axe nq

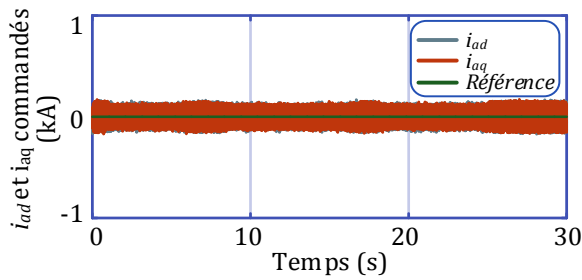


Figure III.15: Courants commandés de la deuxième sous-machine et leurs références

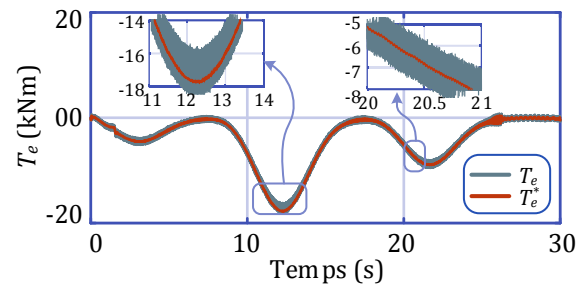


Figure III.16: Couple électromagnétique réel et sa référence

Le couple, qui est contrôlé via le courant i_{nq} , est montré sur la Figure III.16. L'erreur de la position induit une erreur de suivis du couple électromagnétique lorsqu'elle atteint son maximum (entre 11s et 14s). Hors cet intervalle, l'algorithme de commande réussit à faire suivre la référence avec des oscillations minimales et une erreur négligeable.

D'après les figures présentées ci-dessus, on constate que l'erreur de la position induit une augmentation d'effort d'ordre électrique et une diminution d'effort d'ordre mécanique, et ce, par rapport aux valeurs de référence considérées par l'algorithme de commande. En effet, on constate que les courants réels dépassent, parfois de beaucoup, les références imposées. Par contre, le couple électromagnétique réel est inférieur à la valeur de référence imposée. Par conséquent, l'algorithme de commande est incapable d'assurer un fonctionnement nominal de la machine sans dépasser ses caractéristiques maximales, ce qui fait que la sécurité de l'équipement ne peut pas être garantie dans ces conditions.

La tension imposée par le redresseur SVM sur la phase a_1 est illustrée sur la Figure III.17. On remarque un bon hachage de la tension par l'algorithme de commande SVM.

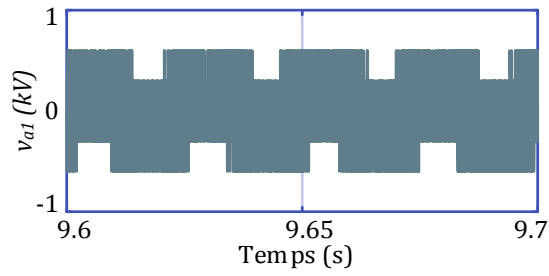


Figure III.17: Tension imposée par le redresseur SVM sur la phase a1

Figure III.18 montre la tension du bus continu. La référence est fixée à 900V. On remarque un bon suivi malgré la variation du courant marin, avec une erreur qui ne dépasse pas les 0.44%.

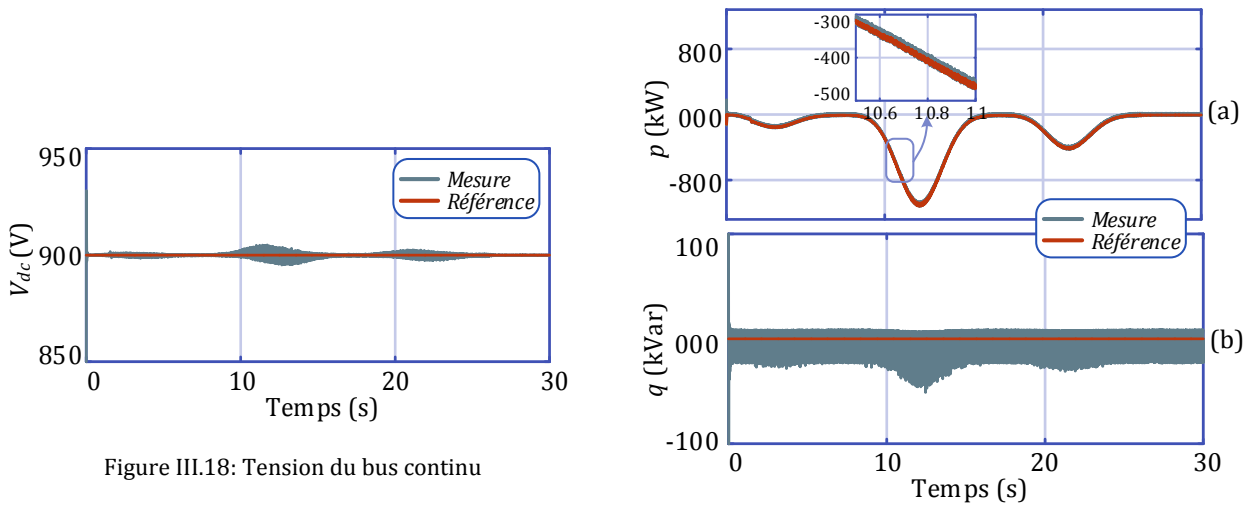


Figure III.18: Tension du bus continu

Figure III.19: Puissances active et réactive injectées au réseau

Les puissances active et réactive injectées au réseau via le CCR sont montrées sur la Figure III.19. Comme la technique DPC n'utilise pas la position du rotor, son comportement n'est pas influencé par l'erreur de la position. Cependant, on remarque que la valeur moyenne de la puissance réactive n'est pas parfaitement nulle, mais présente une valeur négative. Ce décalage est induit par le filtre passe-haut utilisé pour éliminer la composante DC causée par l'intégrale de l'équation (III.17). La fréquence de coupure du filtre est choisie de telle façon à réaliser un compromis entre le temps de réponse, le gain et la phase du filtre.

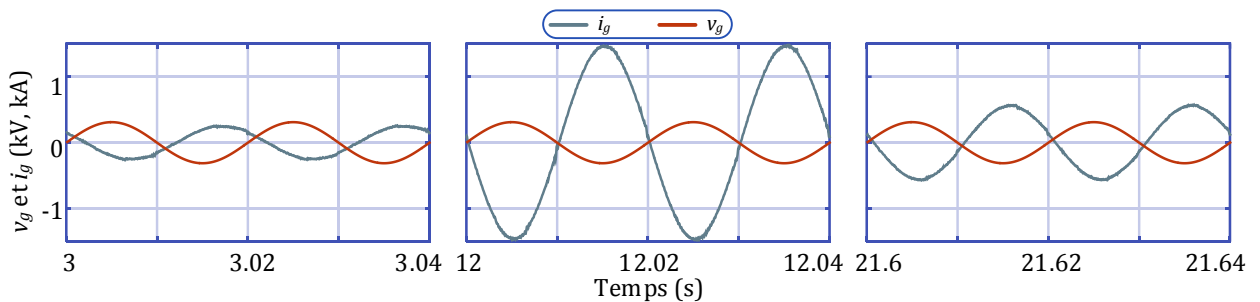


Figure III.20: Déphasage entre la tension du réseau et le courant injecté

Suivant la valeur de la puissance active, le déphasage entre la tension et le courant du réseau varie. Ainsi il est maximal quand la puissance active est minimale (aux alentours de 3s), et est minimal quand la puissance active est maximale (aux alentours de 12s), comme le montre les zooms de la Figure III.20.

L'analyse harmonique du courant injecté au réseau est illustrée sur la Figure III.21. Deux intervalles d'analyse sont choisis en prenant en compte le régime nominal et le régime à puissance réduite. Dans les deux cas, le THD du courant reste inférieur à la limite fixée par les standards IEEE sur la qualité de l'énergie (un THD maximal tolérable de 5%). On remarque que les harmoniques les plus imposants sont la 5^e, la 7^e, la 11^e et la 13^e, mais leurs amplitudes restent assez faibles et n'excèdent pas 1.6% de la valeur du fondamental.

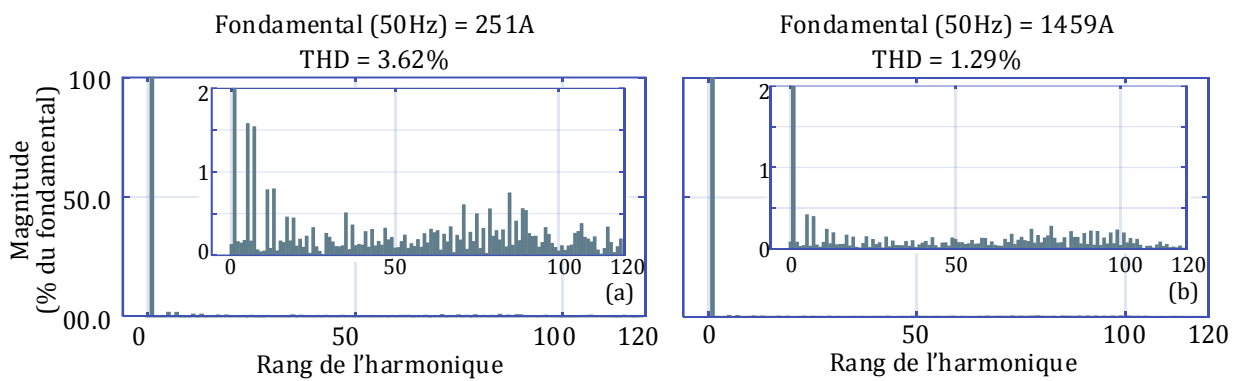


Figure III.21: Résultat de l'analyse harmonique du courant de réseau; (a)- à $t=3$ s; (b)- à $t=12$ s

La Figure III.22 montre la puissance mécanique disponible sur l'arbre du générateur et la puissance active injectée au réseau.

Ces deux courbes montrent un bon rendement du système confirmé par la Figure III.23. Cependant, une baisse de rendement peut être notée quand l'erreur de la position atteint son maximum. Elle est causée par la surintensité du courant induite par le courant de l'axe nd .

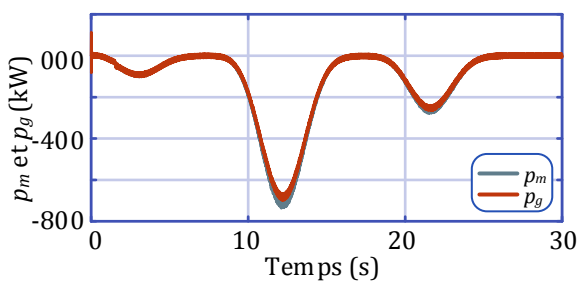


Figure III.22: Puissance mécanique sur l'arbre du générateur et la puissance active injectée au réseau

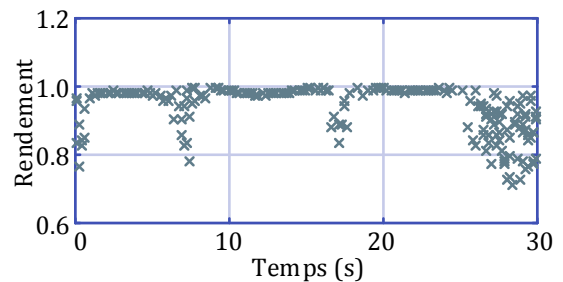


Figure III.23: Rendement global du système étudié

III.5. Erreur d'estimation de la position rotorique : analyse approfondie et proposition d'une solution

Comme a été souligné dans la section III.4, l'erreur de la position, qui est inévitable, induit des courants direct et quadratique mal contrôlés. Ces courants peuvent causer un souci de fiabilité et la destruction ou une réduction de la durée de vie de la machine.

Dans la présente section, l'erreur de la position sera analysée de manière approfondie, et son influence sur les grandeurs de la machine sera soulignée. Par la suite, une méthode de compensation sera proposée et validée par simulation.

III.5.a. Analyse détaillée de l'erreur d'estimation de la position

Comme l'a montrée la Figure III.12, l'estimation de la vitesse comporte des oscillations autour de la valeur réelle. Ces oscillations s'accumulent et engendrent une erreur d'estimation de la position mécanique, qui est habituellement faible. Comme la position utilisée pour la transformation donnée par l'équation (II.36) est la position électrique (qui est p fois plus grande que la position mécanique), cette erreur se retrouve amplifiée et son effet non négligeable, notamment si le nombre de paires de pôles de la machine est important.

Dans ce qui suit, on note $\hat{\theta}$ la position électrique estimée, et θ la position électrique réelle. Elles sont liées par la relation (III.24), où $\Delta\theta$ est l'erreur de la position électrique.

$$\hat{\theta} = \theta + \Delta\theta \quad (\text{III.24})$$

On définit ainsi deux repères dq pour le sous plan n . Le repère réel, noté nd et nq , qui est orienté selon le pôle nord magnétique rotorique, et le repère calculé, noté nd' et nq' , qui est décalé par rapport au premier d'un angle $\Delta\theta$ (Figure III.24).

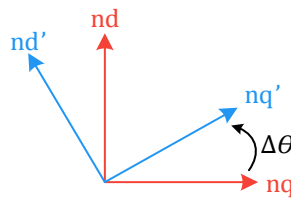


Figure III.24: Repères dq réel et estimé dans le sous plan n

Comme les courants statoriques sont régulés sur l'axe nq' , les courants réels présentent un angle de déphasage $\Delta\theta$ par rapport à la tension induite. L'équation (III.25) donne les courants statoriques réels, supposés régulés et parfaitement sinusoïdaux, dans le référentiel naturel abc .

$$i_{abc}(\theta) = I_m \begin{bmatrix} \sin(\theta + \Delta\theta) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \Delta\theta\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} + \Delta\theta\right) \\ \sin(\theta - \alpha + \Delta\theta) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha + \Delta\theta\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha + \Delta\theta\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Du point de vue de l'algorithme de commande, la transformation vers le repère tournant se fait en utilisant l'angle estimé $\hat{\theta}$, ce qui donne :

$$i'_{dq} = T(\hat{\theta})i_{abc}(\theta) = \sqrt{3}I_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Mais du point de vue machine, les courants réels dans le repère tournant sont calculés en utilisant l'angle réel θ , ce qui donne:

$$i_{dq} = T(\theta)i_{abc}(\theta) = \sqrt{3}I_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta) \\ \cos(\Delta\theta) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

L'équation (III.27) montre clairement l'apparition d'un courant direct non contrôlé, et est proportionnel à l'erreur de la position quand $\Delta\theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$. Il est à noter que la deuxième sous-machine n'est pas influencée par cette erreur.

Si on suppose que la machine est utilisée à son régime nominal, et que son couple électromagnétique est gardé constant peu importe la variation de l'erreur, alors l'évolution de l'amplitude du courant statoriques en pu en fonction de l'erreur de position est donnée sur la Figure III.25. On remarque sur cette figure une augmentation de l'amplitude du courant statorique pour toute erreur de position électrique non nulle. L'amplitude du courant dépasse les 1.2pu pour une erreur supérieure à 36 degrés électrique (3.27 degrés mécanique pour la présente machine).

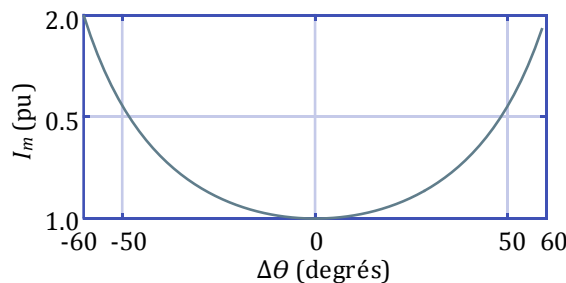


Figure III.25: Évolution de l'amplitude du courant statorique (en pu) en fonction de l'erreur de la position électrique

III.5.b. Algorithme de compensation de l'erreur de position proposé

Afin d'éliminer le problème susmentionné, une méthode pour compenser cette erreur et corriger la position estimée est proposée. Elle est présentée dans la Figure III.26.

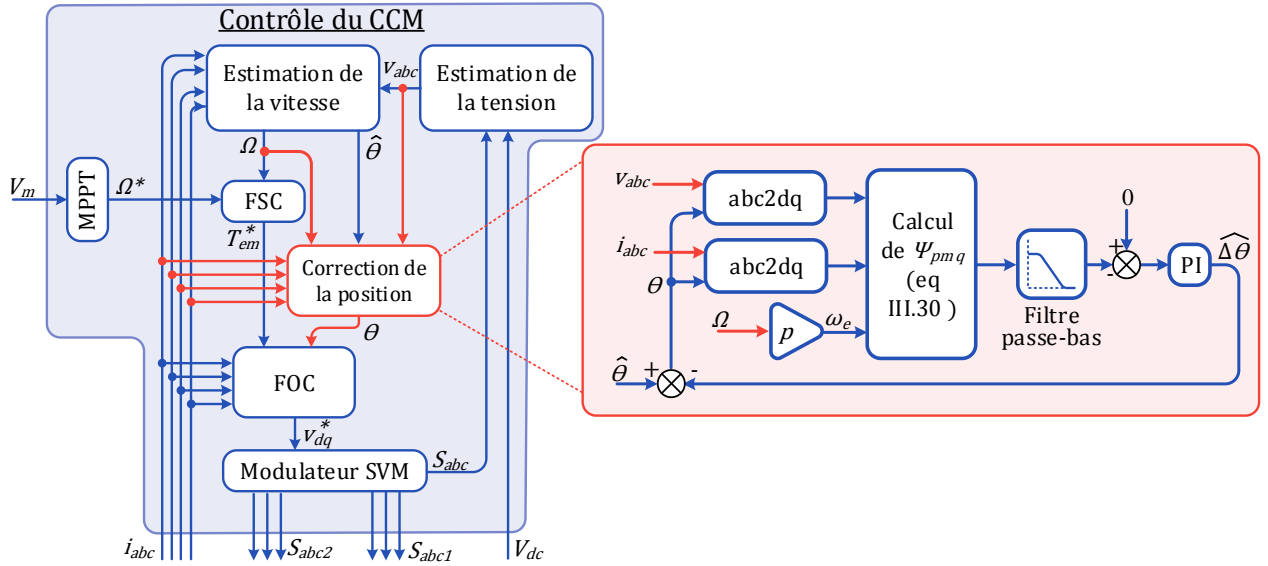


Figure III.26: Méthode de correction de la position proposée

Comme a été reporté dans le chapitre II, en appliquant la transformation (II.36) à l'équation du flux (II.6) en utilisant l'angle réel θ , il en résulte l'équation du flux des AP dans le repère dq étendu (II.39), qu'on rappelle ci-après :

$$\varphi_{PMdq} = [\sqrt{3}\Psi_{pm} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^t \quad (III.28)$$

Mais du point de vue de l'algorithme de commande, l'angle utilisé étant $\hat{\theta}$, la transformation nous donne un autre résultat:

$$\hat{\varphi}_{PMdq} = \sqrt{3}\Psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.29)$$

Le repère dq réel étant orienté de telle sorte que le flux des AP soit complètement concentré sur l'axe nd , l'angle estimé doit être corrigé de façon à retrouver cette propriété et annuler la composante nq de l'équation (III.29).

Pour réaliser cela, la composante nq du flux des AP estimée est utilisée comme entrée à un régulateur PI, avec comme référence la valeur 0, et à sa sortie l'erreur de la position estimée $\Delta\hat{\theta}$. Ainsi, l'erreur estimée est corrigée en continue jusqu'à annuler la composante nq . Noter l'utilisation d'un filtre passe-bas afin d'éliminer les oscillations haute fréquence de l'estimation.

La composante nq du flux des aimants peut être estimée, du point de vue de l'algorithme de commande, en utilisant l'équation (III.30), extraite de l'équation de la machine dans le plan dq composé (eq (II.46)) développées précédemment dans la section II.4.c.

$$\varphi_{PMq} = \frac{1}{\omega_e} \left(-v_d + r i_d + L_q \frac{di_q}{dt} \right) - L_q i_q \quad (III.30)$$

Cette méthode sert à estimer l'erreur de la position et à corriger la position estimée en conséquence, et ce, peu importe l'origine de l'erreur. Ce qui permet donc d'utiliser cet algorithme pour compenser également la position initiale du rotor.

III.6. Résultats de simulation et interprétations

Le système étudié précédemment (Figure III.1) est corrigé en introduisant l'algorithme de correction de l'erreur de position (Figure III.26). Les résultats de simulation sont présentés ci-après.

La Figure III.27 montre l'erreur d'estimation de la vitesse mécanique du générateur. On constate des oscillations réduites par rapport au résultat précédent présenté dans la Figure III.12.a, donc une amélioration des performances du EKF. Par contre, l'erreur de position mécanique, lors de l'utilisation de la CEP proposée, est trois fois supérieure à l'erreur de position sans l'utilisation de la CEP (Figure III.28 et Figure III.12.b). La Figure III.28 montre aussi que l'algorithme de CEP introduit dans le schéma de control estime avec succès l'erreur de la position mécanique, ce qui permet une bonne compensation de l'erreur.

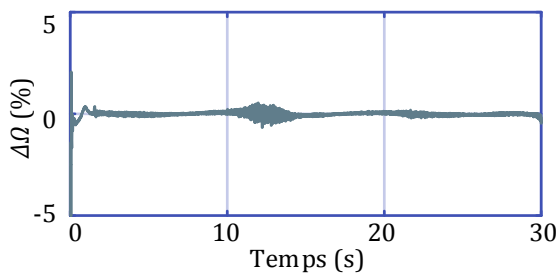


Figure III.27: Erreur d'estimation de la vitesse mécanique du générateur

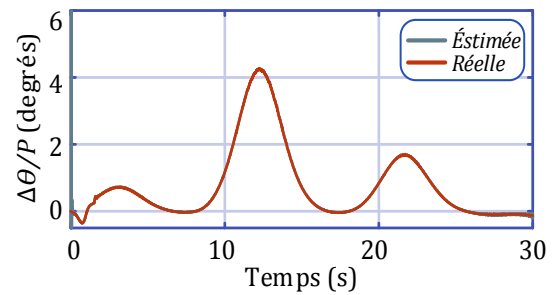


Figure III.28: Erreur d'estimation de la position mécanique: valeur réelle et valeur estimée

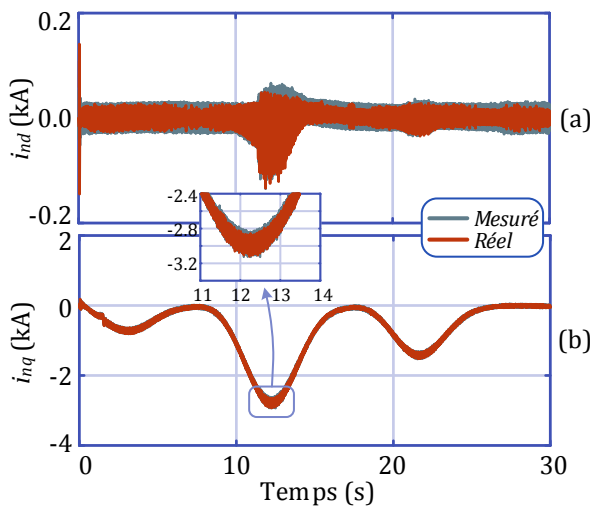


Figure III.29: Valeurs réelles et estimées des courants direct (a) et quadratique (b)

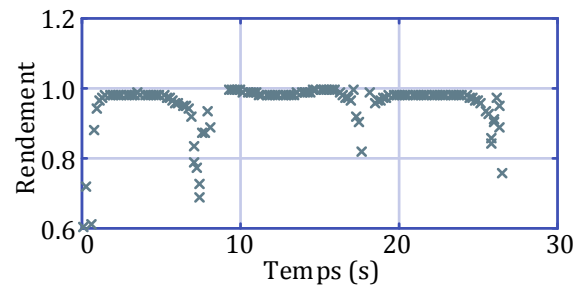


Figure III.30: Rendement global du système étudié avec l'introduction de la CEP

La Figure III.29 montre les valeurs réelles et estimées des courants direct et quadratique. On remarque une meilleure précision comparée au résultat précédent (Figure III.13). Le courant direct indésirable est maintenant éliminé et est correctement contrôlé et maintenu à zéro. Ainsi, la fiabilité du système est améliorée, et un fonctionnement sûr est garanti, sans risque de surcharge pour la machine.

Ces résultats prouvent l'efficacité de l'algorithme de correction de l'erreur de position proposé dans cette section. Le rendement du système avec l'introduction de cet algorithme est montré sur la Figure III.29. On remarque une légère amélioration du rendement, du fait de la réduction de l'amplitude du courant statorique.

Un test par simulation sur la position initiale non nulle a aussi été réalisé. La Figure III.31 montre plusieurs cas différents. On remarque que pour toute position initiale strictement inférieure à 90° électrique, elle est correctement estimée et compensée avec un temps de réponse relativement petit (0.1 seconde maximale). Quand la position initiale est 90° , le système ne démarre pas et devient instable. Ces résultats prouvent l'efficacité de l'algorithme de correction pour le cas de position initiale non nulle.

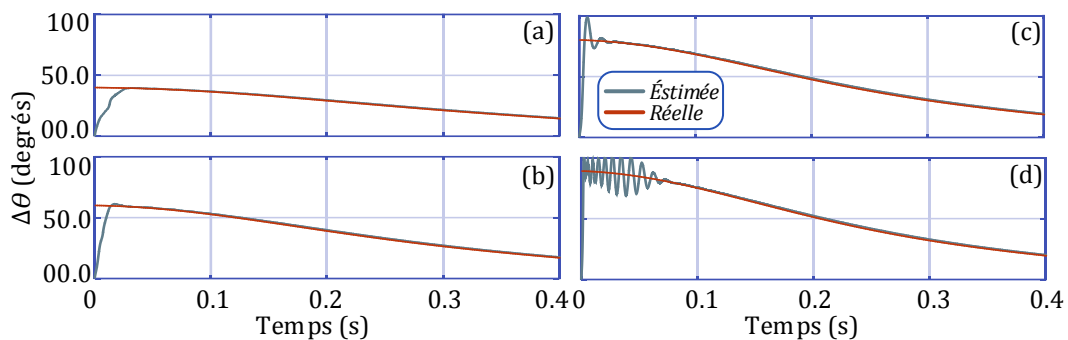


Figure III.31: Erreur de position électrique avec une position initiale non nulle: (a)- 40° ; (b)- 60° ; (c)- 80° ; (d)- 89°

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, un algorithme de commande pour un SCEM a été élaboré et testé par simulation. Un intérêt particulier est porté sur la réduction du nombre de capteurs utilisés, afin de réduire le coût final de l'installation et augmenter sa fiabilité. Ainsi, l'algorithme de commande fonctionne en utilisant que six capteurs de courant alternatif et un capteur de tension continu.

La vitesse et la position mécaniques sont estimées via un EKF. Une bonne précision d'estimation de la vitesse est atteinte. Mais les oscillations autour de la valeur réelle, une fois accumulées, induisent une erreur d'estimation de la position mécanique. D'ordinaire, elle n'est pas néfaste pour le système, mais les résultats montrent que cette erreur est amplifiée par le nombre de paires de pôles de la machine, et son effet devient non négligeable. Cette erreur induit un mauvais contrôle des courants direct et quadratique, et un courant direct indésirable de grande valeur apparaît. S'il n'est pas bien pris en charge, ce courant peut causer des dégâts à la machine, comme un échauffement excessif dû à la surintensité et/ou la saturation, ou une démagnétisation irréversible des AP.

Afin de mieux gérer cette situation, un algorithme capable d'estimer cette erreur de position et de corriger la position estimée en conséquence a été élaboré. Les résultats de simulation montrent une bonne efficacité de l'algorithme, où les courants direct et quadratique sont régulés de manière plus précise, et le courant direct indésirable est correctement éliminé. L'algorithme de correction proposé est également efficace pour estimer la position initiale du rotor.

Le convertisseur côté réseau est commandé par la technique VF-DPC, et les courants à sa sortie sont filtrés par un filtre LCL, ce qui a permis d'avoir une bonne qualité d'énergie et un bon rendement.

Malgré la bonne robustesse des éléments de puissance choisis et du schéma de contrôle, et la réduction maximale de capteurs requis, ce système reste néanmoins sujet à des défauts de types variés. Dans cette optique, le chapitre suivant traitera certains des défauts les plus courants, avec une attention particulière pour le défaut d'ouverture de phases et le défaut de court-circuit entre spires.

***Chapitre V.
Techniques de diagnostic des défauts
de MSAPDE***

***Chapitre IV.
MSAPDE en mode dégradé:
analyse du comportement
et fonctionnement poste-défaut***

***d'énergie marémotrice connecté
au réseau électrique***

et modélisation mathématique

Chapitre IV.

MSAPDE en mode dégradé : analyse du comportement et fonctionnement poste- défaut

IV.1. Introduction

Comme la MSAPDE est la plupart du temps utilisée dans des conditions extrêmes, soumise à des contraintes sévères de la part du circuit d'alimentation électrique, de la charge mécanique, et de l'environnement du déploiement, elle est souvent sujette à de nombreuses défaillances qui peuvent survenir dans ses éléments constitutifs, ou dans les éléments du circuit d'alimentation/commande, comme le convertisseur statique et les capteurs [86]. Ils peuvent avoir plusieurs origines, des défauts de fabrication aux contraintes de travail. Un balourd du rotor peut par exemple induire des usures prématurées des roulements, ou une asymétrie dans la répartition de la force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer. Et des températures excessives peuvent causer une destruction de l'isolant, une ouverture de phase statorique, ou la destruction d'un ou plusieurs interrupteurs de puissance. La Figure IV.1 montre un récapitulatif non exhaustif des défauts qui peuvent survenir dans une MSAPDE associée à son circuit d'alimentation.

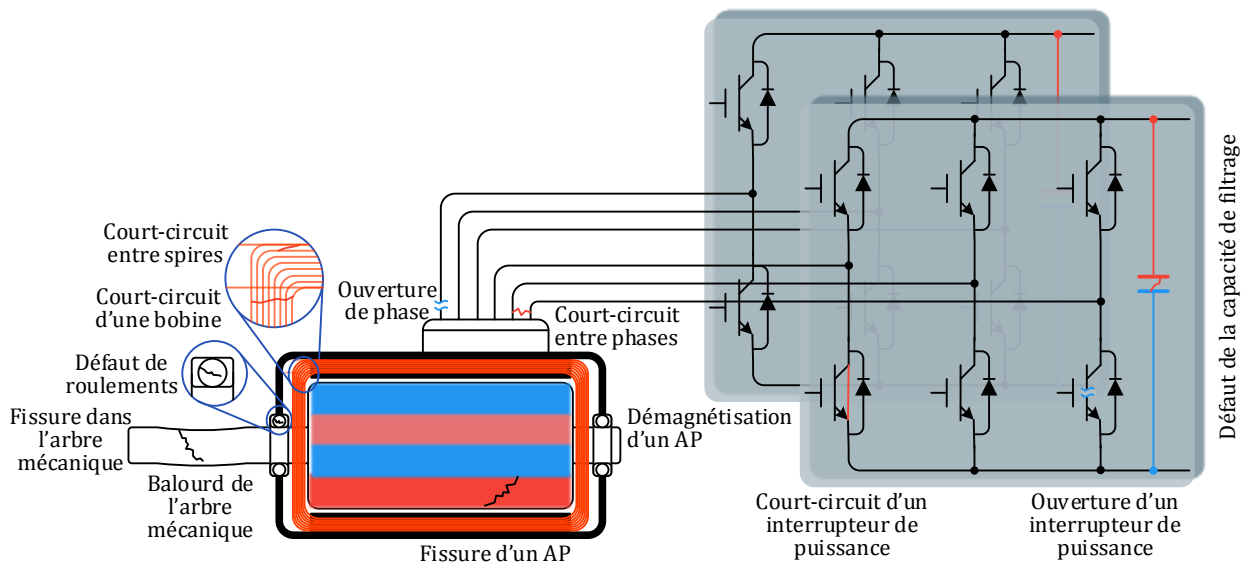


Figure IV.1: Représentation schématique des différents défauts qui peuvent survenir dans une machine double étoile à AP associée à un convertisseur statique

Ces défauts qui apparaissent dans un ensemble convertisseur-machine à AP sont classées, selon la partie concernée, en défauts d'ordre mécanique et défauts d'ordre électromagnétique [87]. Plusieurs ouvrages reportent des statistiques sur la répartition de ces défauts dans le milieu industriel [88,89], mais en réalité, ces chiffres sont beaucoup moins significatifs, car la probabilité de défaut dépend de

plusieurs paramètres très variés, comme le domaine d'application, les contraintes environnementales du site considéré pour l'étude, ainsi que la qualité de fabrication du matériel sujet à l'étude.

Afin de limiter l'impact d'un défaut et protéger les équipements et le personnel, l'algorithme de commande doit être conçu de telle manière à pouvoir détecter le défaut et lancer une alarme pour alerter l'opérateur. Une fois que le défaut est détecté, une décision doit être prise pour tenter de le contourner ou d'atténuer son effet, en appliquant une correction adéquate, qui peut être soit hardware soit software. Une synthèse de quelques techniques de détection de défauts sera présentée dans le Chapitre V.

Les techniques de tolérance aux défauts basées sur une correction hardware sont souvent basées sur une redondance hardware des équipements les plus exposés aux défauts, comme ce qui est proposé dans [90] et [41]. Une synthèse de quelques unes de ces techniques est reportée dans [40].

La tolérance software, quant à elle, se base sur une reconfiguration de l'algorithme de commande sans ajout de composants matériels supplémentaires. Où un algorithme de commande alternatif plus adapté au défaut en cours est utilisé à la place de l'algorithme de commande en mode sain. Certains travaux ont adopté ce principe comme [91–93]. D'autres travaux proposent de ne changer qu'une partie de l'algorithme de commande originale, comme [6,94,95]. En général, la partie modifiée est le contrôleur qui génère les références des courants statoriques. La tolérance software est la plus utilisée de nos jours grâce à l'amélioration notable des performances des calculateurs embarqués, et car elle ne requière pas l'ajout de nouveau matériels et composants, ce qui est toujours associé à une augmentation du coût des installations.

IV.2. Défauts d'ordre mécanique

Les défauts d'ordre mécanique sont ceux qui touchent les parties mécaniques de la machine, tel que les roulements ou l'arbre tournant. Cette catégorie regroupe plusieurs défauts, comme les excentricités statique et dynamique [96], flexion, balourd, fissure ou cassure de l'arbre mécanique [87], perte des fixations, ainsi que les défauts de roulements de tous types [97] (fissure/cassure d'une bille ou d'une bague par exemple). On peut aussi ajouter à cette catégorie les fissures ou cassures des AP [96,98], qui peuvent être considérées à la fois comme défauts mécaniques et magnétiques.

Certains de ces défauts résultent souvent d'un défaut de fabrication, qui évolue dans le temps et devient plus critique. Ces défauts de fabrication peuvent se présenter sous forme d'un mauvais montage ou de moulage, comme c'est le cas des excentricités et des balourds, ou d'un mauvais choix du matériau de fabrication, qui compromet le support des contraintes mécaniques imposées à la machine. Ce qui conduit à l'apparition de microfissures qui se développent en fissures, puis en cassure de la pièce mécanique [99].

Les conditions de travail sont une autre cause possible des défauts mécaniques. Un environnement humide par exemple accélère la corrosion des pièces mécaniques de la machine

réduisant ainsi leur résistance aux contraintes. Et une charge mécanique importante peut conduire à la fissure de l'arbre tournant ou causer un balourd ou une excentricité, ou bien endommager les roulements [87].

En supposant un fonctionnement optimal de la machine, dans un environnement idéal et sans influences nuisibles externes, le vieillissement naturel des matériaux provoque des défauts qui ne peuvent être évités. L'élément mécanique qui subit le plus fréquemment ce défaut naturel est le roulement, où le fonctionnement sur le long terme provoque la fatigue de son matériau. Souvent un écaillage du roulement survient lorsque la fatigue induit l'arrachement de petits morceaux métalliques dans les éléments constitutifs du roulement [97].

Les défauts mécaniques induisent plus de vibrations, intensifiant ainsi la nuisance sonore du système ainsi que le stress mécanique des autres pièces et des charges mécaniques directement couplées à la machine (comme une pompe ou une turbine). Cette augmentation de stress peut conduire à une destruction totale ou partielle d'un ou plusieurs éléments de la chaîne de puissance, perdant ainsi définitivement et irréversiblement son fonctionnement et cause l'arrêt imminent de tout le système, et une perte plus ou moins importante de production. Elle peut aussi induire d'autres défauts au sein même de la machine, où les roulements et les AP deviennent plus exposés aux fissures et cassures. Par exemple, une excentricité crée une force radiale déséquilibrée dans la machine du fait de l'entrefer inégale (aussi connu sous le nom de Traction Magnétique Déséquilibrée, ou Unbalanced Magnetic Pull (UMP) en anglais). Ce qui peut induire la destruction ou la dégradation du circuit magnétique en y provoquant des grattements plus ou moins sévères, qui peuvent atteindre le bobinage statorique et faire évoluer le défaut mécanique en défaut électrique, ou provoquer la destruction des AP [100]. Ceci peut aussi être causé par un balourd dans l'arbre mécanique.

Après la détection d'un défaut mécanique dans la machine, une décision doit être prise afin de limiter son impact et protéger les équipements et le personnel. Malgré les nombreux travaux effectués pour développer les algorithmes de détection de défauts mécaniques, peu de travaux sont publiés concernant une commande tolérante à ces défauts. Ceci est dû au fait que ce type de défaut requiert une redondance matérielle afin de pouvoir le contourner, qui est associée à un surcoût des installations, et utiliser les grandeurs électriques de la machine pour corriger un défaut mécanique n'est pas toujours possible. Dans la plupart du temps, la meilleure solution est d'arrêter la chaîne de puissance et organiser une maintenance corrective afin d'éliminer manuellement l'élément en défaut et le remplacer par un élément sain, et ainsi reprendre le bon fonctionnement du système. Le seul travail trouvé par l'auteur de cette thèse concernant la tolérance software d'un défaut de roulements est [101], dans lequel l'auteur propose un algorithme de commande capable de rejeter les vibrations introduites par un défaut de roulements dans une machine asynchrone double alimentée (MADA) par action sur les courants rotoriques, en imposant des tensions de référence pour le convertisseur de telle sorte à compenser la composante oscillatoire du courant.

IV.3. Défauts d'ordre électromagnétique

Les défauts d'ordre électromagnétique sont ceux qui touchent les parties magnétiques et électriques de l'ensemble convertisseur-machine à AP.

IV.3.a. Défauts magnétiques

De nombreux chercheurs prétendent que le seul défaut magnétique des machines à AP est la démagnétisation irréversible (ou permanente) des AP (IDF, Irreversible Demagnetisation Fault) [86,99]. Mais en réalité, plusieurs autres défauts magnétiques peuvent toucher les AP, comme la corrosion et les cassures [96]. Un autre défaut magnétique, qui est absent dans la littérature, est le défaut du circuit magnétique, où la qualité du circuit se dégrade pour différentes raisons. Sous l'effet de la chaleur, l'isolation entre les tôles magnétiques peut se rompre, et engendrer des courants de Foucault plus importants. De plus, la corrosion peut aussi détériorer la qualité du circuit magnétique, et réduire le flux dans l'entrefer. Ce défaut est beaucoup moins récurrent, et ne se manifeste que comme une dégradation des performances et du rendement, plus ou moins importants, de la machine.

Les AP utilisés de nos jours sont à base de terres rares, et ces matériaux interagissent souvent avec l'humidité dans l'air et s'oxydent en conséquence. La corrosion a pour effet de réduire la surface utile de l'AP, une répartition non uniforme de l'induction magnétique tout le long du pôle magnétique, et un affaiblissement du flux dans l'entrefer. Par conséquent, la puissance de la machine est réduite, des oscillations du couple électromagnétique et du courant apparaissent, et le rendement de la machine se retrouve réduit. La référence [102] rapporte une étude détaillée concernant ce défaut, et montre que la corrosion affecte sévèrement les performances de la machine et réduit son rendement. Par contre, une étude présentée dans [103] montre que l'effet de la corrosion sur les performances de la machine est imperceptible et insignifiant. Une étude plus intensifiée devrait donc être menée sur ce défaut, afin de vérifier l'influence de différents paramètres sur l'effet de la corrosion sur les machines à AP.

Lors de la création de certains AP (comme ceux à base de néodyme), le processus utilise de l'hydrogène pour créer des micro-grains dans le matériau (d'environ 5 μm) pour améliorer ses propriétés magnétiques. Ce processus est appelé Décrépitation par Hydrogène (Hydrogen Decrepitation) [104]. Mais ces particules d'hydrogène exercent une pression depuis l'intérieur du matériau, et peut causer des microfissures [102]. Les vibrations de la machine sont une autre cause des microfissures dans les AP, qui peuvent se développer en fissures puis en cassure. La cassure d'un AP induit un changement dans le nombre de pôles du rotor de la machine, une dégradation de l'induction magnétique dans l'entrefer, et l'apparition d'harmoniques d'ordre non entier (certains multiples de 0.25 notamment) dans la force électromotrice [98].

Ces deux défauts, malgré leur gravité, ne sont pas encore suffisamment étudiés dans la littérature. De ce fait, peu de données sont disponibles concernant leurs causes, effets, détection, et encore moins les techniques de commandes tolérantes à ces défauts. Ceci s'explique par la difficulté de simuler et

d'expérimenter ces défauts, qui nécessitent de grandes connaissances en matière de modélisation ainsi que des ressources financières. Car une fois un défaut est créé, la machine est définitivement perdue et ne peut plus servir pour d'autres études différentes.

L'IDF est un autre défaut qui touche les MSAP. C'est un affaiblissement permanent du flux des aimants, et peut être partiel (local) ou total (uniforme), du point de vue des régions touchées par le défaut (Figure IV.2).

Les propriétés d'un matériau magnétique sont décrites par la courbe de magnétisation, aussi appelée courbe B-H, qui montre l'évolution de l'induction magnétique d'un matériau en fonction du flux inverse de démagnétisation. Un exemple de courbe B-H pour un AlNiCo 5 est donné dans la Figure IV.3. Deux paramètres sont importants dans cette courbe, l'induction rémanente B_r , qui est l'induction du matériau au repos, et le champ coercitif H_c , qui le champ inverse qu'il faut appliquer au matériau pour annuler son induction [105]. La démagnétisation permanente se produit lorsque le point de fonctionnement, qui est l'intersection entre la courbe de charge et celle de magnétisation, se déplace au-delà du coude de la courbe B-H. Par conséquent, le matériau ne retrouve plus son induction rémanente originale. Cette figure montre aussi que la courbe de magnétisation d'un matériau dépend fortement de la température.

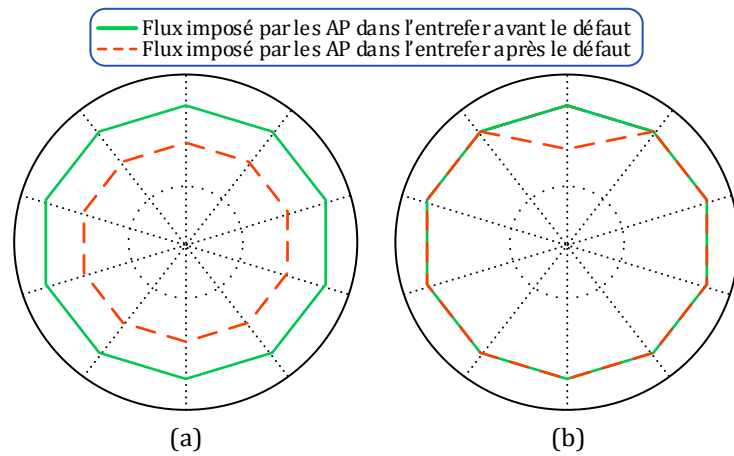


Figure IV.2: Démagnétisation totale (a) et partielle (b) des aimants d'une machine à AP

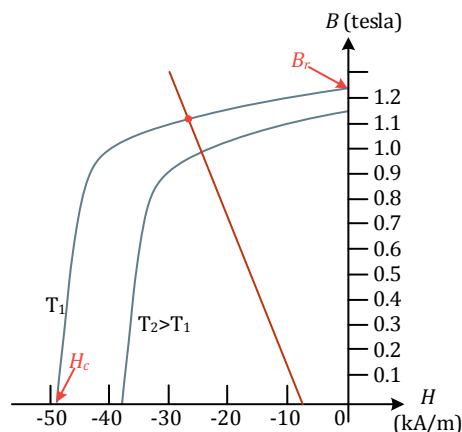


Figure IV.3: Courbe de magnétisation de AlNiCo 5, où T_1 et T_2 sont les températures de l'AP [105]

Ceci dit, la démagnétisation permanente de la machine est causée par de nombreux facteurs. Ainsi une longue exposition à une forte température, imposée par l'environnement ou induite par le régime de fonctionnement, peut démagnétiser de façon permanente les aimants. Si la répartition de la température n'est pas homogène le long des aimants, alors cela peut causer une démagnétisation partielle, qui est encore plus dangereuse du fait de l'asymétrie qu'elle introduit dans la machine. Ce défaut peut aussi être causé par un affaiblissement de flux sévère, qui peut être induit par un autre défaut, comme les court-circuits, qui sont souvent associés à un fort appel de courant démagnétisant [106], ou un bug dans le système de commande, comme ce qui a été traité dans la section III.5. Le vieillissement du matériau est une autre cause de ce défaut, qui ne peut être évitée.

Ce défaut impacte grandement les performances de la machine, où sa force électromotrice (FEM) est réduite [107]. Par conséquent, pour une même puissance, l'appel du courant statorique augmente, ce qui peut mener à d'autres défauts à cause de l'échauffement, ainsi qu'un affaiblissement plus sévère du flux des AP. L'étude reportée dans [108] montre qu'une démagnétisation de 12% augmente les pertes dans la machine de près de 60%. Dans le cas d'une démagnétisation partielle, le flux d'entrefer se retrouve perturbé et non symétrique, induisant ainsi des oscillations du couple électromagnétique qui peuvent aussi induire d'autres défauts mécaniques et/ou électriques, et une nuisance sonore et des vibrations accrues [109].

Afin de limiter le risque d'apparition de ce défaut, des mesures préventives sont proposées lors de la conception de la machine. Dans [110], l'auteur présente un nouveau design des pôles de la machine afin de limiter l'influence du flux de démagnétisation. [111] propose de limiter le risque de démagnétisation en augmentant l'épaisseur des AP. La référence [112] propose d'ajouter une barrière cylindrique conductrice enveloppant les AP pour les protéger de la démagnétisation. Mais ces techniques de protection préventive augmentent le coût de construction de la machine ainsi que sa complexité, et peuvent dégrader ses performances. Elles sont de ce fait délaissées et très peu utilisées. Pour éviter ces problèmes, les chercheurs optent de plus en plus pour des techniques de tolérance software en développant de nouvelles techniques de commande.

Ainsi, dans [113], l'auteur propose une technique pour permettre à la machine de continuer son service de manière sûre après l'apparition d'un défaut IDF. Un observateur adaptatif est utilisé pour surveiller le flux de l'entrefer, puis déduit la valeur de référence du courant direct optimal. Les données issues de l'observateur sont utilisées par la technique de commande prédictive du courant afin de réaliser un contrôle stable de la machine.

Une technique de commande tolérante au défaut IDF basée sur la commande prédictive du courant et utilisant un observateur composite est proposée dans [114]. Cet observateur repose sur un observateur SMO et un observateur Luenberger. Cette technique permet de compenser l'influence de la perturbation des paramètres de la machine et de la démagnétisation.

La commande prédictive est aussi employée dans [115] en association avec un SMO. L'observateur permet de surveiller à la fois le flux d'entrefer, erreur de la position rotorique, ainsi que le couple de charge. Puis une nouvelle technique prédictive du flux statorique est développée dans le but de garantir un fonctionnement post-défaut sûr. Un SMO amélioré est proposé dans [116] en insérant un terme de découplage dans l'algorithme de l'observateur, lui permettant d'accroître ses performances.

Un contrôleur à temps mort est proposé dans [117] afin de compenser l'effet de la démagnétisation sur les performances de la machine. Il utilise une table de correspondance (LookUp Table, LUT) de la FEM de la machine en fonction de la position mécanique, obtenue via un modèle analytique basé sur le vecteur du potentiel magnétique (Magnetic Vector Potential).

Dans [118], l'auteur propose une autre technique qui permet un fonctionnement post-défaut sûr, et ce en prédisant le courant dans l'axe direct nécessaire pour rétablir le flux nominal dans l'entrefer et récupérer le fonctionnement optimal de la machine. Il utilise pour cet effet un modèle discret de la machine sous défaut IDF et un observateur par mode glissant, le tout associé à un contrôleur à temps mort. Ses résultats montrent clairement que le fonctionnement optimal de la machine est bien rétabli, avec une vitesse et un couple non perturbés.

Malgré les nombreux travaux effectués dans cette thématique, tous les travaux cités ci-dessus, excepté [117], supposent une démagnétisation totale et uniforme, et ne prennent pas en compte la démagnétisation partielle.

IV.3.b. Défauts de convertisseur

Les défauts de convertisseur sont classifiés selon trois catégories suivant l'état de l'interrupteur en défaut: court-circuit d'un interrupteur (SSC, Switch Short-Circuit), ouverture permanente (SOC, Switch Open-Circuit) et activation intermittente, qui est la commutation manquée intermittente de l'interrupteur concerné (Intermittent Gate-Misfiring), où l'interrupteur ne répond pas toujours au signal de commande et peut rester bloqué sur son état précédent [119].

Ces défauts sont très courants dans les convertisseurs statiques, et induisent souvent des oscillations du couple électromagnétique de la machine de la même fréquence que celle des courants, et une déformation des courants statoriques à cause de l'apparition d'harmoniques de faibles fréquences et de composantes continues dans les phases saines et défectueuses [120]. Les oscillations du couple peuvent causer une diminution du couple moyen de la machine, ce qui conduit à la perte de la contrôlabilité de la vitesse. Et si le couple moyen est correctement maintenu à sa valeur avant le défaut, alors la machine doit consommer un courant plus élevé afin de faire face à cette diminution [121]. Cette surconsommation n'est pas sans risques. En effet, elle peut conduire à d'autres défauts, comme la perte totale ou partielle d'une phase statorique, ou la dégradation de l'isolation des conducteurs. Tout ceci mène inévitablement à une dégradation plus ou moins sévère du rendement du système.

Dans le cas d'un défaut SSC, la fermeture de l'interrupteur opposé provoque le court-circuit du bus continu, et un courant important traverse donc le bras défectueux, et peut conduire à la destruction du bras entier, ou la fonte des câbles traversés par le courant du court-circuit [122].

Plusieurs travaux sont consacrés à l'élaboration de stratégies de tolérance aux défauts de convertisseur, en minimisant au maximum leurs impacts. Comme pour tous les autres défauts, il existe aussi deux types de tolérances : hardware et software, et dépendent essentiellement du type du convertisseur. Il existe trois grandes familles de convertisseurs : le convertisseur à deux niveaux, les convertisseurs multi-niveaux, et le convertisseur matriciel. Ils se distinguent principalement par le nombre de composants de puissance utilisés et la qualité du courant de sortie (ou d'entrée, car ils s'utilisent indifféremment comme onduleur ou redresseur).

Le convertisseur matriciel (Figure IV.4) est un convertisseur direct réversible AC-AC, proposé pour la première fois dans [123] en 1980. Il possède l'avantage d'être compact et utilise un nombre d'interrupteur réduit (trois par phase). Il permet la conversion AC/AC bidirectionnelle à fréquence et amplitude variables et un facteur de puissance unitaire [124]. Mais souffre quand même de certains inconvénients. Chaque interrupteur est composé en réalité de deux composants de puissances, et sa commande est très complexe à mettre en œuvre [40]. Aussi, sa tolérance aux défauts est très limitée, et ses performances se dégradent grandement lors de l'apparition d'un défaut dans un interrupteur de puissance. Des algorithmes de commande tolérants au défauts sont proposés pour ce type de convertisseurs, mais ils augmentent encore plus sa complexité, et requièrent souvent l'ajout de nouveaux composants ou l'accès au point neutres de la source et de la charge [124–127]. Par conséquent, il ne sera pas traité dans la suite de ce document.

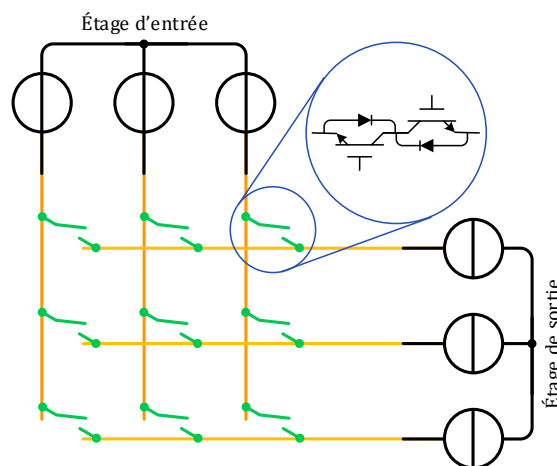


Figure IV.4: Schéma synoptique d'un convertisseur matriciel triphasé

Le convertisseur à deux niveaux est très utilisé, et domine le domaine de faible à moyenne puissance, grâce à son faible encombrement et simplicité de structure et de commande [128]. Il requiert un nombre minimal de composants de puissance actifs, ce qui fait que la probabilité d'apparition de défauts est réduite en conséquence [129]. Aussi, le diagnostic et la localisation d'un défaut sont beaucoup moins compliqués par rapport aux structures multi-niveaux. Mais son principal inconvénient

est sa mauvaise tolérance aux défauts. En effet, lorsqu'un défaut apparaît dans un interrupteur d'un convertisseur à deux niveaux, il est difficile d'assurer une continuité de service sans l'ajout au préalable de composants/bras redondant, ou l'élimination du bras entier et faire ainsi fonctionner la machine avec un défaut d'ouverture de phase statorique.

Dans [88] et [130], il est proposé d'ajouter un bras supplémentaire au convertisseur, connecté aux trois phases via des triacs. Ainsi, lors de l'apparition d'un défaut dans un bras, la phase concernée est connectée au bras supplémentaire en activant le triac correspondant, et le signal de commande du bras original est redirigé vers le bras redondant (Figure IV.5). D'autres proposent de connecter, en plus des phases statoriques, le point neutre de la machine, afin de permettre la tolérance des défauts statoriques de la machine [131].

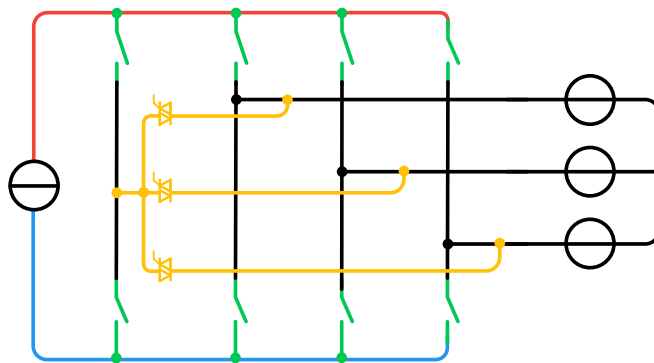


Figure IV.5: Stratégie de tolérance aux défauts de convertisseur par l'ajout d'un quatrième bras redondant

Dans [132], les auteurs proposent une autre topologie basée sur la structure précédente, mais les interrupteurs additionnels sont remplacés par des capacités, avec l'ajout d'un convertisseur boost à trois niveaux afin de permettre une meilleur dynamique pour le système.

D'autres topologies plus ou moins compliquées, qui requièrent l'ajout de plus ou moins de composants, tel que des triacs, IGBTs ou fusibles, sont proposées dans la littérature [88,133–137], mais elles possèdent l'inconvénient majeur d'augmenter le nombre de composants ajoutés à la structure de base, avec un niveau de redondance élevé, ce qui fait accroître le coût des installations, qui est le principal frein de l'évolution de l'exploitation des énergies renouvelables.

Comme, de nos jours, la technique de modulation SVM est la plus utilisée dans les convertisseurs statiques, la perte d'un interrupteur mène inévitablement à la perte de la moitié des vecteurs disponible d'un convertisseur à deux niveaux. Par exemple, lors d'un défaut SOC de l'interrupteur du haut de la phase A, les vecteurs dont la composante S_a est égale à "1" ne sont plus correctement réalisables, le vecteur " V_1 " devient ainsi nul, et les vecteurs " V_3 " et " V_5 " se déplacent respectivement de $\pm 30^\circ$, avec une amplitude réduite de $\frac{\sqrt{3}}{2}$. Les autres vecteurs restent non affectés par le défaut. Par contre pour le défaut SSC, les vecteurs non réalisables sont les vecteurs dont la composante S_a est nulle, et ces vecteurs se trouvent automatiquement projetés par rapport à l'axe β et se confondent avec les vecteurs sains restants (voir la Figure IV.6).

On remarque clairement que la nouvelle configuration des vecteurs de la commande SVM est déséquilibrée, et est incapable d'assurer la reconstruction du vecteur tension de référence. Par conséquent, la tolérance software de ce type de convertisseurs est quasiment irréalisable sans la déconnection totale du bras en défaut. Dans ce cas, la machine peut continuer son service en utilisant des techniques de tolérance de défaut d'ouverture de phase statorique, qui seront revues plus en détails dans la suite de ce chapitre.

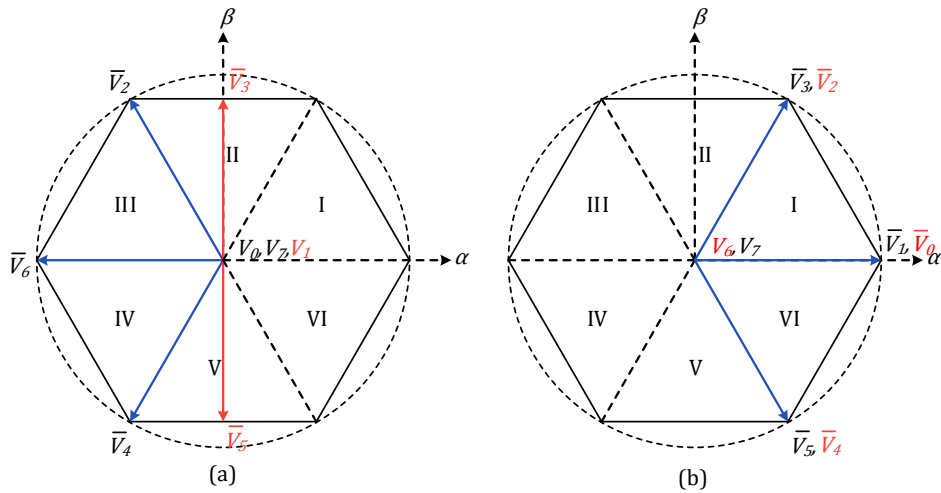


Figure IV.6: Nouvelle configuration des vecteurs de la technique de commande SVM lors d'un défaut SOC (a) et SSC (b) de l'interrupteur du haut de la phase a, avec en rouge les vecteurs défectueux

Du point de vue tolérance aux défauts, les convertisseurs multi-niveaux sont les meilleurs candidats. Ils en existent plusieurs topologies, mais possèdent au final le même principe, créer plusieurs niveaux de tension AC afin de se rapprocher le plus possible d'une sinusoïde et diminuer ainsi le contenu harmonique de la tension et du courant, et ce en utilisant un nombre de composant de puissance plus important, comme constaté sur la Figure IV.7, où la structure NPC (Neutral Point Clamping) est présentée.

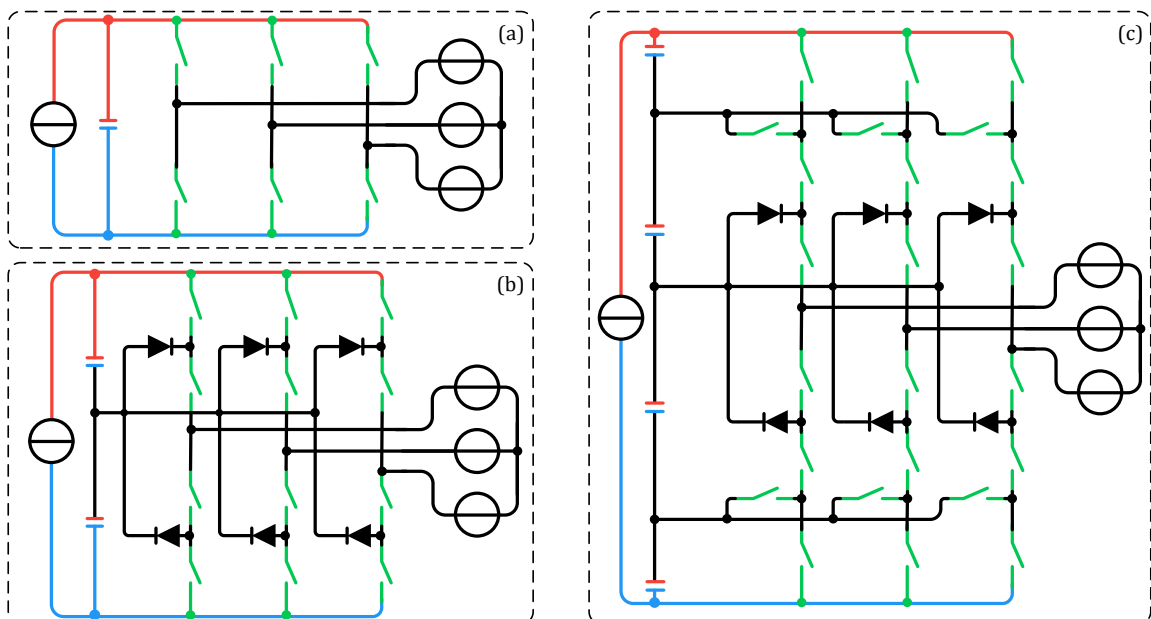


Figure IV.7: Convertisseur à deux niveaux (a), et convertisseur multi-niveaux à structure NPC: (b)- trois niveaux; (c)- cinq niveaux

L'augmentation du nombre d'interrupteurs possède plusieurs avantages très convoités, et particulièrement en grande puissance et haute tension, où cette topologie permet de faire fonctionner le convertisseur dans des plages de tension et de puissance au-delà des valeurs permises par les composants de puissance. Aussi, ça confie un caractère tolérant aux défauts pour le convertisseur, où la perte d'un interrupteur ne cause pas la perte du bras entier mais seulement certains niveaux de tension, ce qui crée un déséquilibre non pénalisant dans les tensions du convertisseur, et ce en tirant profit des degrés de libertés supplémentaires offerts par ces configurations [138].

Dans [120], l'auteur montre que le défaut d'un interrupteur d'un convertisseur à deux niveaux induit des ondulations dans le couple électromagnétique de la machine et un déséquilibre dans les courants statoriques, où une composante continue du courant apparaît. Une comparaison entre un onduleur deux niveaux et trois niveaux est aussi réalisée par cet auteur, montrant ainsi l'intérêt d'augmenter le nombre de niveaux, qui réduit les ondulations du couple électromagnétique et améliore la qualité du courant statorique.

Afin de réduire l'impact des défauts des convertisseurs multi-niveaux, plusieurs techniques sont proposées, et sont classées selon deux catégories, tolérance hardware, qui modifie la topologie du convertisseur après apparition d'un défaut, et la tolérance software, qui ne modifie que la stratégie de commande rapprochée du convertisseur [139]. Les techniques de tolérance hardware impliquent souvent l'ajout de nouveaux composants tel que des IGBTs [140,141], thyristors [142,143], ou des fusibles [143], ou l'ajout d'un quatrième bras comme proposé dans [144] et [145]. Dans les topologies modulaires composées de plusieurs cellules indépendantes de pont H (MCHB, Modular Cascaded H-Bridge) (Figure IV.8), il est proposé de désactiver la cellule en défaut et continuer le service avec un niveau de tension en moins [146,147].

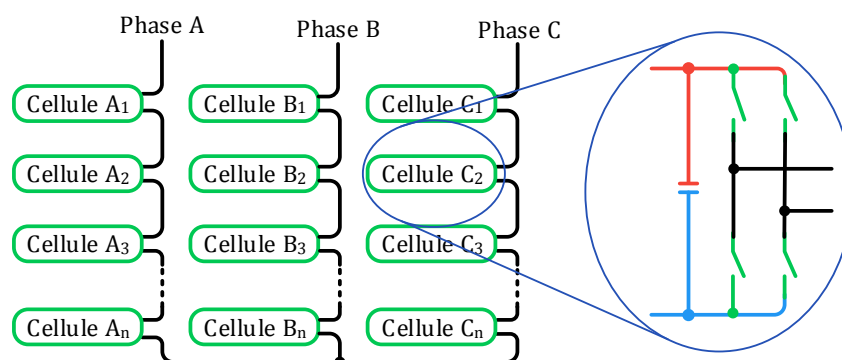


Figure IV.8: Convertisseur modulaire composé de plusieurs cellules de pont H en cascade

À présent, les techniques de tolérance software sont les préférées et les plus utilisées, du fait de leurs avantages précédemment cités. Dans ce contexte, [148] propose d'éliminer de l'algorithme de commande rapprochée les vecteurs irréalisables à cause du défaut dans la technique de commande SVM des convertisseurs multiniveaux, et en utiliser d'autres à la place. Ainsi, le convertisseur peut continuer son opération grâce aux degrés de liberté supplémentaires et redondants de la topologie. Dans les topologies MCHB, des chercheurs proposent d'éliminer non seulement la cellule en défaut mais aussi

des cellules saines des autres phases afin de récupérer l'équilibre de la structure [129]. D'autres proposent d'utiliser la technique de compensation par déphasage du fondamental (FPSC, Fundamental Phase-Shift Compensation), où les angles de déphasage entre les tensions des phases du convertisseur sont modifiés (déphasage différent de 120°), afin de garantir une tension AC triphasée équilibrée sans avoir à éliminer les cellules saines [139,149,150]. D'autres détails concernant les causes et conséquence, et les techniques de correction de ces défauts peuvent être trouvés dans [119,139].

Malgré la tolérance aux défauts qu'offrent les topologies multi-niveaux, le nombre élevé d'interrupteurs de puissance qu'elles requièrent augmente le coût de l'installation, l'encombrement dans les systèmes embarqués, et la complexité de l'algorithme de commande, ainsi que la probabilité d'apparition de défauts. Encore, l'identification du défaut et la localisation de l'interrupteur concerné deviennent plus difficiles. De ce fait, le diagnostic des défauts impose l'utilisation de techniques compliquées et gourmandes en ressources, tel que l'intelligence artificielle [129]. L'encombrement peut aussi être une source de problèmes, car il dégrade l'efficacité du système de refroidissement et induit une augmentation de la température ambiante, qui peut dépasser la température assignée d'emploi des composants de puissance et induire d'autres défauts. Ceci dit, pour des systèmes embarqués de faible à moyenne puissance, le convertisseur à deux niveaux est un meilleur candidat, du fait de ses avantages précédemment cités.

IV.3.c. Défauts statoriques

Les défauts qui peuvent toucher le stator d'une MSAP sont principalement de trois types, ouverture de phase (OPF, Open Phase Fault), court-circuit d'une, deux, ou plusieurs phases (TSC, Terminal Short Circuit), et court-circuit entre spires (ITSF, Inter-Turn Short Fault).

A. Défaut d'ouverture d'une ou plusieurs phases statoriques

Le défaut OPF est le plus traité dans la littérature, du fait de la simplicité des techniques de simulation et de reproduction pratique de ce défaut. Lors de l'apparition d'un tel défaut dans une MSAPDE, plusieurs changements apparaissent dans la configuration des courants et le comportement du couple électromagnétique. Afin d'étudier ce comportement dans les trois configurations possible de la machine (4N, 2N et 1N), le système illustré sur la Figure IV.9 est simulé sur MATLAB/Simulink.

En utilisant la technique de simulation présentée dans la section II.4.a, il est possible de simuler le comportement de la machine et faire une transition entre ses différentes configurations en utilisant les interrupteurs de la librairie SimPowerSystems. Ceci n'est pas permis lors de la simulation en utilisant les modèles mathématiques présentés dans l'Annexe A09.

Afin de mettre en évidence le comportement de la machine dans ces conditions, la MSAPDE est entraînée avec une vitesse fixe de 42 rad/s, et alimente directement deux charges résistives triphasées en fournissant une puissance de 700 kW. Puis un défaut OPF est créé dans la phase a_1 avec la

configuration 4N au temps de simulation 0.2 s. La configuration 2N est appliquée à 0.4 s, tandis que la configuration 1N est appliquée à 0.6 s. Initialement, l'interrupteur K4 est gardé fermé.

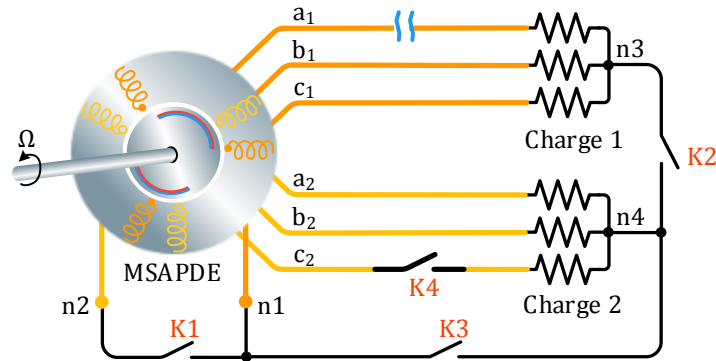


Figure IV.9: Schéma synoptique du système étudié

La Figure IV.10 montre la configuration des courants statoriques lors d'ouverture de la phase a_1 .

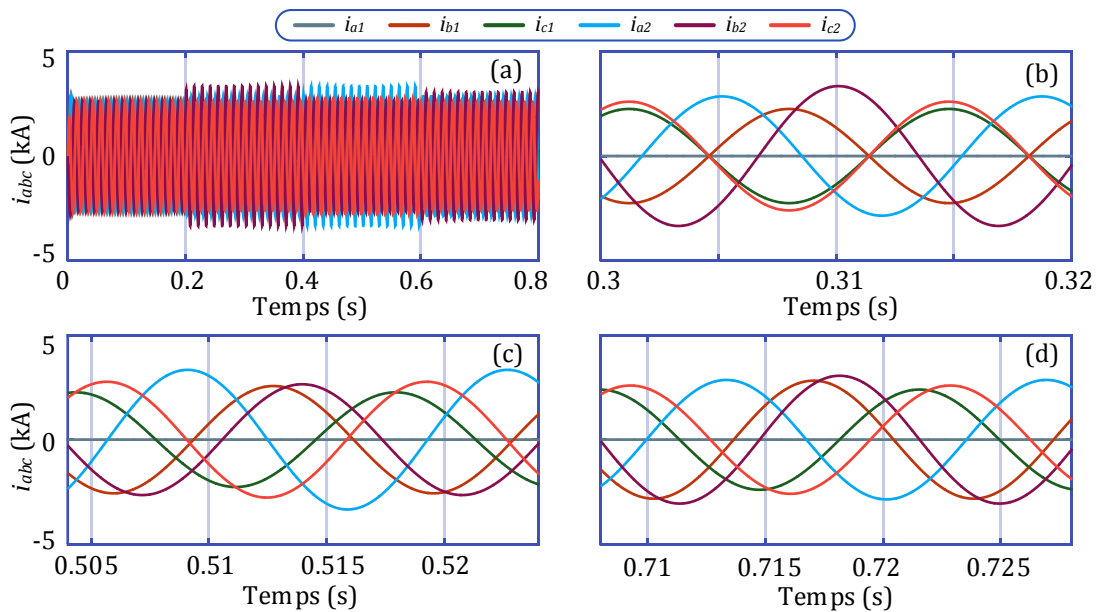


Figure IV.10: Configuration des courants statoriques lors de l'ouverture de la phase a_1 :
 (a)- Vue globale; (b)- Configuration 4N; (c)- Configuration 2N; (d)- Configuration 1N

Le comportement des deux étoiles est très différent l'un par rapport à l'autre. En effet, dans la configuration 4N, les courants de la deuxième étoile (l'étoile saine), augmentent d'environ +9.7 % à +28.6 %, excepté la phase perpendiculaire à celle en défaut (qui est C_2 dans ce cas) qui reste non affectée et garde son allure précédente. Tandis que dans l'étoile défectueuse, les courants des deux phases restantes décroissent de -13.6 %, et afin de satisfaire la loi de Kirchhoff, les deux courants sont en opposition de phase, et ce en créant un déphasage de -30° pour le courant de la phase b_1 et $+30^\circ$ pour le courant de la phase c_1 . Par conséquent, les courants des phases c_1 et c_2 deviennent en phase. La phase dont le courant augmente le plus dans cette situation est celui de la phase b_2 avec une augmentation de +28.6 %. La Figure IV.11 montre la représentation vectorielle des courants de la machine dans cette situation. On remarque ainsi, en plus du changement des amplitudes, un déphasage supplémentaire des courants des phases a_2 et b_2 d'environ $+7.4^\circ$ et $+4.6^\circ$ respectivement.

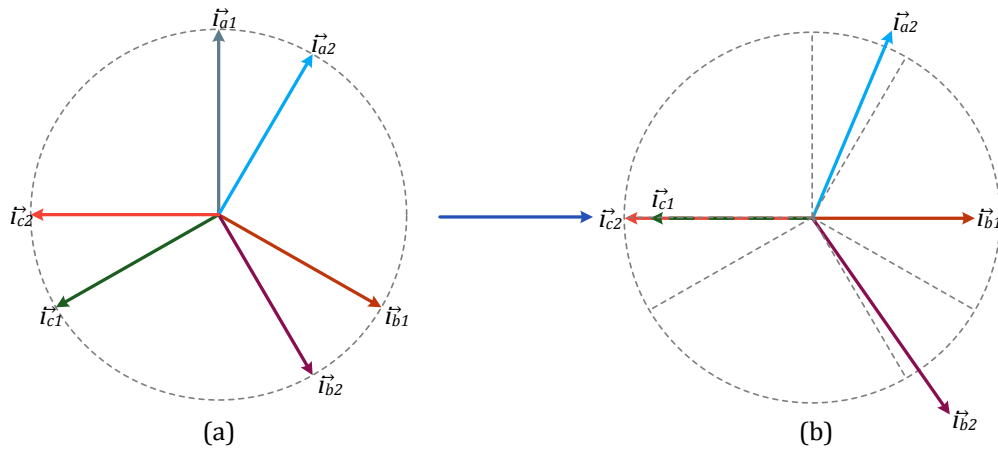


Figure IV.11: Représentation vectorielle des courants statoriques avant (a) et après (b) le défaut OPF dans la phase a_1 (Configuration 4N)

Cette configuration des courants est perdue lors du basculement sur la configuration 2N. Dans ce cas, tous les courants gardent leurs déphasages habituels respectifs. On constate ainsi que le courant de la phase b_1 augmente de +6.5 %, tandis que le courant de la phase c_1 diminue de -12.9 %. Les courants de la deuxième étoile augmentent tous d'environ +1.88 % à +28.42 %. Contrairement à la configuration 4N, c'est le courant de la phase a_2 qui augmente le plus, avec la même proportion que b_2 dans la configuration précédente, soit environ +28 %.

Dans la configuration 1N, la proportion des courants devient moins sévère, avec une augmentation maximale du courant de +17.6 % sur la phase b_2 . Le courant de la phase b_1 augmente de +8.5 % et celui de c_1 diminue de -7.8 %. Le courant de c_2 diminue de -0.4 %, tandis que celui des deux autres phases de la deuxième étoile augmente de +9.9 à +17.6 %. Le comportement des courants dans ces configurations est résumé dans la Tableau IV.1.

Tableau IV.1: Proportion d'altération des amplitudes des courants de la machine lors de l'ouverture de la phase a_1

Configuration	Courant de la phase					
	a_1	b_1	c_1	a_2	b_2	c_2
4N	-100 %	-13.6 %	-13.6 %	+09.7 %	+28.6 %	+00.0 %
2N	-100 %	+06.5 %	-12.9 %	+28.4 %	+01.9 %	+06.5 %
1N	-100 %	+08.5 %	-07.8 %	+09.9 %	+17.6 %	-00.4 %

On remarque d'après le Tableau IV.1 que la configuration 1N permet de minimiser l'impact du défaut en imposant une augmentation minimale des amplitudes des courants des phases restantes. Mais en acceptant une circulation d'un courant dans le neutre. La Figure IV.12 montre les différents courants des neutres, soit le courant entrant dans le point neutre de l'étoile 1 (i_{n1}), le courant entrant dans le point neutre de l'étoile 2 (i_{n2}), et le courant circulant entre le neutre commun de la charge et le neutre commun de la machine (i_n). Dans la configuration 2N, les courants i_{n1} et i_{n2} sont de même amplitude mais en opposition de phase. L'amplitude de ce courant dans ce cas atteint 68 % du courant de la machine avant le défaut. Tandis que dans la configuration 4N, la valeur efficace du courant i_n atteint

1759 A, soit 95.5% du courant de phase en mode sain, et retourne exclusivement via l'étoile en défaut (l'étoile 1). Dans ce cas, le courant du neutre de l'étoile 2 est minimal et son amplitude ne représente que 7.3 % de l'amplitude du courant de phase avant le défaut.

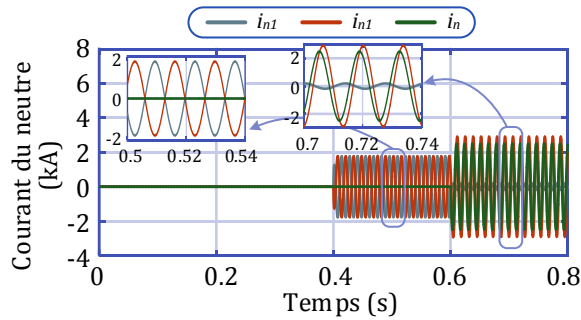


Figure IV.12: Courant du neutre de la machine lors de l'ouverture de la phase a_1

Cette perturbation dans les courants statoriques se reflète dans le comportement du couple, où une composante pulsatoire d'une fréquence égale au double de la fréquence des courants apparaît (Figure IV.13).

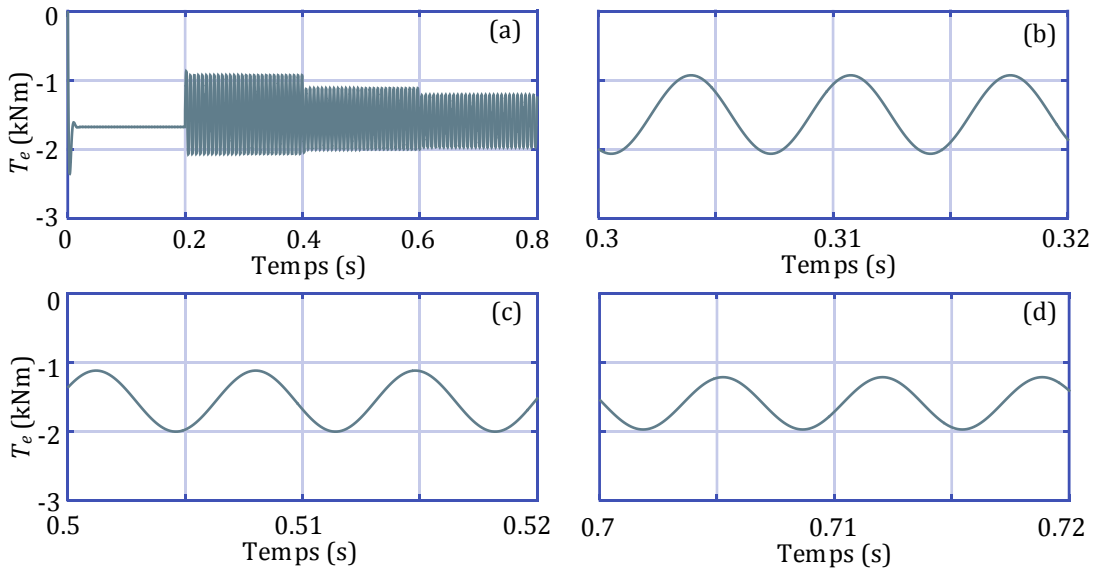


Figure IV.13: Couple électromagnétique du générateur lors de l'ouverture de la phase a_1 :
 (a)- Vue globale; (b)- Configuration 4N; (c)- Configuration 2N; (d)- Configuration 1N

L'amplitude des oscillations du couple électromagnétique ainsi que la valeur moyenne du couple par rapport à l'état sain sont résumées le **Erreur ! Référence non valide pour un signet.**

Tableau IV.2: Proportion d'altération du couple électromagnétique de la machine lors de l'ouverture de la phase a_1

Configuration	Ondulations du couple	Couple moyen
4N	$\pm 37.9 \%$	-10.7 %
2N	$\pm 28.3 \%$	-07.0 %
1N	$\pm 23.8 \%$	-05.1 %

On remarque ainsi que les oscillations du couple sont minimales dans la configuration 1N avec une diminution minimale du couple moyen développé par la machine.

D'après ces résultats, la connexion des neutres de la machine et de la charge permet de relativement minimiser l'impact du défaut OPF sur la MSAPDE.

La composante pulsatoire du couple électromagnétique est induite par la forme elliptique du flux de l'entrefer, comme le montre la Figure IV.14. Ce qui engendre un effet UMP sur le rotor, et devient de ce fait soumis à des forces radiales inégales et déséquilibrées.

D'après la Figure IV.14, l'ellipse formée par le flux d'entrefer est moins étroite dans la configuration 1N. Ce qui a pour effet de réduire le déséquilibre des forces radiales qui agissent sur le rotor.

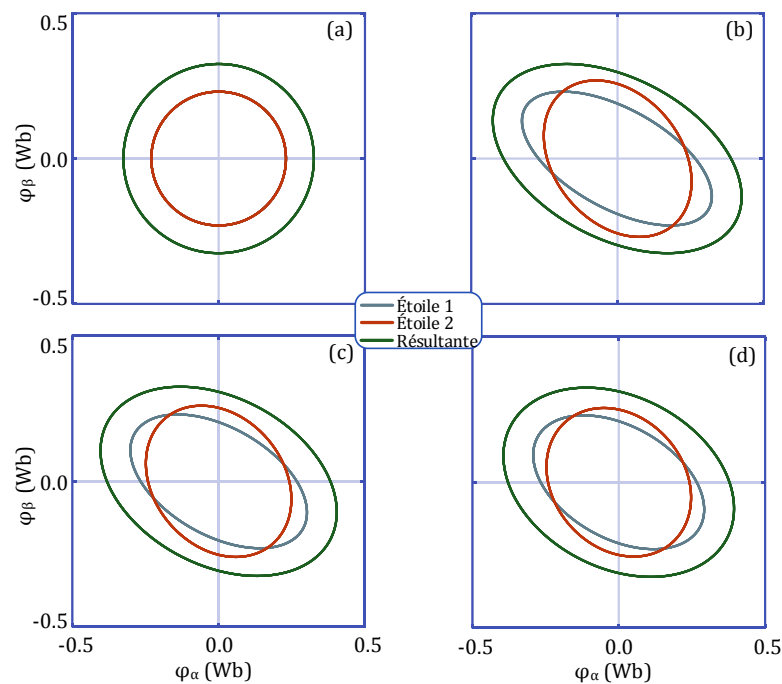


Figure IV.14: Flux de l'entrefer du générateur lors de l'ouverture de la phase a_1 :
(a)- Vue globale; (b)- Configuration 4N; (c)- Configuration 2N; (d)- Configuration 1N

De nombreux travaux proposent des techniques permettant de limiter l'impact de ce défaut en modifiant l'algorithme de commande de la machine, et se focalise souvent sur deux stratégies distinctes, minimisation des pertes fer et à effet Joule au stator (ML, Minimum Losses) en gardant les pertes à leurs valeurs avant le défaut mais accepter un couple moyen réduit, et maximisation du couple électromagnétique (MT, Maximum Torque) en gardant le couple moyen à sa valeur avant le défaut mais accepter des pertes au stator plus élevées.

Les auteurs de [94] proposent de recalculer les courants de référence dans le repère biphasé $\alpha\beta$ afin d'imposer un flux circulaire, en utilisant la stratégie ML, et accepter par conséquent des courants statoriques inégales, et un couple moyen réduit. Ceci dans le but de réduire considérablement les oscillations dans le couple électromagnétique en annulant l'effet UMP causé par le défaut.

Dans [6], une technique hybride est proposée, où la plage de variation du couple électromagnétique est élargie, en assurant des pertes minimales pour chaque valeur du couple. Cette

technique requiert toutefois que les deux neutres de la machine soient connectés afin de ne former qu'un seul point neutre. La machine est appelée dans ce cas, une machine à six phases asymétriques.

Les auteurs de [151] développent un algorithme utilisant les deux stratégies selon le régime opératoire de la machine. En faible puissance, la stratégie ML est utilisée afin d'améliorer le rendement de la machine. Et lorsque la machine est sollicitée par une forte charge, la stratégie MT est utilisée à la place pour satisfaire la demande en puissance. Le tout en y intégrant une protection contre la surcharge.

Dans [41], les auteurs proposent une technique permettant d'annuler la composante pulsatoire du couple électromagnétique d'une machine synchrone multiphasée à AP alimentée par plusieurs convertisseurs monophasés en pont H indépendants, lors d'un défaut OPF d'une ou plusieurs phases. L'idée est de modifier le déphasage et l'amplitude du courant injecté à la phase "m" tel que $\frac{2(m-j)\pi}{q}$ (j est la phase en défaut, et q est le nombre de phases) est le plus proche possible de 90° , tout en gardant le déphasage des courants restants inchangés, mais d'une amplitude inférieure, afin de ne pas dépasser les grandeurs nominales de la machine et minimiser les pertes à effet Joule, mais accepter ainsi une réduction du couple développé par la machine.

Une technique de commande tolérante au défaut OPF est proposée dans [152], où elle tire profit de la technique prédictive du courant afin de prédire la combinaison des états des interrupteurs idéale qui permet d'optimiser une fonction coût, qui vise à minimiser les pertes à effet Joule de la machine. Cette technique est testée par simulation sur une MSAP à cinq phases intégrée dans une SCEM, et alimentée par un onduleur à trois niveaux.

Une autre technique beaucoup plus simple à mettre en œuvre est développée dans [40] pour une machine asynchrone double étoile. L'auteur propose de désactiver la phase saine qui forme un angle droit avec la phase en défaut afin d'éliminer la composante perturbatrice du flux responsable de l'effet UMP, et rétablir ainsi un flux circulaire dans l'entrefer. Cette technique permet de grandement améliorer la qualité du couple électromagnétique de la machine, mais en acceptant une perte d'un tiers de la puissance par phase perdue. Elle possède néanmoins l'avantage d'être très simple et facile à mettre en œuvre, idéale pour les systèmes dont la puissance n'est pas le critère principal mais la continuité de service même avec un régime réduit.

Cette technique requiert toutefois que les neutres de la machine et de la charge soient connectés, afin de décomposer le bobinage de la machine en trois bobinages biphasés. Dans ce cas, lors d'une alimentation via un convertisseur statique, les harmoniques de courant de rangs multiples de trois pourront circuler dans les phases. Ce qui engendre une dégradation de la qualité du courant de la machine et des pertes supplémentaires.

Mais en réalité, le couple électromagnétique peut être stabilisé en déconnectant la phase perpendiculaire à la phase en défaut, sans avoir à connecter les points neutres (c'est-à-dire, en adoptant la configuration 4N), d'au moins pour la perte d'une seule phase. Un test est fait sur le système

précédemment présenté en coupant la phase a_1 puis c_2 . L'ouverture manuelle de la phase c_2 est provoquée dans ce cas par l'ouverture de l'interrupteur K4.

La coupure de la phase a_1 engendre deux courants (b_1 et c_1) déphasés de 180° en formant un angle droit avec le courant de la phase a_1 avant le défaut. Et la coupure de la phase c_2 fait de même avec les courant a_2 et b_2 , mais déphasé de 90° par rapport au courant de c_2 avant le défaut (Figure IV.15). Par conséquence, la nouvelle configuration est composée de quatre courants qui forment quatre vecteurs déphasés successivement de 90° (voir Figure IV.16). La Figure IV.15 montre que les nouveaux courants de la machine sont équilibrés, et augmentent d'environ $+8.6\%$ par rapport au courant avant le défaut.

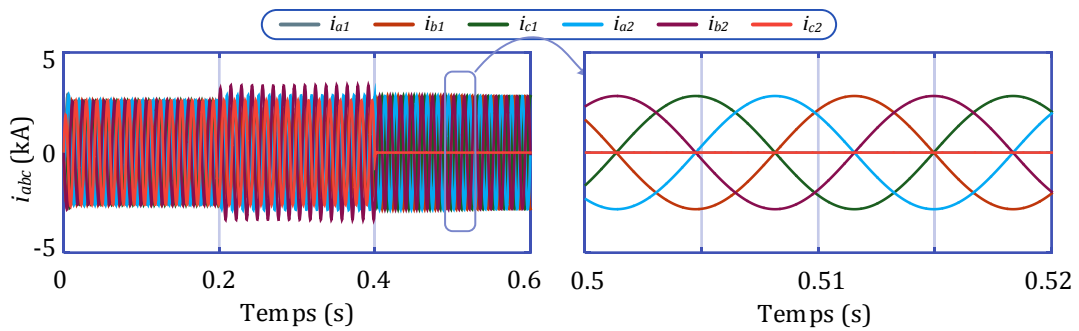


Figure IV.15: Configuration des courants statoriques lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 dans la configuration 4N

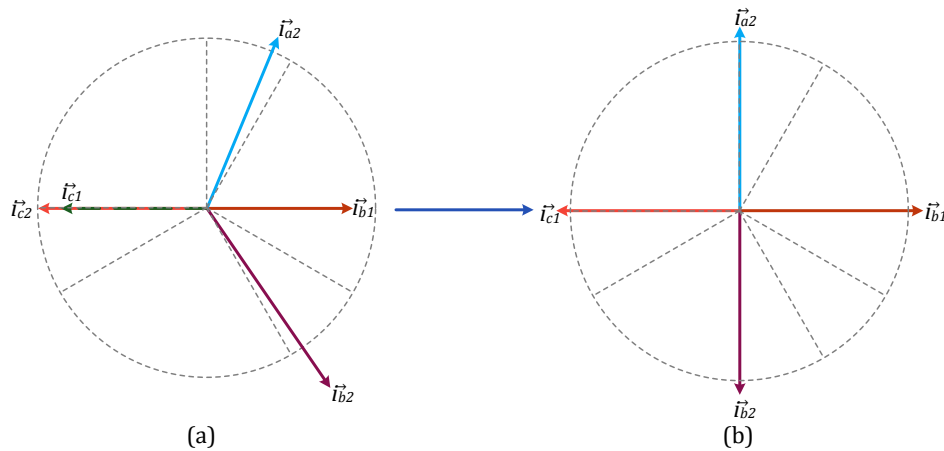


Figure IV.16: Représentation vectorielle des courants statoriques avant (a) et après (b) l'ouverture de la phase c_2 en plus de la phase a_1

Contrairement à la configuration 1N, adoptée dans [40], qui engendre dans ce cas des courants déséquilibrés, supérieur de $+12.4\%$ à $+18.9\%$ par rapport aux valeur avant le défaut, et un courant de neutre dépassant de 48.2% le courant de phase en mode sain (Figure IV.17).

La configuration 4N dans ce scénario engendre des flux elliptiques dans les étoiles de la machine. Ainsi le flux de la première étoile est incliné vers la gauche et le flux de la deuxième étoile est incliné vers la droite. La somme vectorielle de ces flux donne un flux d'entrefer circulaire, comme montré sur la Figure IV.18.

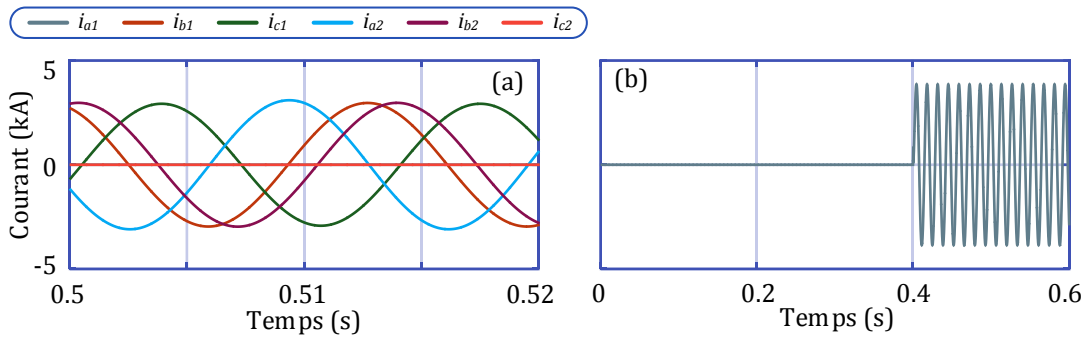


Figure IV.17: Configuration des courants statoriques lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 dans la configuration 1N: (a)- Courants de phases; (b)- Courant du neutre

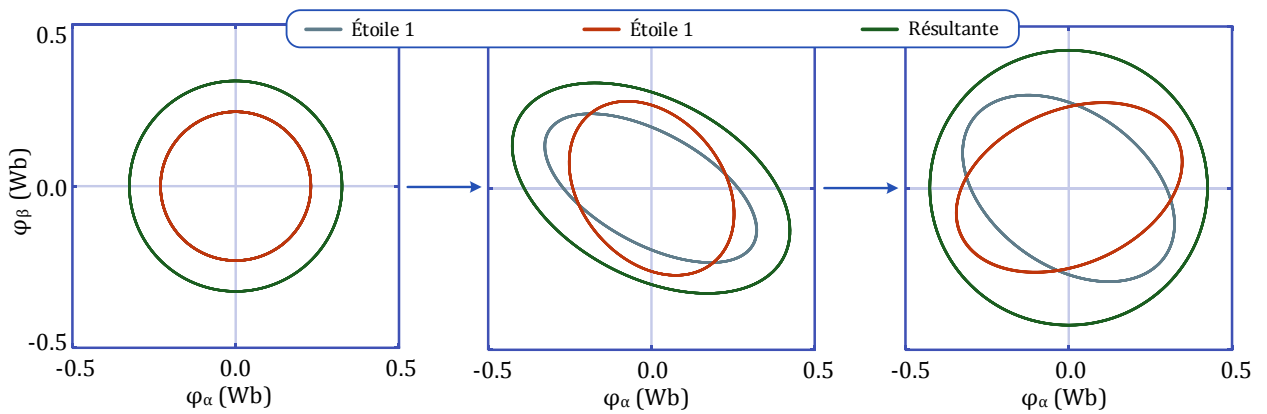


Figure IV.18: Flux de l'entrefer du générateur lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2

Comme le flux de la machine est devenu circulaire, les forces radiales agissantes sur le rotor se compensent, et le couple électromagnétique se stabilise avec une valeur moyenne inférieure de -21.4 % par rapport au couple développé avant l'apparition du défaut. La configuration 1N dans ce cas engendre un couple électromagnétique avec des oscillations de $\pm 1.7 \%$, et une diminution de -10.1 % de la valeur moyenne du couple (Figure IV.19).

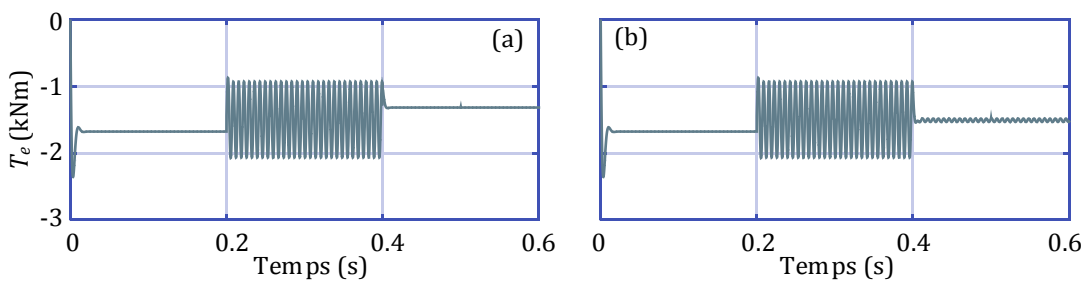


Figure IV.19: Couple électromagnétique du générateur lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 : (a)- Configuration 4N; (b)- Configuration 1N

Ces résultats son résumé dans le Tableau IV.3, qui montre que la qualité du couple électromagnétique et des courants est meilleure dans la configuration 4N. Mais le couple développé par la machine dans la configuration 1N est supérieur, grâce à l'augmentation des courants des phases. Ceci montre que la configuration 4N, lors de l'application de la correction au défaut d'ouverture d'une seule phase statorique proposée dans [40], donne de meilleurs résultats concernant la qualité du couple

électromagnétique et des courants. Elle permet ainsi d'éviter le courant du neutre qui atteint une valeur excessive, et qui engendre la circulation des harmoniques multiples de trois.

Tableau IV.3: Comportement du couple électromagnétique et des courants de la machine lors de l'ouverture des phases a_1 et c_2 dans les configurations 4N et 1N

Configuration	Ondulation du couple	Valeur moyenne du couple	Courants de phases
4N	00.0 %	-21.4 %	+08.6 %
1N	±01.7 %	-10.1 %	+12.4 % à +18.9 %

B. Défaut de court-circuit entre phases et entre phase et neutre

Un autre défaut qui peut toucher le stator des machines électriques est le court-circuit d'une ou plusieurs phases, qui est plus dangereux que le défaut OPF [153]. Il se produit lorsqu'une phase touche le point neutre (noté TSC1 dans ce qui suit), ou une ou plusieurs autres phases du stator (noté TSC2 par la suite), permettant ainsi la circulation d'un fort courant dans le bobinage statorique. Il peut aussi se produire lorsque deux ou plusieurs interrupteurs de même niveau (par exemple, deux ou trois interrupteurs de haut d'un convertisseur triphasé à deux niveaux) subissent un défaut SSC de telle sorte que les bornes des phases concernées soit connectés de manière permanente [154].

Il peut causer de nombreux autres problèmes, tel que la destruction de l'isolation des conducteurs et la démagnétisation des AP [155,156], et ce à cause de l'échauffement provoqué et du flux de démagnétisation induit. L'effet du court-circuit peut aussi se propager au reste des phases saines, où la machine devient très vite inutilisable.

Le courant du court-circuit étant seulement limité par l'impédance des phases en court-circuit, la FEM produite par les aimants y induit un fort courant, qui est plus élevé lors d'un défaut TSC1 que lors d'un défaut TSC2, comme le montre la Figure IV.20. On remarque ainsi que l'amplitude du courant de la phase a_1 augmente de 98% pour le défaut TSC1, et de 77% lors du défaut TSC2.

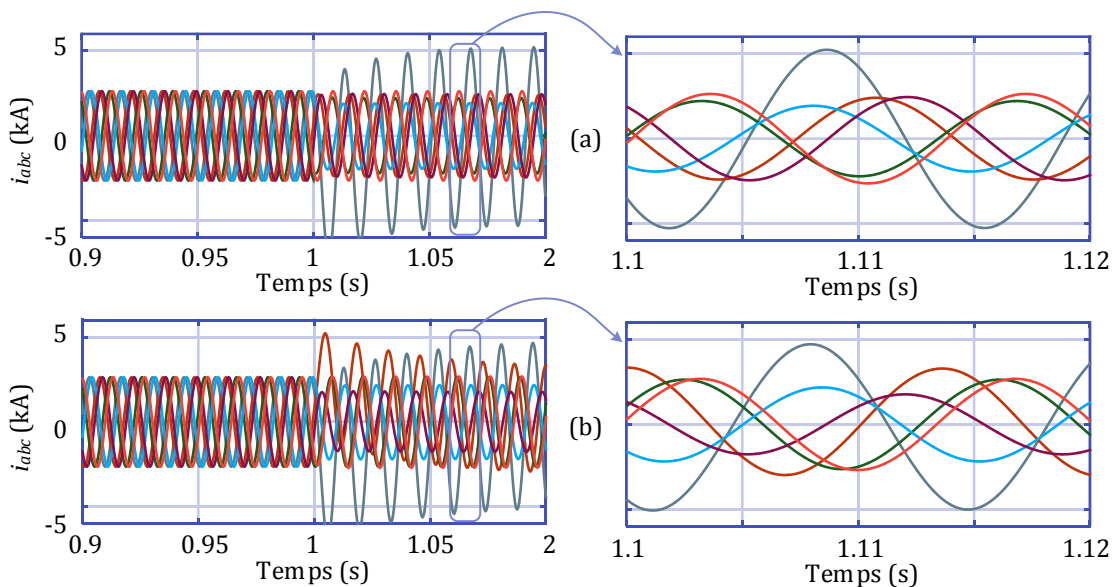


Figure IV.20: Comportement des courants statoriques de la MSAPDE lors d'un court-circuit entre la phase a_1 et le point neutre (TSC1) (a), et entre les phases a_1 et b_1 (TSC2) (b)

En plus des contraintes électriques et thermiques qu'il impose à la machine, ce défaut affecte aussi la partie mécanique, où le couple électromagnétique devient très perturbé en raison de l'apparition d'une forte composante pulsatoire de fréquence égale au double de la fréquence des courants (Figure IV.21). Ces ondulations peuvent causer des défauts mécaniques à la machine et/ou aux éléments directement couplés à elle.

Contrairement aux courants, les ondulations du couple électromagnétique sont plus importantes lors d'un défaut TSC2, et le couple moyen décroît aussi d'avantage dans ce cas. Ceci est dû à la forme elliptique du flux d'entrefer, qui est plus étroite et plus aigüe pour le cas de TSC2.

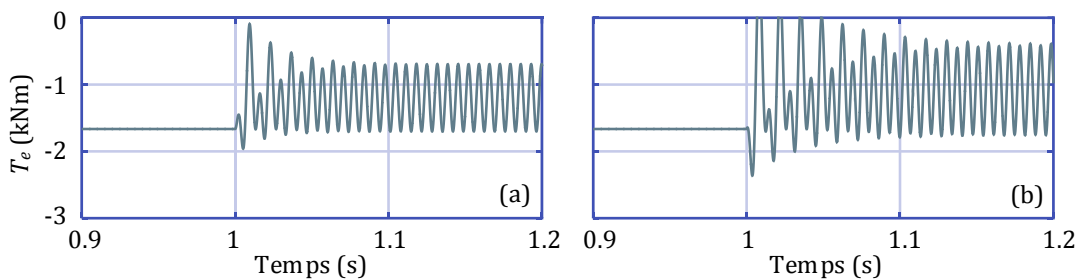


Figure IV.21: Comportement du couple électromagnétique de la MSAPDE lors d'un court-circuit entre la phase a_1 et le point neutre (TSC1) (a), et entre les phases a_1 et b_1 (TSC2) (b)

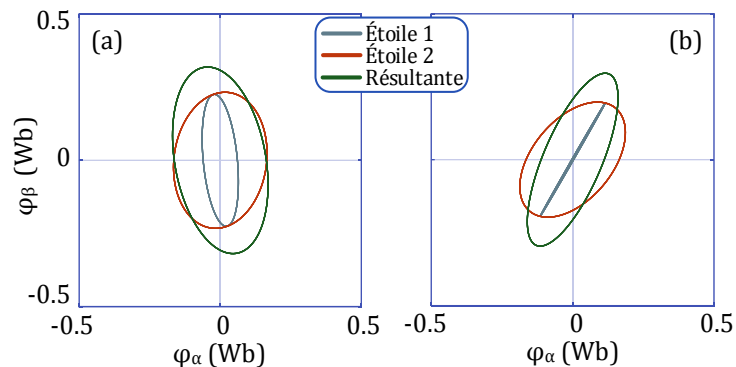


Figure IV.22: Comportement du flux d'entrefer de la MSAPDE lors d'un court-circuit entre la phase a_1 et le point neutre (TSC1) (a), et entre les phases a_1 et b_1 (TSC2) (b)

Très peu de travaux sont publiés concernant l'atténuation des effets de ce type de défaut. Dans les travaux publiés à ce jour, l'idée principale est d'isoler l'étoile en défaut et y appliquer un courant compensateur via le convertisseur de puissance, et utiliser le reste des étoiles saines pour fournir la puissance demandée [156–158].

C. Défaut de court-circuit entre spires

Un défaut statorique qui touche souvent les machines à courant alternatif, et qui est extrêmement dangereux, est le court-circuit entre spires (ITSF, Inter-Turn Short Fault). Il peut se développer en d'autres défauts, comme les deux précédemment traités, ainsi que la démagnétisation permanente des aimants dans les machines à AP [159,160]. Il peut aussi conduire à la détérioration ou la destruction des parties mécaniques à cause des fortes ondulations du couple électromagnétique qu'il provoque. Il est causé par la dégradation de l'isolation des conducteurs, qui est souvent provoquée par les contraintes

thermiques et mécanique, ainsi que les harmoniques de tension imposées par les commutation haute fréquence du convertisseur [161,162].

Les spires en court-circuit créent une boucle fermée interne. Couplée au flux d'entrefer, une tension est induite dans cette boucle, et un courant de court-circuit circule alors, et n'est limité que par l'impédance des spires en défaut et de la résistance du court-circuit (résistance de contact). Dans la plupart des cas, l'impédance de la boucle est très petite, permettant ainsi la circulation d'un courant supérieur au courant nominal de la machine, qui induit par conséquence plus de chaleur, qui peut accélérer la propagation du défaut en provoquant la dégradation ou la destruction de l'isolement des conducteurs voisins, et ainsi de suite. De ce fait, plusieurs boucles de court-circuit avec des impédances différentes, connectées en série se créent dans le stator de la machine.

Il n'existe actuellement pas assez de données pratiques sur le temps que prends l'isolant avant de rompre complètement après le début du défaut. Mais il est clair que c'est un processus lent et dépend essentiellement de la sévérité du défaut [163].

La plupart des articles considèrent que la sévérité de ce défaut est relative à l'amplitude du courant du court-circuit seulement, car un courant plus important fait propager le défaut plus rapidement [164–167]. Mais comme expliqué avant, les oscillations du couple électromagnétique sont aussi d'une grande importance, car elles peuvent détruire, ou d'au moins dégrader, les parties mécaniques de la machine, et les équipements directement connectés à elle, comme le capteur de position et la charge mécanique.

Afin de mieux comprendre le comportement de la machine durant le défaut ITSF, il est important de développer un modèle mathématique adéquat qui permet de traduire le fonctionnement de la machine durant ce défaut. De nombreux articles ont présentés une analyse détaillée du comportement des machines à AP durant ce défaut, mais ils considèrent souvent une MSAP à bobinage concentré appelée machine à AP tolérante aux défauts (Fault Tolerant Permanent Magnet Machine), qui est un cas spécial des machines à AP où les phases sont physiquement et magnétiquement isolées, et le couplage magnétique entre les phases est très faible ou inexistant [109,166,168,169]. Par conséquence, le défaut impacts seulement la phase en défaut et ne se propage pas aux bobines voisines. Mais cette caractéristique réduit la capacité de la machine à atténuer l'effet du défaut. Comme la tension induite à l'intérieur des spires en court-circuit ne peut pas être annulée, les oscillations du couple continuent d'exister, et risque d'endommager plus sévèrement le système mécanique s'il continue de fonctionner pendant une longue période.

Plusieurs modèles de MSAP avec un défaut ITSF sont reportés dans la littérature, afin de comprendre le comportement de la machine sous différentes perspectives. Les modèles basés sur la méthode d'analyse des éléments finis (FEA, Finite-Element Analysis) sont les plus précis [170,171]. Ils permettent une meilleure compréhension du comportement de la machine, et peut prendre en compte l'effet des harmoniques en tout genre et d'autres phénomènes et paramètres, comme la saturation, et la

position relative des spires en défaut dans l'encoche. Mais ces modèles souffrent d'un coût de calcul très élevé et consomme un temps de simulation important. Par conséquent, dans la plupart des cas, seul le régime permanent ainsi qu'une variation très limitée des paramètres du défaut sont analysés.

Les modèles FEA d'ordre réduit (reduced order FEA) offrent une bonne précision avec un temps de calcul relativement plus court [172]. Mais ils exigent une connaissance très précise de la construction de la machine et de ses paramètres. D'autre part, les modèles basés sur le circuit équivalent sont beaucoup plus rapides, mais manquent de précision [164,165,167]. Ils sont basés sur la modélisation mathématique de la machine, et dépendent de plusieurs hypothèses simplificatrices. Ces modèles offrent un bon niveau de compréhension avec un temps de simulation significativement plus court. Ils permettent d'analyser à la fois le régime transitoire et permanent, avec une large variation des paramètres du défaut, ce qui permet une meilleure compréhension du problème. Ils sont aussi très souvent utilisés pour développer des algorithmes de diagnostic [164,165].

IV.4. Analyse du comportement de la MSAPDE durant un défaut de court-circuit entre spires

Afin de bien comprendre le comportement de la machine durant un défaut ITSF, il est primordial de développer au préalable un modèle mathématique capable de décrire la machine dans cette situation. Puis un logiciel de calcul avancé, tel que Matlab, peut être utilisé afin de résoudre les équations non linéaires et collecter les données nécessaires à l'analyse du comportement de la machine.

IV.4.a. Modélisation mathématique de la MSAPDE durant un défaut ITSF

La Figure IV.23 montre la configuration des phases de la machine durant un défaut ITSF dans la phase a_1 . Notez toutefois que dans ce qui suit, c'est la convention génératrice qui est utilisée.

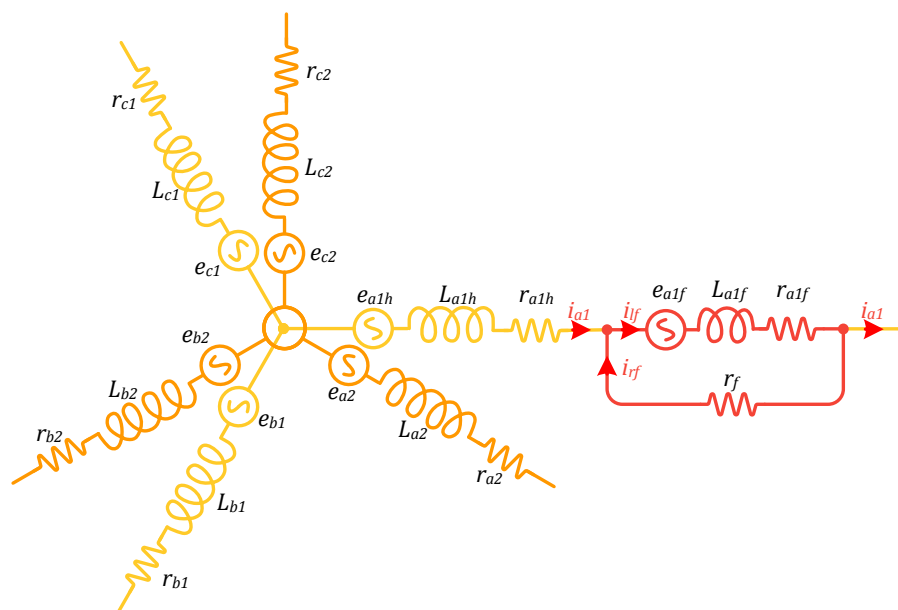


Figure IV.23: Configuration des bobines de la MSAPDE durant un défaut ITSF dans la phase a_1

L'isolation entre les conducteurs ne disparaît pas subitement mais graduellement, avec une résistance de contact décroissante. Le point de contact est donc décrit par une résistance de court-circuit (résistance de contact) notée r_f .

Pratiquement, la modélisation mathématique de cette machine dans ce cas est très complexe, car de nombreux phénomènes secondaires apparaissent dans la machine. L'échauffement produit par le défaut provoque l'augmentation de la résistance des conducteurs voisins, ce qui implique un déséquilibre supplémentaire des phases de la machine. L'inductance des spires court-circuitées dépend de leur position relative dans l'encoche, et dans la phase originale (donc un angle de déphasage peut apparaître par rapport aux autres phases de la machine dans le cas d'un bobinage distribué). Aussi, une saturation magnétique locale peut apparaître. Afin de simplifier cette étude, tous les phénomènes secondaires sont ignorés.

Quand un défaut ITSF apparaît dans la phase a_1 , cette phase est divisée en deux parties. La partie saine (notée a_{1h}) est traversée par le courant de phase i_{a_1} . Et la partie en défaut (notée f) composée des spires court-circuitées est traversée par la somme des courant du court-circuit i_{rf} et du courant statorique. Ce courant résultant est appelé le courant des spires en défaut, et est noté i_{lf} par la suite. Les spires en court-circuit sont représentées par une phase supplémentaire dans le modèle de la machine. La rotation du rotor induit une FEM (e_f) dans la boucle interne, ce qui permet une circulation d'un courant incontrôlé à travers la résistance de défaut.

Habituellement, on utilise le modèle dans le repère rotatif dq afin de simplifier la modélisation des machines à courant alternatif. Mais ce modèle est seulement valide lorsque la construction de la machine est symétrique, et ne peut pas prendre en considération le déséquilibre introduit par le défaut ITSF. Dans ce cas, le modèle dans le repère naturel est utilisé à la place, malgré sa complexité. Par contre, on considère une machine à pôles lisses, et la saillance est ignorée.

D'après la Figure IV.23, l'équation électrique du générateur durant un défaut ITSF dans la phase a_1 est donnée par:

$$v_{abcf} = e_{abcf} - r i_{abcf} - L \frac{d i_{abcf}}{dt} \quad (IV.1)$$

Où:

$$v_{abcf} = [v_{a1} \quad v_{b1} \quad v_{c1} \quad v_{a2} \quad v_{b2} \quad v_{c2} \quad 0]^t$$

$$i_{abcf} = [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1} \quad i_{a2} \quad i_{b2} \quad i_{c2} \quad i_{lf}]^t$$

$$e_{abcf} = \Psi_{pm} \omega_e \begin{bmatrix} (1 - \mu) \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_e + \alpha) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ \mu \sin(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

$$r = \begin{bmatrix} (1 - \mu)r_s + r_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_f \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ -r_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu r_s + r_f \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

μ est le ratio du court-circuit, définit par le nombre des spires en court-circuit divisé par le nombre de spire total ($\frac{N_s}{N_t}$).

À partir de l'équation (IV.2), on remarque que la FEM induite dans la boucle interne dépend fortement de la fréquence électrique de la machine. Par conséquence, tant que la machine tourne, une tension sera toujours induite dans la boucle et un courant circulera ainsi dans les spires.

Le courant du court-circuit (i_{rf}) qui traverse la résistance de contact r_f est définit par:

$$i_{rf} = i_{lf} - i_{a1} \quad (IV.4)$$

La matrice d'inductance L peut s'écrire de manière générale comme suit:

$$L = \begin{bmatrix} L_{a1h} & M_{a1hb1} & M_{a1hc1} & M_{a1ha2} & M_{a1hb2} & M_{a1hc2} & M_{a1hf} \\ M_{a1hb1} & L_{b1} & M_{b1c1} & M_{a2b1} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1f} \\ M_{a1hc1} & M_{b1c1} & L_{c1} & M_{a2c1} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1f} \\ M_{a1ha2} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2f} \\ M_{a1hb2} & M_{b1b2} & M_{c1b2} & M_{a2b2} & L_{b2} & M_{b2c2} & M_{b2f} \\ M_{a1hc2} & M_{b1c2} & M_{c1c2} & M_{a2c2} & M_{b2c2} & L_{c2} & M_{c2f} \\ M_{a1hf} & M_{b1f} & M_{c1f} & M_{a2f} & M_{b2f} & M_{c2f} & L_f \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

Où M_{ij} ($i, j = a1h, b1, c1, a2, b2, \text{ou } c2$ avec $i \neq j$) est l'inductance mutuelle entre les phases i et j , et L_i ($i = a1h, b1, c1, a2, b2, \text{ou } c2$) est l'inductance propre de la phase i . Pour les phases saines, ces inductances sont données par :

$$L_i = L_{s_0} \text{ (avec } i \neq f, a1h) \quad (IV.6)$$

$$M_{ij} = m \cos(\theta_i - \theta_j) \text{ (avec } i \neq j \text{ et } i, j \neq f, a1h) \quad (IV.7)$$

m est l'inductance mutuelle statorique lorsque la machine est sans défaut.

L'inductance propre des parties saines et en défaut de la phase a_1 ainsi que l'inductance mutuelle entre eux sont difficilement descriptible par des équations mathématiques, et particulièrement quand

le défaut se propage aux conducteurs voisins. Mais par simplicité, elles peuvent être approximées en utilisant les équations (IV.8) à (IV.12).

$$L_{a1h} = (1 - \mu)^2 L_{s0} \quad (IV.8)$$

$$L_f = \mu^2 L_{s0} \quad (IV.9)$$

$$M_{a1hi} = M_h \cos \theta_{a1hi} \quad (i = b1, c1, a2, b2) \quad (IV.10)$$

$$M_{if} = M_f \cos \theta_{if} \quad (i = b1, c1, a2, b2) \quad (IV.11)$$

$$M_{a1hf} = \frac{M_h M_f}{m} \quad (IV.12)$$

M_h et M_f sont respectivement les inductances de magnétisation des parties saine et en défaut de la phase a_1 , données par:

$$M_h = (1 - \mu)m$$

$$M_f = \mu m$$

Ainsi, la matrice (IV.5) devient:

$$L = \begin{bmatrix} L_{a1h} & M_{a1hb1} & M_{a1hc1} & M_{a1ha2} & M_{a1hb2} & 0 & M_{a1hf} \\ M_{a1hb1} & L_{s0} & -\frac{m}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}m & -\frac{\sqrt{3}}{2}m & M_{b1f} \\ M_{a1hc1} & -\frac{m}{2} & L_{s0} & -\frac{\sqrt{3}}{2}m & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}m & M_{c1f} \\ M_{a1ha2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}m & L_{s0} & -\frac{m}{2} & -\frac{m}{2} & M_{a2f} \\ M_{a1hb2} & \frac{\sqrt{3}}{2}m & 0 & -\frac{m}{2} & L_{s0} & -\frac{m}{2} & M_{b2f} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}m & \frac{\sqrt{3}}{2}m & -\frac{m}{2} & -\frac{m}{2} & L_{s0} & 0 \\ M_{a1hf} & M_{b1f} & M_{c1f} & M_{a2f} & M_{b2f} & 0 & L_f \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

Et le couple électromagnétique développé par le générateur peut être exprimé par

$$T_e = \frac{P}{\omega_e} i_{abc}^t e_{abc} \quad (IV.14)$$

En décomposant cette équation en utilisant les équations précédemment définies, l'expression suivante est obtenue :

$$T_e = P \Psi_{pm} i_{abc}^t \underbrace{\begin{bmatrix} (1 - \mu) \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_e + \alpha) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \end{bmatrix}}_{\text{Couple principal}} + \underbrace{\mu P \Psi_{pm} i_{lf} \sin(\theta_e)}_{\text{Couple de défaut}} \quad (IV.15)$$

Avec

$$i_{abc} = [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1} \quad i_{a2} \quad i_{b2} \quad i_{c2}]^t$$

À partir de l'équation (IV.15), on distingue deux composantes constitutives du couple développé par la machine. Le couple principal est le couple produit par les courants des phases et leurs FEM. C'est un couple ayant une direction unique et une valeur moyenne importante qui dépend de la charge, mais possède des oscillations à cause de l'asymétrie présente dans les FEM des phases. Et le couple de défaut est produit par le courant des spires court-circuitées et la FEM induite à l'intérieur. C'est un couple d'une allure sinusoïdale avec une composante continue, ce qui fait de lui un couple pulsatoire d'une valeur moyenne non nulle.

IV.4.b. Analyse du comportement du courant du court-circuit

À partir de l'équation (IV.1), l'équation décrivant le comportement du courant du court-circuit peut être extraite.

$$0 = e_f + r_f i_{a1} - (\mu r_s + r_f) i_{lf} - M_{a1hf} \frac{di_{a1}}{dt} - \frac{M_f}{2} \frac{d}{dt} (\sqrt{3} i_{a2} - \sqrt{3} i_{b2} - i_{b1} - i_{c1}) - L_f \frac{di_{lf}}{dt} \quad (IV.16)$$

Cette équation peut être simplifiée en regroupant les courants de sortie dans une variable, ce qui donne :

$$L_f \frac{di_{lf}}{dt} + (\mu r_s + r_f) i_{lf} = e_f + r_f i_{a1} - M_{a1hf} \frac{di_{a1}}{dt} - \frac{M_f}{2} \frac{di_k}{dt} \quad (IV.17)$$

Où

$$i_k = \sqrt{3} i_{a2} - \sqrt{3} i_{b2} - i_{b1} - i_{c1} \quad (IV.18)$$

On peut noter d'après la Figure IV.23 et l'équation (IV.4), que quand le mode de fonctionnement générateur est considéré, le courant des spires en défaut (i_{lf}) est la somme du courant de phase (i_{a1}) et du courant du court-circuit (i_{rf}). Donc pour mieux analyser le comportement du défaut dans ce cas, il est recommandé d'étudier le courant du court-circuit, car c'est un courant simple, et n'est pas composé d'autres courants. Par contre dans le mode de fonctionnement moteur, cette explication est inversée, et est recommander d'étudier le courant des spires en défaut. Ainsi, en remplaçant l'équation (IV.4) dans (IV.17), et en substituant toutes les variables en vecteurs, l'équation qui décrit le comportement du courant du court-circuit peut-être défini par :

$$(\mu r_s + r_f + j\omega_e L_f) \bar{I}_{rf} = \bar{e}_f - (\mu r_s + j\omega_e (L_f + M_{a1hf})) \bar{I}_{a1} - j \frac{\omega_e M_f}{2} \bar{I}_k \quad (IV.19)$$

De nombreux chercheurs définissent la sévérité du défaut ITSF comme étant le ratio du court-circuit [163,168], car un nombre de spires court-circuitées plus élevé signifie une tension induite plus élevée, et donc un courant de court-circuit plus élevé. Et d'autres le définissent comme étant relatif à la résistance de contact [170], car une résistance plus petite permet la circulation d'un courant plus important. Mais d'après l'équation (IV.19), on constate que la sévérité du défaut dépend de ces deux

paramètres à la fois, le ratio du court-circuit et la résistance de contact [171]. La boucle interne créée par les spires en court-circuit est alimentée par la FEM induite à l'intérieur des spires court-circuitées (qui est proportionnel au ratio du défaut), et alimente un circuit résistif inductif composé de la résistance de contact et de l'inductance des spires en court-circuit ainsi que leur résistance. Ainsi, le courant circulant dans la boucle dépend à la fois de tous ces paramètres.

IV.4.c. Résultats de simulation et interprétations

Afin de bien comprendre le comportement du défaut ITSF, une série de simulation est réalisée sur la machine précédemment utilisée dans le Chapitre III. Afin d'assurer une analyse indépendante de l'influence des différentes grandeurs sur le générateur, il est entraîné par une vitesse fixe, et alimente une charge résistive constante via deux convertisseurs triphasés deux niveaux connectés en parallèle, et contrôlés via la commande hystérésis du courant. Un filtre RL est inséré entre la machine et le convertisseur afin d'atténuer les ondulations de haute fréquence du courant générées par le contrôleur à hystérésis (Figure IV.24). Dans ce qui suit, on appelle courant direct le courant i_{nd} , et courant quadratique le courant i_{nq} . Tous les autres courants de la machine sont réglés à zéro (c'est-à-dire i_{n0}^* , i_{ad}^* , i_{aq}^* , et i_{a0}^*).

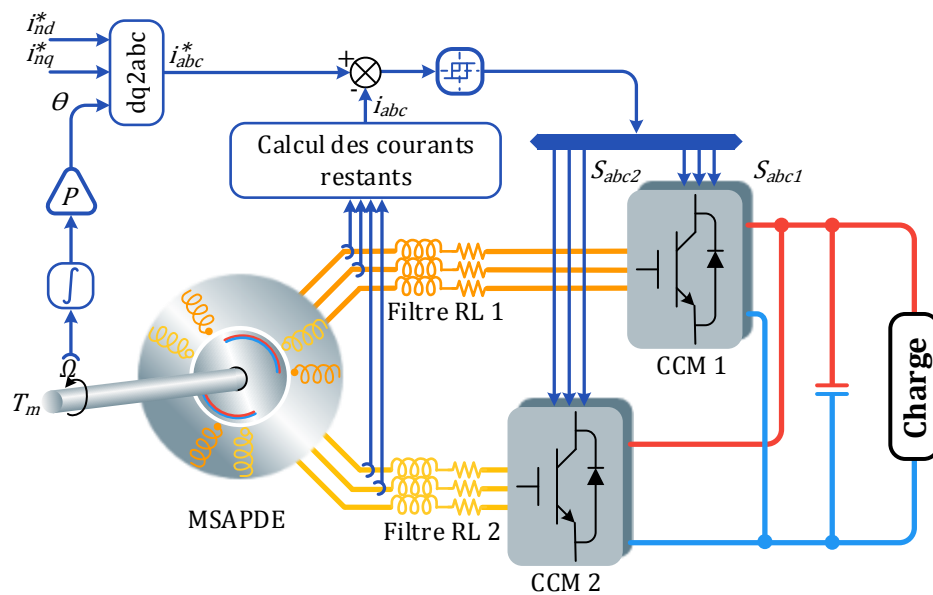


Figure IV.24: Schéma de contrôle utilisé pour l'analyse du comportement du générateur durant un défaut ITSF

A. Influence de la vitesse sur la machine durant un défaut ITSF

La Figure IV.25 montre l'évolution du courant du court-circuit quand la vitesse de rotation augmente, avec un ratio de défaut de 10 %, et une résistance de contact de 1 mΩ.

Le courant quadratique est gardé constant à -1600 A, et le courant direct est réglé à zéro. On constate que le courant du court-circuit évolue linéairement avec la vitesse (comme la saturation est négligée, il n'y a pas de limite supérieure à l'amplitude du courant). Ceci est dû au fait que la FEM induite dans la boucle interne est proportionnelle à la vitesse. En se basant sur ce résultat, afin de limiter

l'impact du défaut, l'algorithme de contrôle post-défaut doit pouvoir limiter la vitesse de rotation de la machine.

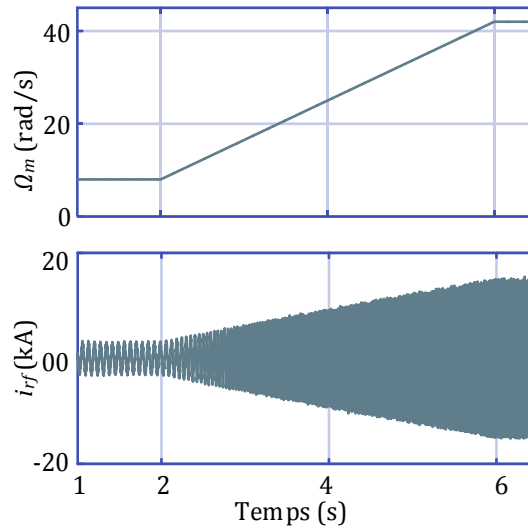


Figure IV.25: Évolution du courant du court-circuit en fonction de la vitesse de rotation

Le comportement du couple électromagnétique du générateur est montré sur la Figure IV.26. La valeur moyenne du couple de la machine augmente, tout comme l'amplitude des ondulations, quand la vitesse augmente. Comme le courant des phases est gardé constant, l'augmentation du couple moyen est attribuée uniquement au couple pulsatoire généré par les spires en court-circuit, comme expliqué précédemment via l'équation (IV.15). L'augmentation des oscillations est causée principalement par l'augmentation du courant des spires en défaut, où l'amplitude des ondulations à la vitesse nominale atteint 20.8%, qui est une situation dangereuse pour tout le système mécanique et le personnel.

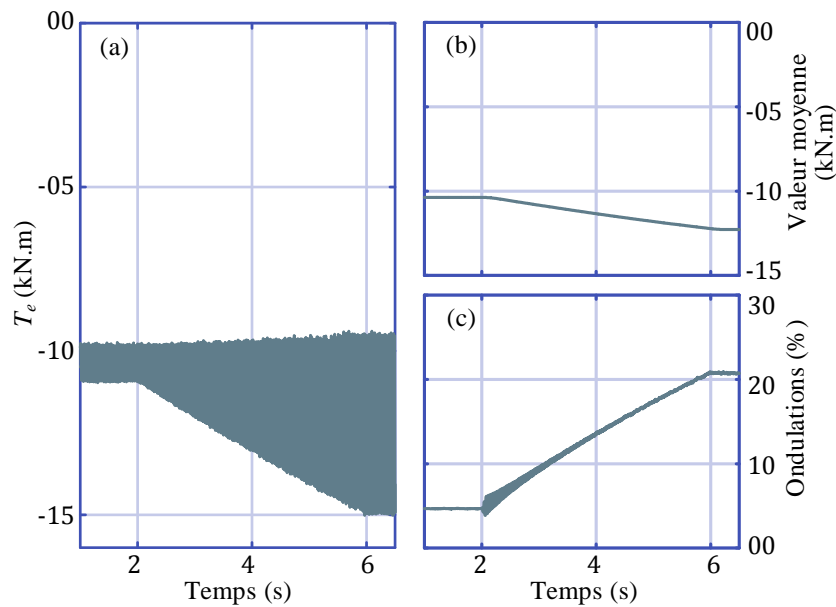


Figure IV.26: Évolution du couple électromagnétique de la machine en fonction de la vitesse de rotation : (a)- Couple total; (b)- Valeur moyenne; (c)- Taux des ondulations du couple

B. Influence des courants direct et quadratique sur la machine durant un défaut ITSF

Dans ce test, la vitesse est gardée constante à 42 rad/s tout comme le ratio du défaut et la résistance de contact (10 % et 1 mΩ respectivement). Puis les courants direct et quadratique sont variés selon des plages spécifiée ([-500 A; 0A; 500 A] pour le courant direct, et -200 A à -1200 A pour le courant quadratique). Les données collectées sont présentées dans ce qui suit.

La Figure IV.27 montre l'évolution du courant du court-circuit en fonction des courants direct et quadratique. Il est clair que l'augmentation du courant quadratique (donc du couple) augmente légèrement le courant du court-circuit. Ceci est causé par le renforcement du flux de l'entrefer induit par la puissance réactive générée par le convertisseur statique.

Par contre, le renforcement et l'affaiblissement du flux d'entrefer par le courant direct influence grandement le courant du court-circuit, car son amplitude dépend, entre autres, de la FEM induite dans la boucle interne (c.-à-d. du flux qui traverse les spires en court-circuit et le nombre de spires). On note depuis la Figure IV.27 qu'une augmentation de 0 à -500 A du courant direct réduit le courant du court-circuit d'environ 8.8%.

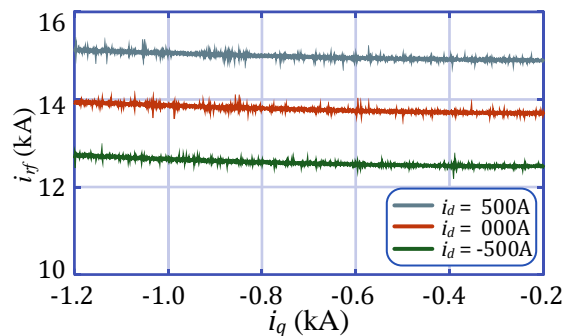


Figure IV.27: Évolution de l'amplitude du courant du court-circuit en fonction des courants direct et quadratique

En se basant sur ces résultats, et ceux présentés dans la section A précédente, traitant de l'influence de la vitesse, afin de réduire le courant du court-circuit et minimiser son impact autant que possible, un compromis entre la limitation de vitesse et un affaiblissement de flux doit être accompli. Ceci en acceptant par conséquent une baisse de la puissance délivrée par la machine.

Le comportement du couple électromagnétique est représenté sur la Figure IV.28.

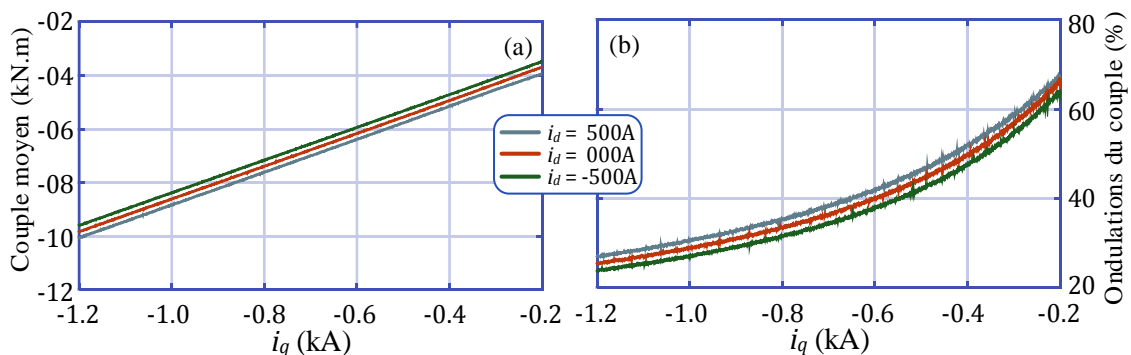


Figure IV.28: Valeur moyenne du couple (a) et ses ondulation (b) en fonction des courants direct et quadratique

Comme prévu, la valeur moyenne du couple augmente avec le courant quadratique. Comme la variation du couple moyen en fonction du courant direct est légère (ainsi que l'amplitude du couple pulsatoire produit par la boucle interne), augmenter le couple moyen de la machine réduit l'ampleur des ondulations par rapport à la valeur moyenne du couple. Le courant direct influence aussi le taux des ondulations du couple à cause de la variation du courant du court-circuit.

C. Influence du ratio du défaut et de la résistance de contact sur la machine durant un défaut ITSF

Dans ce test, le générateur est entraîné avec une vitesse fixe, et des courants direct et quadratique fixes sont imposés à la machine (respectivement 42 rad/s, 0 A et -1000 A). Puis la machine est simulée avec différents ratios de défaut (de 0.02 à 0.5 avec un pas logarithmique) et une résistance de contact qui décroît de 2 Ω à 5 $\mu\Omega$. Le comportement des différentes grandeurs est représenté dans des graphiques 3D avec des échelles logarithmiques afin de mieux couvrir toute la plage de variations des paramètres.

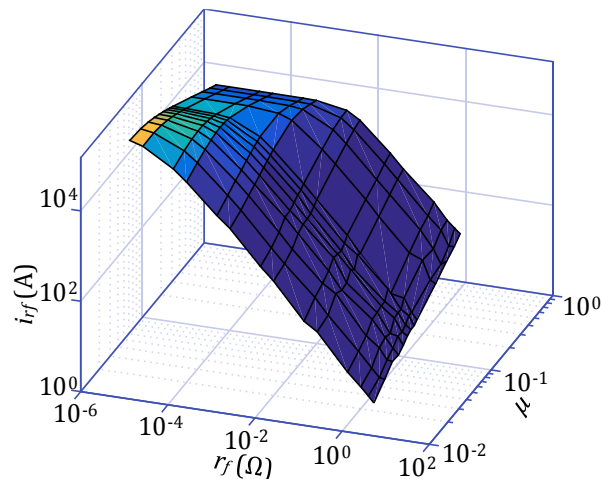


Figure IV.29: Évolution de l'amplitude du courant du court-circuit en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut

L'évolution de l'amplitude du courant du court-circuit en fonction du ratio de défaut et de la résistance de contact est montrée sur la Figure IV.29. On note que le scénario le plus catastrophique survient lorsque le ratio du défaut ainsi que la résistance de contact sont basse. Ce qui prouve que le courant du court-circuit est limité par l'impédance de la boucle du court-circuit comme expliqué précédemment dans la section IV.3.c. Ce scénario survient lorsque les conducteurs en court-circuit appartiennent à la même spire, ce qui crée un faible ratio de défaut, et le défaut reste actif pendant une longue période pendant laquelle le matériau isolant subit plus de dégradation, ce qui réduit davantage sa résistivité. Cette situation peut être considérée comme la limite de la première phase du défaut où seule une boucle interne est créée. Après ça, l'isolation des conducteurs voisins se dégrade plus rapidement et le défaut se propage jusqu'à affecter la phase entière. On remarque aussi que l'amplitude du courant du court-circuit n'est pas toujours proportionnelle au ratio de défaut, et deux situations distinctes sont distinguées, ce qui coïncide avec les résultats pratiques présentés dans [171] :

- Lorsque la résistance de contact est supérieure à l'impédance des spires en court-circuit, le courant du court-circuit est principalement limité par la résistance de contact. De ce fait, un ratio de défaut plus important impose une FEM plus importante, donc un courant de court-circuit plus important ;
- Lorsque la résistance de contact est inférieure à l'impédance des spires en court-circuit, le courant du court-circuit est principalement limité par l'impédance des spires en court-circuit. De ce fait, un ratio de défaut plus important impose une impédance plus importante, ce qui réduit le courant du court-circuit.

La valeur moyenne du couple électromagnétique est donnée sur la Figure IV.30, et son taux d'ondulation est illustré sur la Figure IV.31.

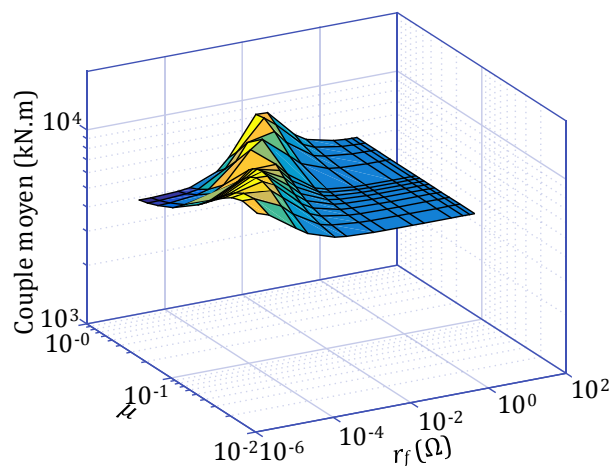


Figure IV.30: Évolution de la valeur moyenne du couple en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut

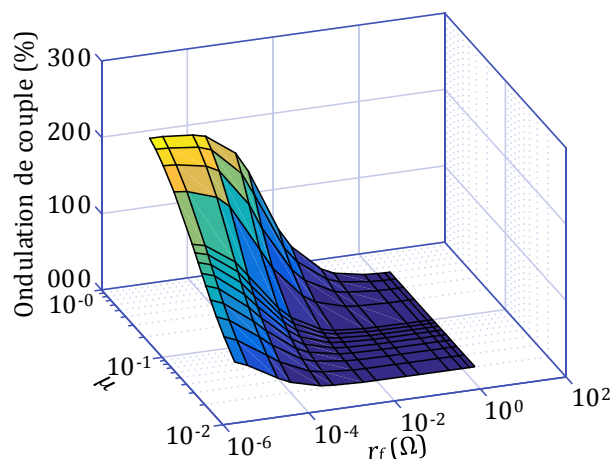


Figure IV.31: Évolution du taux des ondulations du couple en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut

Contrairement au comportement du courant du court-circuit, les ondulations du couple électromagnétique sont plus dangereuses quand le ratio de défaut est plus important. Car elles sont induites par le flux d'entrefer non circulaire (c.-à-d. elliptique) causé par l'asymétrie créée par la réduction du nombre de spires utiles d'une seule phase, donc une réduction équivalente de la FEM. Dans ce cas, les ondulations du couple dépassent 200 %. Une machine réelle ne peut pas survivre dans une telle situation, et des dégâts irréversibles peuvent toucher le système mécanique. On distingue aussi

clairement la composante continue du couple pulsatoire générée par la boucle interne. Elle dépend de la FEM des spires en défaut (le ratio du défaut) et de l'impédance de la boucle (et donc de la résistance de contact). Le comportement de la valeur moyenne du couple présente une hybridation entre le comportement des ondulations du couple et du courant du court-circuit.

D. Résumé

Le Tableau IV.4 présente une synthèse des résultats obtenus dans les tests précédents, où le signe "~" désigne une proportionnalité entre les deux variables, et $\frac{1}{\sim}$ désigne une proportionnalité inverse. Le nombre de ces signes correspond l'ampleur de cette influence, de "faible influence" à "forte influence". Des remarques supplémentaires sont données en bas du tableau.

Tableau IV.4: Résumé des conclusions obtenues de l'étude présentée dans la section IV.4.c

		Variables influenceuses				
		Vitesse de rotation	Courant direct	Courant quadratique	Ratio de défaut	Résistance de contact
Variables influencées	le courant du court-circuit	~	$\sim\sim\sim^{(1)}$ $\frac{1}{\sim\sim\sim}^{(2)}$	~	$\sim\sim^{(3)}$ $\frac{1}{\sim\sim}^{(4)}$	$\sim\sim\sim$
	la valeur moyenne du couple	$\sim\sim$	$\sim^{(5)}$	$\sim\sim\sim$	/	/
	les ondulations du couple	$\sim\sim\sim$	~	$\frac{1}{\sim\sim\sim}$	$\sim\sim\sim$	$\sim\sim\sim$
(1). Lors du renforcement du flux d'entrefer (2). Lors de l'application d'un affaiblissement du flux d'entrefer (3). Lorsque la résistance de contact est supérieure à l'impédance des spires en court-circuit (4). Lorsque la résistance de contact est inférieure à l'impédance des spires en court-circuit (5). Lors du renforcement du flux d'entrefer						

IV.5. Conclusion

Durant ce chapitre, plusieurs défauts qui peuvent toucher les machines à courant alternatif de manière générale, et plus précisément les machines à AP, ont été présentés, définis, et expliqués, et leurs effets sur le comportement de la machine ont été analysés, et certaines solutions présentes dans la littérature ont été rapportées.

Puis l'accent est mis sur un défaut en particulier, le court-circuit entre spires. Ainsi le comportement de la MSAPDE soumise un défaut ITSF sous différent scénarios a été analysé. Comme la sévérité du défaut dépend à la fois du courant du court-circuit et des ondulations du couple, le

comportement de ces deux grandeurs est analysé en considérant l'effet de différentes variables système: la vitesse de rotation, les courants direct et quadratique, la résistance de contact et le ratio de défaut. La machine a été insérée dans une boucle de régulation de courant et commandée via deux convertisseurs statiques MLI afin d'imposer les courants désirés, et ainsi tenir compte de l'influence du convertisseur sur le comportement de la machine.

Les résultats ont montré qu'une stratégie de compromis entre la limitation de vitesse et l'affaiblissement du flux de la machine peut être accomplie afin de limiter l'amplitude du courant du court-circuit et ralentir ainsi sa dispersion tout le long de la phase statorique. Ceci n'est possible que si le domaine d'application de la machine le permet, comme c'est le cas des véhicules électriques et des énergies renouvelables. Les résultats de simulation ont aussi révélé une relation complexe entre le courant du court-circuit et les paramètres du défaut, et n'est de ce fait pas facilement prédictible.

Le modèle de la machine développé durant cette section sera utilisé dans le prochain chapitre afin de concevoir un algorithme de diagnostic qui permet de détecter le défaut ITSF dans une machine à AP à pôles lisses, et d'estimer sa sévérité. Ceci en introduisant une nouvelle variable capable de décrire les propriétés du défaut.

Conclusion générale

***Chapitre V.
Techniques de diagnostic des défauts
de MSAPDE***

*analyse du comportement
et fonctionnement poste-défaut*

du réseau électrique

Chapitre V.

Techniques de diagnostic des défauts de MSAPDE

V.1. Introduction

Les défauts ne peuvent pas être évités dans tout système électromécanique. Par contre, ils peuvent être détectés, localisés et identifiés. Ceci afin de permettre à l'algorithme de commande de basculer à un mode de fonctionnement post-défaut, où une stratégie de commande adaptée au défaut détecté est utilisée. Ce qui atténue les effets du défaut et permet au système de fonctionner de manière sûr tout en protégeant l'équipements et le personnel.

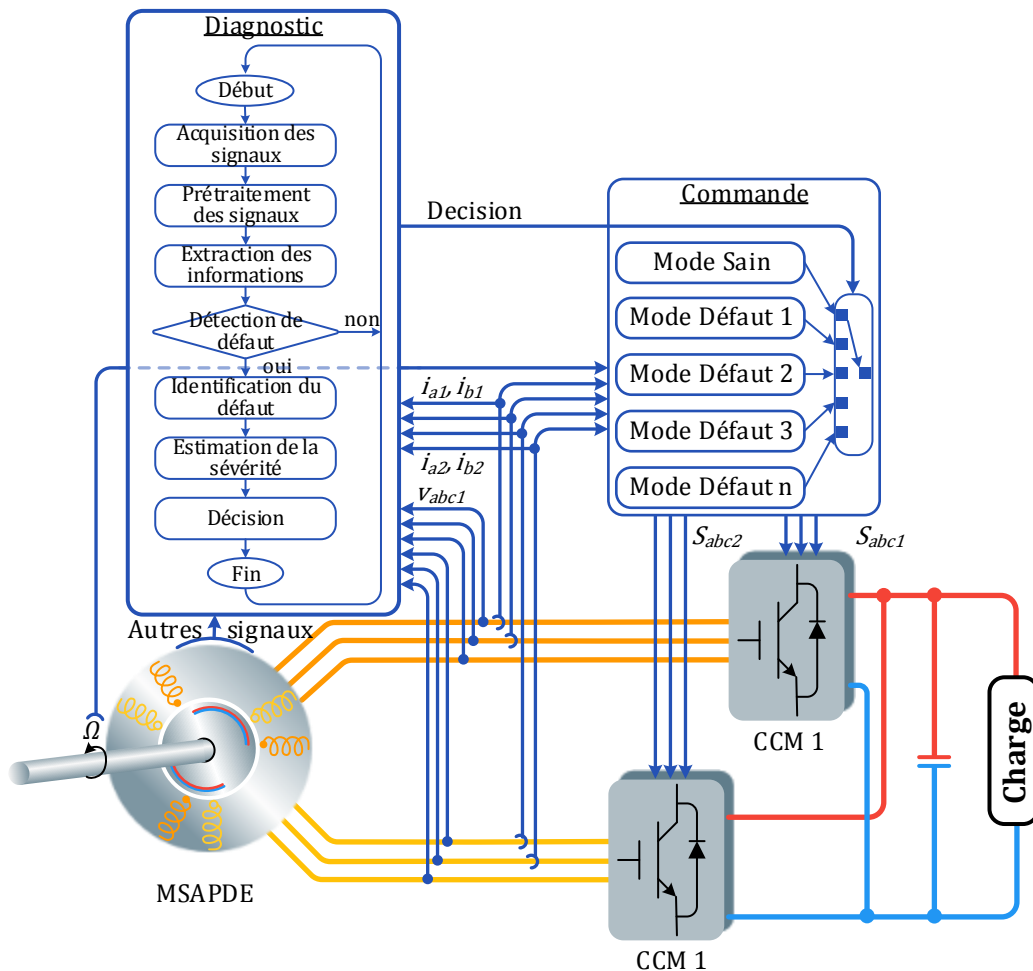


Figure V.1: Intégration d'algorithme de diagnostic de défauts avec la commande de la machine

Pratiquement, le contrôleur du système est composé, entre autre, d'une partie commande, qui abrite les algorithmes de commande, et la partie diagnostic, qui se charge de diagnostiquer les défauts. Cette dernière interagit avec la partie commande. Elle utilise des signaux mesurés issus du système commandé, tel que les courants, les tensions, la température, les vibrations, le signal acoustique, etc.,

afin d'extraire les informations nécessaires qui permettent de détecter la présence d'un défaut dans le système. Les signaux peuvent éventuellement passer par une étape de prétraitement afin de les amplifier ou les filtrer. Une fois un défaut est détecté, les informations extraites du signal étudié sont traitées afin d'identifier la nature du défaut, puis le localiser et estimer sa sévérité. En se basant sur le résultat de ces analyses, la partie diagnostic doit prendre une décision adéquate pour atténuer les effets du défaut, en communiquant avec la partie commande. Cette décision peut s'agir d'un choix adéquat de l'algorithme de commande à appliquer, désactiver et mettre hors d'usage toute une partie du système, ou bien tout simplement provoquer l'arrêt imminent du système dans les cas les plus critiques. La Figure V.1 montre une schématisation résumant le fonctionnement général d'un algorithme de diagnostic et son interaction avec la partie commande.

V.2. Diagnostic des défauts des machines à courant alternatif

La problématique de détection de défaut a fait l'objet de plusieurs thèses et travaux à travers le monde. Les algorithmes de détection sont, de manière générale, divisés en trois catégories. Les méthodes basées sur les modèles mathématiques (MFD, Model based Fault Diagnosis), les méthodes basées sur le traitement de signal (SPFD, Signal Processing based Fault Diagnosis), et les méthodes basées sur une base de connaissance prédéterminée (KFD, Knowledge based Fault Diagnosis) [87].

Les algorithmes MFD exploitent les relations, parfois complexes, entre les différents signaux mesurables de la machine (ou de tout autre système sous surveillance). Ces relations sont exprimées via un modèle mathématique, circuit magnétique équivalent, ou modèle numérique préalablement développé [173], qui sont aussi appelés observateurs. Une comparaison est réalisée entre les paramètres réels du système et le résultat de la simulation parallèle de ces modèles (réalisé par le contrôleur lui-même en même temps que l'algorithme de commande). Les résidus de cette comparaison sont analysés pour détecter l'apparition d'un défaut et identifier sa nature et sa sévérité [174] (Figure V.2).

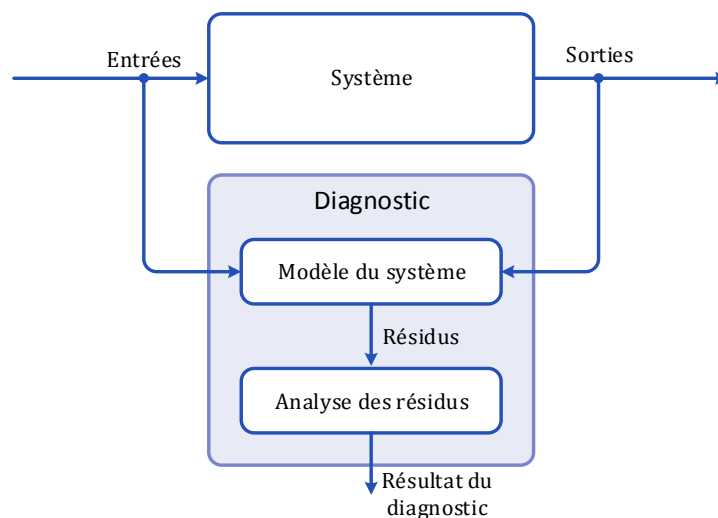


Figure V.2: Schéma général de la technique de diagnostic basée sur le modèle du système

Deux principes différents peuvent être appliqués. Utiliser le modèle du système en mode sain, et détecter toute divergence causée par l'apparition d'un défaut, ou utiliser un modèle du système avec un défaut cible, et détecter la convergence de l'état du système vers le modèle en défaut. Ce dernier principe permet une meilleure précision de détection et de localisation, mais est néanmoins plus complexe à mettre en œuvre [175]. Les techniques de diagnostic basées sur ce concept sont utilisées pour diagnostiquer différents défauts, comme l'ouverture permanente [176–178] et le court-circuit [179] d'un interrupteur de puissance, la démagnétisation irréversible des AP [116,180], les défauts OPF [181] et TSC [182], ainsi que les défauts de roulements [183].

Les méthodes basées sur le traitement de signal exploitent les techniques disponibles à cet effet. Le but principal est la détection d'anomalies dans le signal traité. Ces anomalies sont en général des harmoniques d'ordre bien spécifique qui sont généralement propres à chaque défaut. Puis, en connaissant les anomalies relatives aux défauts, appelées signatures du défaut, le type du défaut peut être reconnu. La sévérité du défaut peut ainsi être estimée en évaluant l'ampleur de l'anomalie détectée dans le signal. En général, chaque défaut impose une signature différente dans les grandeurs de la machine. Parfois, certains défauts différents peuvent avoir la même signature, dans ce cas, la distinction du type du défaut devient un véritable challenge. Les auteurs de [87] et [86] reportent une synthèse des différentes techniques utilisées pour le traitement de signal ainsi que les signatures de différents défauts qui apparaissent dans les grandeurs de la machine, tel que le courant et les vibrations.

Dans ce contexte, les techniques d'analyse de signature du courant de la machine (MCSA, Machine Current Signature Analysis) sont les plus exploitées et développées dans la littérature [184–186]. Comme son nom l'indique, c'est le courant statorique de la machine qui est traité. Un signal déjà disponible pour le contrôleur, et donc aucun capteur supplémentaire n'est exigé. Cette analyse peut se faire dans différents domaines, à savoir le domaine fréquentiel, temporel, et tempo-fréquentiel, et ce en utilisant les techniques disponibles à cet effet, telle que la transformation de Fourier rapide (FFT, Fast Fourier Transform), transformation de Hilbert-Huang (HHT), ondelettes (Wavelet), vecteur de Park (PV, Park's Vector), distribution de Wigner-Ville (WVD, Wigner-Ville Distribution) [99], etc. Le problème majeur avec les techniques de diagnostic MCSA est qu'elles sont très influençables par des facteurs externes aux défauts, comme les commutations du convertisseur statique, qui peuvent falsifier le résultat du diagnostic en introduisant des composantes harmoniques similaires à celles des défauts [187]. D'autres techniques existent aussi dans cette catégorie, et qui sont intensivement étudiées et développées, comme l'analyse de la séquence homopolaire de la tension (ZSVCA, Zero Sequence Voltage Component Analysis).

Plusieurs travaux sont publiés concernant le diagnostic des défauts en utilisant cette méthode. Les excentricités statique et dynamique sont ainsi détectables via le traitement de différents signaux de la machine, comme le couple électromagnétique, la puissance et le courant, dont les travaux associés sont revus dans [188]. Dans [189], une technique de diagnostic des défauts de roulement est proposée basée

sur le traitement du signal vibratoire de la machine. La technique MCSA, en utilisant la technique de traitement FFT sont exploitées dans [190] pour développer un algorithme de diagnostic du défaut IDF. L'analyse du courant dans le repère de Park est utilisée dans [191] afin de détecter et localiser l'ouverture permanente d'un interrupteur de puissance dans un convertisseur multiniveaux. Les techniques FFT et l'analyse de la réponse fréquentielle (FRA, Frequency Response Analysis) sont exploitées dans [192] pour la détection d'un court-circuit permanent d'un interrupteur. Une technique de diagnostic capable de détecter la cassure d'un AP est proposée dans [96] en analysant les tensions et courants de la machine. Et dans [193], les auteurs analysent les courants de la deuxième sous-machine du modèle simplifié de la machine asynchrone à six phases pour détecter l'apparition de défaut OPF.

D'autre part, le développement surprenant que connaît la technologie de nos jours, avec la croissance sans précédent de la puissance et des capacités de calcul des contrôleurs, a permis l'évolution et la large exploitation de l'intelligence artificielle (AI, Artificiel Intelligence). Les algorithmes d'AI, comme les réseaux de neurones artificiels (ANN, Artificiel Neural Network), l'apprentissage profond (DL, Deep Learning), Spars Representation, la logique floue (FL, Fuzzy Logic), les algorithmes génétiques (GA, Genetic Algorithmes) ..., sont utilisés afin de permettre une détection, identification et évaluation précise des défauts. Ces techniques ne requièrent pas de modèle prédéveloppé du système ni une connaissance précise des signatures des défauts. Mais elles reposent sur des bases de connaissance préétablies obtenues grâce à la capacité d'apprentissage de ces algorithmes (Machine Learning) pendant une étape d'apprentissage qui précède leurs déploiements. Cette étape d'apprentissage requiert la mise à sa disposition d'une large quantité de données historiques sur le fonctionnement de la machine. Ces connaissances acquises pendant l'entraînement sont ensuite exploitées afin de reconnaître les défauts qui peuvent survenir dans la machine dès leur apparition [86,194] (Figure V.3).

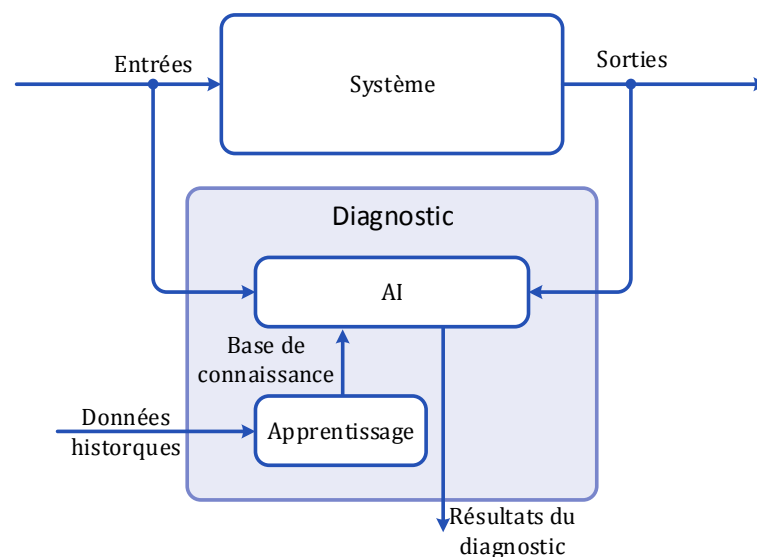


Figure V.3: Schéma général de la technique de diagnostic basée sur une base de connaissance

Comme ces techniques simulent l'intelligence humaine, elles sont très efficaces dans le domaine de diagnostic des défauts, même dans les cas les plus compliqués. Dans ce contexte, plusieurs travaux publiés présentent des techniques de diagnostic des défauts des machines à courant alternatif basées

sur ces méthodes dites intelligentes. Elles peuvent très efficacement détecter les défauts de convertisseur [195,196], la cassure et la démagnétisation des AP [197,198], les défauts de roulements [199], les excentricités [200], l'ouverture de phases [201], etc.

Malgré leur efficacité, ces techniques requièrent néanmoins des contrôleurs puissants avec une bonne puissance de calcul. Ce qui engendre un surcoût de l'installation, car l'état de défaut reste quand même un état transitoire durant la durée de vie de l'installation. De plus, d'autres techniques de diagnostic plus simples peuvent être utilisées à la place, qui rempliront au final la même fonction avec un coût inférieur, mais en acceptant des performances inférieures, qui sont toutefois acceptables.

Toutes ces techniques sont aussi très exploitées pour le diagnostic de défaut ITSF. Dans [202] les auteurs présentent un détecteur de défaut ITSF basé sur le modèle mathématique d'une MSAP à 5 phases. Ce détecteur permet d'identifier le défaut ainsi que la phase concernée. Mais la technique proposée n'est valable que pendant le régime permanent de la machine, et n'est pas opérationnel pendant le régime transitoire. Une autre technique est proposée dans [203] utilisant le modèle mathématique d'une MSAP triphasée, tout en estimant la FEM de la machine et en utilisant une matrice d'inductance déséquilibrée. Par contre, il requiert un modèle de la machine très précis tenant en compte les différents phénomènes qui apparaissent dans la machine, sinon, la détection du défaut via la méthode proposée devient difficile. D'autres travaux sont aussi publiés à ce sujet, en utilisant différentes techniques, telle que MCSA [204,205], ZSVCA [206,207], et MFD [208]. Mais le problème avec ces techniques déjà proposées est qu'elles nécessitent des données expérimentales qui ne peuvent être obtenues qu'avec des prototypes de laboratoire, afin de déterminer un seuil de détection propre à chaque machine employée. Dans [164], une technique est développée permettant de déterminer précisément le nombre de spires court-circuitées, mais n'est utilisable qu'à l'arrêt de la machine, et assume une résistance de contact nulle, qui est très difficile à avoir dans une situation réelle.

Dans le but de diagnostiquer efficacement les défauts ITSF qui peuvent survenir dans une MSAPDE, les prochaines sections de ce chapitre présentent un nouvel algorithme de diagnostic, en introduisant une nouvelle approche basée sur l'étude d'un signal facilement mesurable et calculable, qui traduit directement les propriétés du défaut.

V.3. Nouvelle technique de diagnostic de défaut de court-circuit entre spires de MSAPDE

Il est déjà montré dans le chapitre précédent que le défaut ITSF impacte à la fois la tension et le courant de la machine, donc utiliser qu'une seule des deux grandeurs pour le diagnostic réduit la robustesse et la précision de l'algorithme. De plus, dans les premières phases du défaut, il est impossible de le détecter efficacement, car son impact est si faible qu'il n'est pas possible de l'observer ni de l'attribuer à un défaut. Surtout quand la machine est alimentée par un convertisseur statique, où les harmoniques imposés par le convertisseur ont un effet non négligeable sur le spectre du courant et de la tension.

Ceci dit, dans le présent chapitre, une nouvelle technique de diagnostic de défaut ITSF est proposée pour la MSAPDE. Une nouvelle variable, appelée descripteur de défaut ITSF (ITSF-FD, ITSF Fault Descriptor) est introduite et elle traduit les propriétés du défaut sous forme d'un signal manipulable. Elle est calculée en utilisant les tensions et courants de phases de la machine. Cette variable, notée σ est sinusoïdale, de la même fréquence que celle des courants. Son amplitude et angle de déphasage, par rapport à la tension, dépendent directement du courant du court-circuit.

V.3.a. Calcul du descripteur de défaut σ

L'ITSF-FD σ doit être calculée pour chaque phase à surveiller. Ainsi, on considère le défaut ITSF dans la phase a_1 afin de développer son équation, puis une forme générale est déduite.

À partir du modèle mathématique de la MSAPDE avec un défaut ITSF développé précédemment dans le Chapitre IV, qu'on rappelle ici dans l'équation (IV.1), les équations électriques de la première étoile sont déduite (système d'équation (V.2)).

$$v_{abcf} = e_{abcf} - r i_{abcf} - L \frac{d i_{abcf}}{dt} \quad (V.1)$$

$$\begin{cases} e_{a1h} = r_{a1h} i_{a1} - r_f i_{rf} + L_1 \frac{d i_{abcf}}{dt} + v_{a1} \\ e_{b1} = r_{b1} i_{b1} + L_2 \frac{d i_{abcf}}{dt} + v_{b1} \\ e_{c1} = r_{c1} i_{c1} + L_3 \frac{d i_{abcf}}{dt} + v_{c1} \end{cases} \quad (V.2)$$

Où L_n ($n = 1,2,3$) désigne la $n^{\text{ème}}$ ligne de la matrice d'inductance (IV.13).

En réalisant la somme des trois équations de (V.2), et en remplaçant L_1 , L_2 et L_3 par leurs termes respectifs de la matrice (IV.13), une très longue équation est obtenue. Après plusieurs simplifications, les variables connues et mesurables sont groupées dans le côté gauche de l'équation, tandis que les termes non mesurables et inconnus sont groupés dans le côté droit. Ainsi l'équation suivante est déduite:

$$\begin{aligned} v_{a1} + v_{b1} + v_{c1} - \left(L_{s0} - \frac{m}{2} \right) \frac{d i_{a1}}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} m \left(\frac{d i_{a2}}{dt} - \frac{d i_{b2}}{dt} \right) = -E\mu \sin \theta + \mu r_s i_{a1} + r_f i_{rf} \\ - \left(L_{ah} - \frac{M_h}{2} \right) \frac{d i_{a1}}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} M_h \left(\frac{d i_{a2}}{dt} - \frac{d i_{b2}}{dt} \right) - (M_{ahf} + M_{b1f} + M_{c1f}) \frac{d i_{lf}}{dt} \end{aligned} \quad (V.3)$$

Deux contraintes peuvent être observées dans cette équation, la présence des dérivées et la forte dépendance de l'amplitude du courant (et donc de la charge de la machine). Pour éviter la première contrainte, l'intégration de l'équation entière est réalisée, ce qui atténue par la même occasion l'effet des harmoniques, en agissant comme un filtre passe-bas. Et afin de minimiser l'influence de la charge, l'équation est divisée par l'amplitude du courant statorique, et un facteur d'échelle (k), choisit selon le courant nominal de la machine, est introduit, car l'amplitude du courant statorique est très grande devant l'amplitude du signal décrit par l'équation (V.3). Dans ce cas, le facteur (k) est utilisé pour amplifier le signal. Ainsi, le système d'équation (V.4) est déduite.

$$\begin{cases} \sigma_{a1} = \frac{k}{I_m} \int \sum v_{abc1} dt - \frac{k}{I_m} \left(\left(L_{s0} - \frac{m}{2} \right) i_{a1} + \frac{\sqrt{3}}{2} m (i_{a2} - i_{b2}) \right) \\ \sigma_{a1} = \frac{k}{I_m} \int (-E\mu \sin \theta + \mu r_s i_{a1} + r_f i_{rf}) dt - \frac{k}{I_m} \left(\left(L_{ah} - \frac{M_h}{2} \right) i_{a1} + \frac{\sqrt{3}}{2} M_h (i_{a2} - i_{b2}) + (M_{ahf} + M_{b1f} + M_{c1f}) i_{lf} \right) \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

L'amplitude du courant de phase est calculable en utilisant ses composantes $\alpha\beta$ (équation (V.5)), qui sont obtenues via la transformation (V.6).

$$I_m = \sqrt{(i_\alpha^2 + i_\beta^2) \frac{1}{3}} \quad (\text{V.5})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{V.6})$$

Il peut être noté, d'après le système d'équations (V.4), que la variable σ_{a1} est définissable par deux différentes équations. La première est constituée de termes mesurables et connus. La seconde est constituée de termes non mesurables et inconnus, et qui sont directement liés au défaut ITSF, comme la tension induite dans la boucle interne ($E\mu \sin \theta$), le courant du court-circuit, et l'inductance de la partie saine de la phase a_1 . Il est donc clair qu'en utilisant la première équation, la seconde est automatiquement déduite, et cette dernière décrit directement les propriétés du défaut.

À partir de cette équation, une forme générale de l'ITSF-FD (σ) est déduite pour n'importe quelle phase.

$$\sigma_X = \frac{k}{I_m} \int \sum v_{abcn} dt - \frac{k}{I_m} \left(\left(L_{s0} - \frac{m}{2} \right) i_X + \frac{\sqrt{3}}{2} m (i_Y - i_Z) \right) \quad (\text{V.7})$$

Où n est le numéro de l'étoile à laquelle la phase surveillé X appartient, et les indices X , Y et Z sont définis dans le Tableau V.1 pour chaque phase.

Tableau V.1: Les indices X , Y et Z correspondant pour chaque phase surveillée

		Phase surveillée					
		a_1	b_1	c_1	a_2	b_2	c_2
X		a_1	b_1	c_1	a_2	b_2	c_2
Y		a_2	b_2	c_2	a_1	b_1	c_1
Z		b_2	c_2	a_2	c_1	a_1	b_1

La variable σ_{a1} calculée précédemment, est un signal sinusoïdal, de la même fréquence que les courants. La Figure V.4 montre l'amplitude et l'angle de déphasage par rapport à la tension de σ_{a1} pour la MSAPDE de 700 kW utilisée dans les chapitres précédents, avec une vitesse de 42 rad/s, un courant statorique de 1400 A, et le facteur d'échelle k est fixé à 10000.

L'amplitude de σ_{a1} dépend de la tension induite dans la boucle de court-circuit, et donc de la vitesse de rotation et du courant du court-circuit. Par contre, son angle de déphasage par rapport à tension induite de la phase a_1 dépend seulement des angles de déphasage du courant du court-circuit et du courant de phase. Si le courant dans l'axe d est régulé à zéro, alors l'angle de déphasage de σ_{a1} est 180° quel que soit la charge ou la vitesse de la machine saine. Une fois un défaut ITSF apparaît dans cette phase, l'angle de déphasage diminue selon la sévérité du défaut.

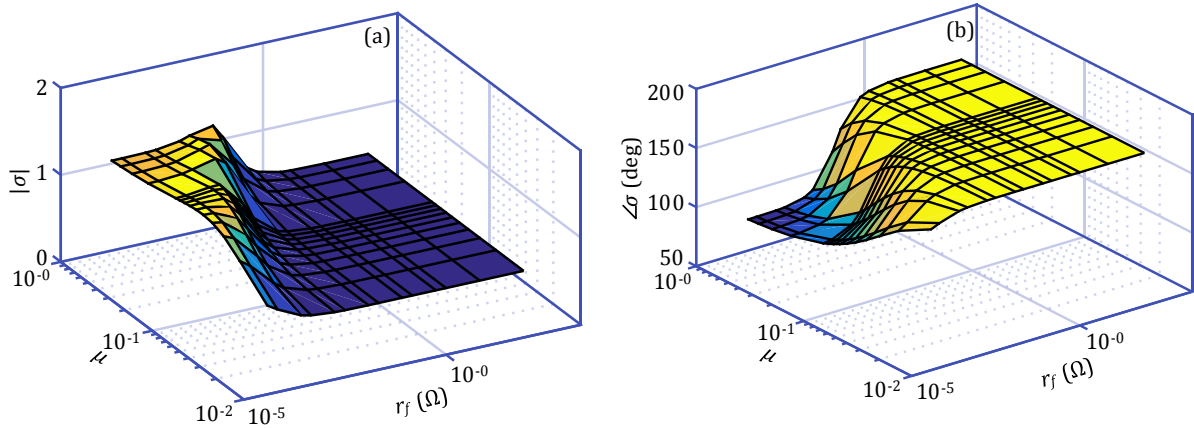


Figure V.4: Comportement de σ_{a1} en fonction de la résistance de contact et du ratio de défaut :
(a)- Amplitude; (b)- Angle de déphasage

En combinaison avec l'ITSF-FD des deux autres phases de l'étoile (c'est-à-dire σ_{a1} , σ_{b1} et σ_{c1}), et en utilisant la représentation dans le repère biphasé fixe de Concordia $\alpha\beta 0$ (qui est calculée en utilisant l'équation (V.8)), il devient possible de diagnostiquer le défaut avant même que ses effets soit visibles. En effet, comme il sera démontré dans la prochaine section, la composante homopolaire de l'ITSF-FD de la première étoile est nulle lors d'un fonctionnement sain, et apparaît dès que le défaut survient dans une phase de la première étoile de la machine.

Ceci dit, le comportement de l'ITSF-FD peut être analysé de diverses façons afin de détecter l'apparition d'un défaut ITSF et aussi d'estimer sa sévérité.

La Figure V.5 montre l'implémentation de l'algorithme de diagnostic dans le système de commande de la machine.

$$X_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} X_{abc} \quad (V.8)$$

Où

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

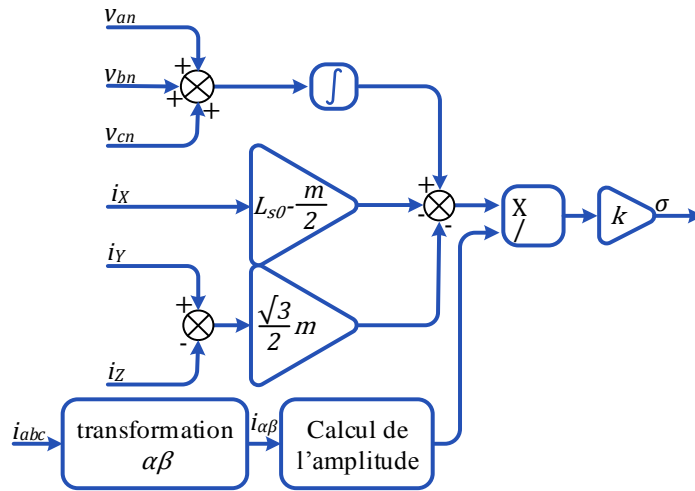


Figure V.5: Schéma d'implémentation de l'algorithme de diagnostic proposé

V.3.b. Résultats de simulation et interprétations

Afin de vérifier la robustesse de l'algorithme proposé, le générateur est inséré dans le système électromécanique montré sur la Figure V.6 .

Deux simulations sont réalisées pour tester deux situations différentes : S1 et S2, où le ratio du défaut est respectivement 0.02 et 0.06.

Initialement la résistance de contact est fixée à 1000 Ω afin de simuler un circuit ouvert, et donc un état sain de la machine. Puis la résistance de contact est diminuée graduellement à 10 m Ω , 1 m Ω , 0.5 m Ω , 0.1 m Ω et 0.05 m Ω respectivement à 2.5 s, 7.5 s, 12 s, 15 s, et 17 s (voir Tableau V.2).

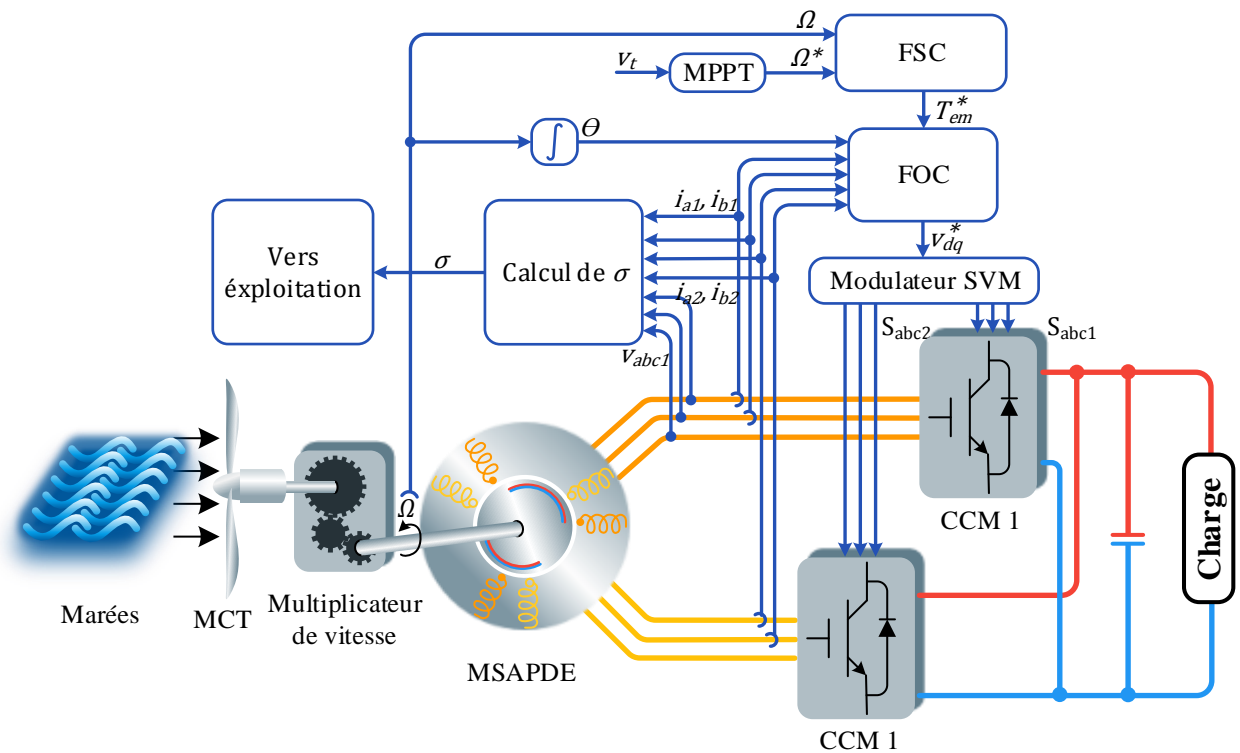


Figure V.6: Système utilisé pour le test de l'algorithme de diagnostic proposé

Tableau V.2: Évolution de la résistance de contact en fonction du temps de simulation

t (s)	[0; 2.5[[2.5; 7.5[[7.5; 12[[12; 15[[15; 17[[17; 20[
r_f (m Ω)	$1e^6$	10	1	0.5	0.1	0.05

La Figure V.7 montre la vitesse du courant marin et de la machine dans les deux situations. Comme le défaut est créé progressivement en diminuant graduellement la résistance de contact, on n'observe pas de changement brusque dans la vitesse. Ceci confirme d'avantage la robustesse et la stabilité du FSC proposé dans le Chapitre III. On constate toutefois la perte de la contrôlabilité de la vitesse dans la situation S2 en basse vitesse de référence et lorsque la résistance de contact devient trop petite (≤ 0.05 m Ω). Ceci est la conséquence des ondulations du couple électromagnétique qui deviennent trop importantes par rapport au couple moyen dans ces conditions.

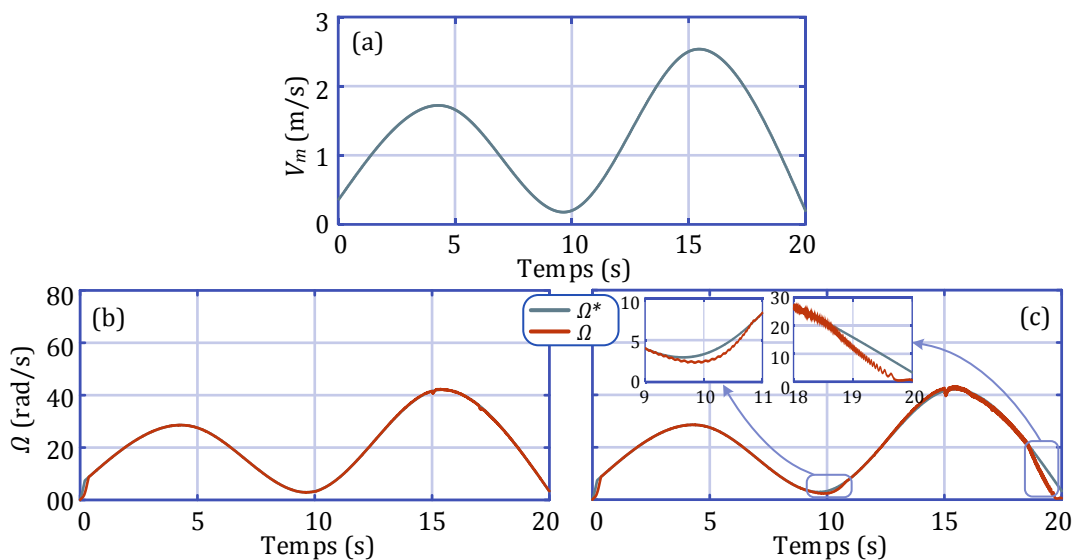


Figure V.7: (a)- Vitesse du courant de marée; (b) et (c)- Vitesse de rotation de la génératrice dans les situations S1 et S2 respectivement

Le couple électromagnétique développé par la machine est montré sur la Figure V.8. On remarque que des oscillations de couple basse fréquence (leur fréquence étant le double de la fréquence des courants) surviennent lors de l'apparition du défaut. Comme la commande utilisée vise à réguler le couple électromagnétique et à optimiser sa qualité en agissant sur les courants de la machine dans le repère biphasé tournant, ces oscillations ne se ressentent généralement pas, ou de moins que peu, dans la situation S1, et lorsque la résistance de contact est relativement élevée (≥ 0.5 m Ω) dans la situation S2. Au-delà de ce scénario, les ondulations atteignent jusqu'à $\pm 32\%$ de la valeur moyenne du couple, et peuvent éventuellement causer la perte de la contrôlabilité de la vitesse. Ces oscillations sont causées principalement par le courant circulant dans les spires court-circuitées, qui devient très grand et dépasse le courant statorique. Pour les raisons précédemment expliquées dans la section IV.4.b, c'est le courant du court-circuit qui est présenté et analysé dans la Figure V.9. Ce courant augmente lorsque la résistance de contact diminue, et dépend aussi de la vitesse de rotation de la machine.

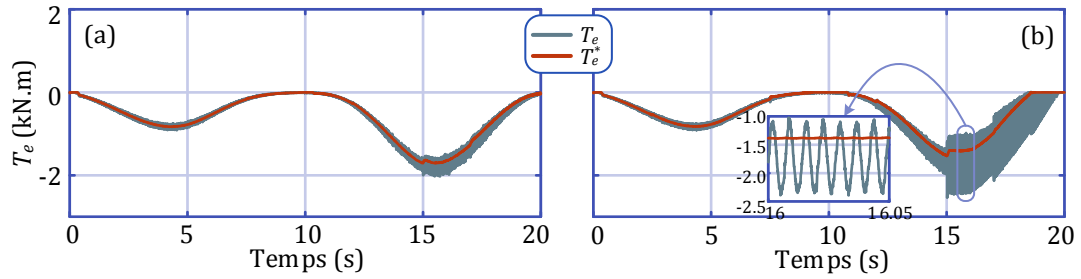


Figure V.8: Couple électromagnétique de la génératrice dans les situations S1 (a) et S2 (b)

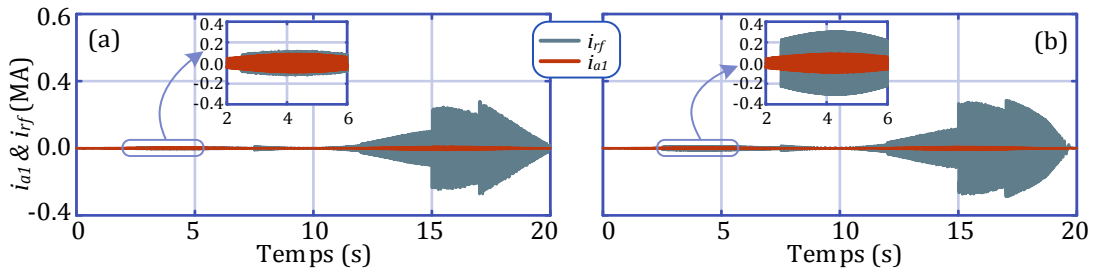


Figure V.9: Courant de la phase a_1 et courant du court-circuit dans les situations S1 (a) et S2 (b)

Le comportement de l'ITSF-FD σ_{a1} est illustré dans la Figure V.10. On distingue facilement la variation de son amplitude au fur et à mesure que le défaut s'aggrave. Par contre, cette variation est plus difficile à distinguer lorsque le courant du court-circuit ne dépasse pas le courant de phase de la machine. Afin de détecter le défaut dans ce cas, c'est la composante homopolaire dans le repère de Concordia qui est exploitée. Comme le montre la Figure V.11, l'ITSF-FD de la première étoile forme un système de signaux triphasé équilibré, dont la composante homopolaire est nulle.

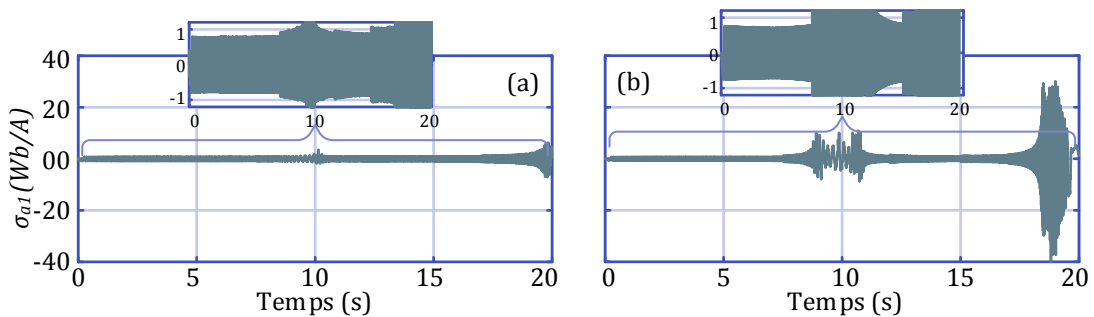


Figure V.10: Évolution de σ_{a1} en fonction du temps dans les situations S1 (a) et S2 (b)

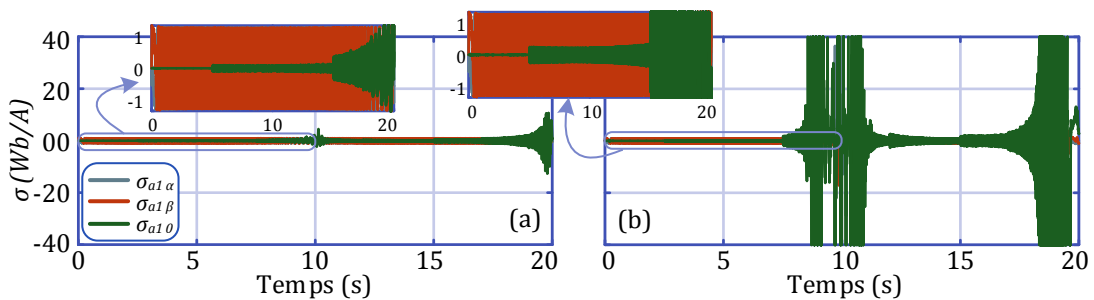


Figure V.11: Évolution de l'ITSF-FD de la première étoile en fonction du temps dans le repère de Concordia dans les situations S1 (a) et S2 (b)

Dès que le défaut survient dans la machine, la configuration du signal change, et la composante homopolaire apparaît sous forme sinusoïdale. Son amplitude augmente lorsque le défaut s'aggrave.

La FFT est utilisée pour calculer l'amplitude et l'angle de déphasage par rapport à la tension induite de σ_{a1} , le résultat est présenté dans la Figure V.12. On distingue des réponses de l'amplitude face à la diminution de la résistance de contact. L'amplitude de cette réponse est proportionnelle à la sévérité du défaut (c'est-à-dire du ratio de défaut et de la résistance de contact), et se manifeste dès que le courant du court-circuit dépasse le courant de phase. Ceci arrive quand le défaut se développe, ou lorsque la vitesse des marées est très faible, dans ce cas la machine tourne toujours (ce qui induit une FEM dans la boucle du court-circuit et un courant circule) mais aucune puissance n'est extraite des marées, et donc le courant de phase est nul ou très faible.

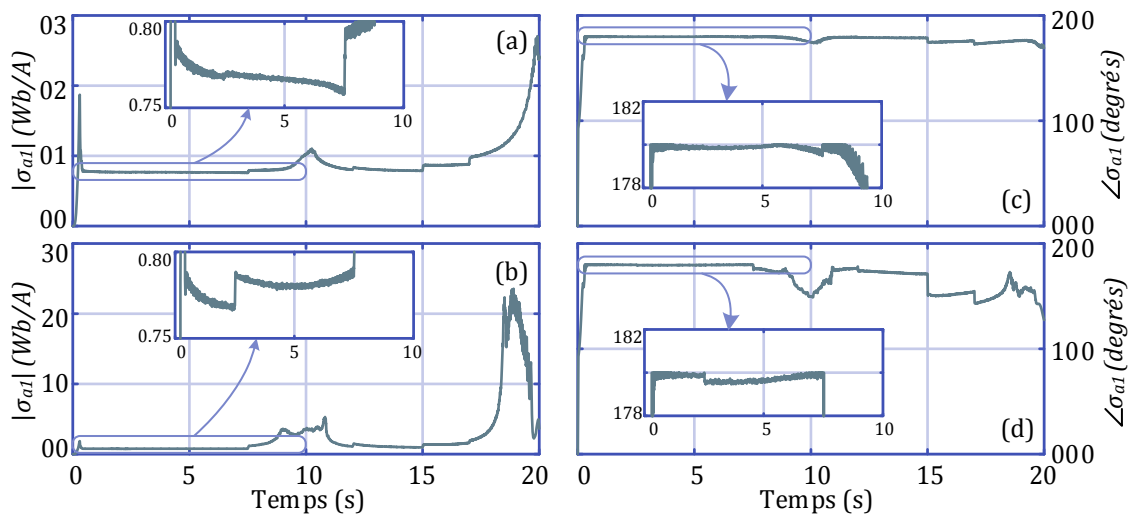


Figure V.12: Évolution de l'amplitude de σ_{a1} dans la situation S1 (a) et S2 (b), et de son angle de déphasage dans S1 (c) et S2 (d)

La comparaison des amplitudes des ITSF-FD des trois phases de l'étoile où le défaut est détecté permet de révéler la phase qui abrite le défaut. Comme le montre la Figure V.13, l'amplitude de l'ITSF-FD de la phase défectueuse est plus élevée que celui des deux autres phases, et ce dès que le défaut apparaît.

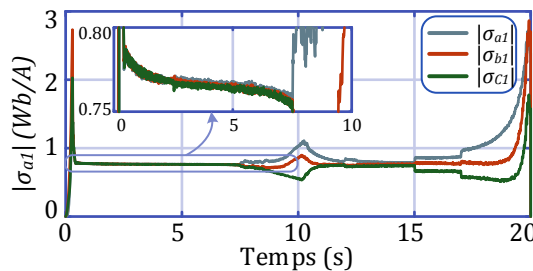


Figure V.13: Comparaison des amplitudes des ITSF-FD des trois phases de la première étoile dans la situation S1

En tenant compte de ces résultats, il est clair que la composante homopolaire de l'ITSF-FD dans le repère biphasé de Concordia permet de détecter l'apparition d'un défaut ITSF dans la machine. Puis les

propriétés de l'ITSF-FD de chaque phase peuvent être analysées afin de localiser le défaut et d'évaluer sa gravité.

La robustesse de cet algorithme est vérifiée face à l'incertitude des paramètres. Pour cela, plusieurs simulations sont réalisées en variant la valeur de l'inductance mutuelle utilisée pour le calcul de l'ITSF-FD. Le résultat étant reporté dans la Figure V.14. Il est de ce fait montré que l'algorithme est assez robuste face à ces incertitudes, et que la précision n'est pas requise pour l'exploitation de cet algorithme.

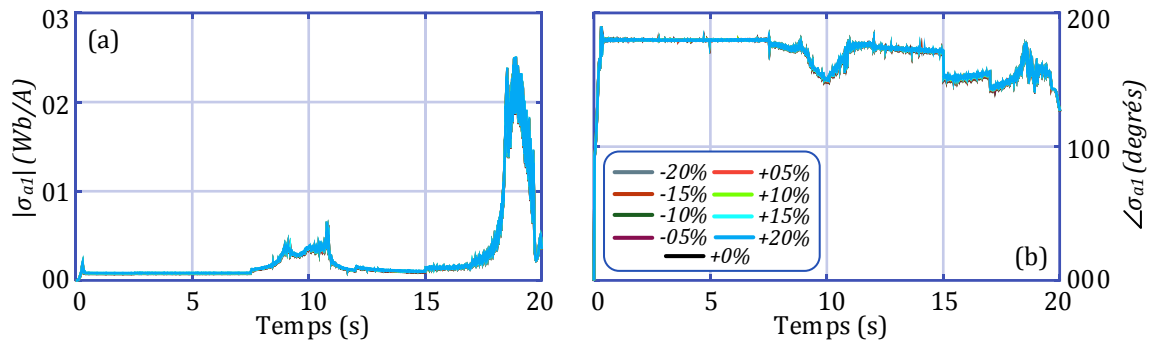


Figure V.14: Comportement de σ_{a1} face à l'incertitude paramétrique dans la situation S2

V.4. Conclusion

Dans ce chapitre, les techniques de diagnostic des défauts les plus utilisées sont revus, avec leurs avantages et inconvénients respectifs, et quelques travaux récents sont ainsi rapportés. Puis, un nouvel algorithme de diagnostic des défauts ITSF est développé et présenté. Cet algorithme est basé sur une nouvelle réflexion, qui exploite le modèle mathématique de la machine en défaut, mais qui ne requiert pas une grande précision des paramètres ni du modèle lui-même. Il est à noter que cette méthode peut aussi être utilisée pour développer d'autres algorithmes de diagnostic d'autres défauts qui sont responsable de l'altération de la construction interne de la machine et de son modèle mathématique. Comme les cassures et la démagnétisation des AP.

Il est démontré qu'en analysant la composante homopolaire de l'ITSF-FD d'une étoile, il est possible de détecter l'apparition d'un défaut ITSF dans cette étoile. Puis, sa localisation est accomplie en analysant le comportement de l'ITSF-FD de chaque phase composant cette étoile. Et finalement, la sévérité du défaut est estimée en analysant le comportement de la composante homopolaire de l'ITSF-FD de l'étoile concernée, et de l'amplitude et de l'angle de déphasage de l'ITSF-FD de la phase dans laquelle le défaut est localisé.

Cet algorithme possède plusieurs avantages en comparaison avec les autres algorithmes. Il est insensible aux incertitudes paramétriques, simple à mettre en œuvre, ne requiert pas une grande puissance de calcul, et peut détecter, localiser et estimer la sévérité du défaut ITSF.

Annexes

Conclusion générale

*techniques de diagnostic des défauts
de MSAPDE*

et fonctionnement post défaut

Conclusion générale

Le travail de recherche présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des recherches sur les hydroliennes en fonctionnement non conventionnel. En effet, plusieurs contraintes doivent être prises en compte avant le déploiement de l'hydrolienne, comme la difficulté d'accès à ces structures après leur déploiement qui est fortement limité par les conditions météorologiques. D'où la nécessité de concevoir des systèmes robustes et capables de fonctionner même en présence de défauts, d'au moins, jusqu'à ce qu'une intervention puisse être programmée et lancée. L'objectif principal de ce travail a été une étude détaillée d'un système de conversion d'énergie marémotrice, mettant en œuvre une turbine hydrolienne couplée à une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile, en présence de défauts.

Initialement, une commande à minimisation de nombre de capteurs est utilisée pour convertir l'énergie cinétique contenue dans les courants marins en énergie électrique injectée au réseau. Les capteurs éliminés étant remplacés par des estimateurs, les résultats ont montré la fragilité d'une telle procédure, où une erreur de position importante apparaît, ce qui met en danger tout l'équipement. Il est montré que l'effet de cette erreur est amplifié par le nombre de paires de pôles de la machine, et induit un courant statorique important à cause de la perte de contrôlabilité du courant direct (et donc de l'énergie réactive) de la machine. Dans le but d'assurer un fonctionnement sûr du système, une technique permettant de compenser l'erreur de position est proposée en utilisant un régulateur PI. La technique proposée a permis aussi de compenser l'erreur de position initiale lorsque la machine démarre avec un angle initial non nul du rotor.

Ensuite, une étude générale sur les défauts qui peuvent affecter un ensemble convertisseur-MSAPDE est menée. Puis deux défauts particuliers sont traités : le défaut d'ouverture de phases statorique (OPF, Open Phase Fault), et le défaut de court-circuit entre spires (ITSF, Inter-Turn Short Fault). L'étude a dévoilé que le défaut OPF affecte la machine de manière différente selon la configuration des neutres du système. Une technique permettant de stabiliser le couple de la machine lors de l'ouverture d'une seule phase est proposée, dont les avantages par rapport aux techniques déjà existantes sont la simplicité, et la non-nécessité de connecter les points neutres du système.

Puis l'accent est mis sur un défaut très récurrent dans les machines électriques, qui est le défaut de court-circuit entre spires (ITSF, Inter-Turn Short Fault). Il est considéré comme le point de départ de nombreux autres défauts. Il est montré que la sévérité du défaut est proportionnelle au ratio du défaut (le nombre de spires en court-circuit par rapport au nombre total de spires de la phase) et inversement proportionnelle à la résistance de contact (ou résistance de court-circuit). Il affecte la machine en

imposant une composante oscillatoire basse fréquence du couple, et un courant de court-circuit important. Ces deux perturbations induisent des contraintes mécaniques et électriques sévères à la machine. En effet, les ondulations du couple peuvent sérieusement endommager l'équipement et mettre en danger le personnel, comme ce qui s'est passé à Wakayama, Japon, en 1972. Et le fort courant du court-circuit est le principal vecteur du défaut, qui le fait propager aux conducteurs voisins et les autres phases. L'étude a montré que l'amplitude du courant du court-circuit dépend fortement du flux de l'entrefer et de la vitesse de rotation. Il est donc expliqué que pour atténuer les effets de ce défaut, la commande poste-défaut doit être capable de limiter la vitesse de rotation et de réduire le flux d'entrefer en opérant un affaiblissement de flux de la machine. Ceci n'est bien-sûr possible que dans certains domaines d'applications, comme les véhicules électriques et les énergies renouvelables.

Enfin, pour rendre possible tout fonctionnement post-défaut d'un système, un algorithme de diagnostic capable de détecter l'apparition d'un défaut, l'identifier, le localiser, ainsi que d'estimer sa sévérité doit impérativement être inclut dans le système de commande. Pour cela, un algorithme capable de remplir ces objectifs est proposé pour le défaut ITSF. Il possède l'avantage d'être à la fois robuste et simple à mettre en œuvre, et ne nécessite pas une grande puissance de calcul. Une nouvelle méthode est utilisée pour le développement de cet algorithme, qui peut aussi être utilisée pour développer des algorithmes de diagnostic d'autres défauts, tel que la cassure des AP. Les résultats de simulation ont montré que l'algorithme proposé permet de détecter le défaut dès son apparition, et d'estimer sa sévérité en étudiant les différentes propriétés du signal calculé ITSF-FD.

L'algorithme de diagnostic développé dans le présent travail n'est actuellement pas complètement exploité. Il sera donc utilisé dans de futurs travaux afin de concevoir une commande tolérante au défaut ITSF en se basant sur cet algorithme, et les conclusions tirées de l'étude détaillée dont les résultats sont rapportés dans le quatrième chapitre. Il serait aussi très intéressant de vérifier l'efficacité des techniques proposées dans ce manuscrit par des expérimentations réelles. D'autres défauts sont en vue d'être étudiés en utilisant les connaissances acquises durant l'élaboration de ce travail. Aussi, développer des modèles mathématiques plus précis capable de décrire plus efficacement la MSAPDE en mode sain et en présence de défaut est l'un des objectifs primaires de l'auteur.

Bibliographie

Annexes

Conclusion générale

et

e

Annexes

Annexe A01. Paramètres de la turbine hydrolienne

Les paramètres de la turbine hydrolienne utilisée dans ce travail sont tirés de [67] :

Rayon de la turbine ----- 8 m

Courant de marée nominal ----- 2.5 m/s

Ratio du multiplicateur de vitesse ----- 21.1

Annexe A02. Paramètres de la MSAPDE

Les paramètres de la machine utilisée proviennent du laboratoire IREENA à Saint-Nazaire, France. Ils sont donnés ci-dessous :

Puissance nominale du générateur ----- 700 kW

Résistance d'une phase statorique (r_s) ----- 66.040 m Ω

Inductance mutuelle statorique (m) ----- 22.84 μ H

Inductance de fuite statorique (L_{sl}) ----- 30.918 μ H

Amplitude du flux des aimants permanents (Ψ_{pm}) ----- 0.3244 Wb

Nombre de paires de pôles (P) ----- 11

Annexe A03. Paramètre du EKF

Covariance du bruit système (Q) ----- $\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.3 \end{bmatrix} 10^{-2}$

Covariance du bruit de mesure (R) ----- $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} 1000.3$

Annexe A04. Paramètre du FSC

Facteur d'échelle de l'erreur (G_e)	-----30
Facteur d'échelle de la dérivée de l'erreur (G_{de})	----- $\frac{1}{110}$
Facteur d'échelle du taux de variation du couple de référence (G_{Te})	-----45000

Annexe A05. Paramètres du filtre LCL

Inductance côté convertisseur (L_{in})	----- 143 μ H
Inductance côté réseau (L_{out})	-----0.857 μ H
Résistance d'amortissement (R_d)	----- 7.6 m Ω
Capacité du condensateur (C_f)	----- 1.60 mF

Annexe A06. Paramètres des régulateur PI

Les valeurs données ci-après sont sous la forme (K_p ; K_i) pour les gains proportionnel et intégral, respectivement.

Régulateur PI du courant direct de la première sous-machine (i_{nd})	----- 25.14 ; 13.87
Régulateur PI du courant quadratique de la première sous-machine (i_{nq})	----- 1.89 ; 8.51
Régulateurs PI des courants de la deuxième sous-machine (i_{ad} et i_{aq})	----- 3.89 ; 2.34
Régulateur PI de la tension du bus continu (V_{dc})	----- 2.51 ; 340
Régulateur PI du correcteur de la position	----- 0.042 ; 350

Annexe A07. Autres paramètres

Capacité du condensateur du bus continu	-----10 mF
Tension efficace du réseau	----- 220 V
Fréquence du réseau	-----50 Hz
Fréquence de coupure du filtre passe bas du correcteur de la position	----- 600 Hz

Annexe A08. Expressions détaillées des inductances de la machine

À partir des équations (II.7) à (II.11), les expressions des termes composants la matrice d'inductance (II.12), qu'on rappelle ici dans (A08.1), peuvent facilement être déduites. Les expressions détaillées sont données ci-après.

$$L_s(\theta) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} \\ M_{a1b1} & L_{b1} & M_{b1c1} \\ M_{a1c1} & M_{b1c1} & L_{c1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} \\ M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} \\ M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{b1a2} & M_{c1a2} \\ M_{a1b2} & M_{b1b2} & M_{c1b2} \\ M_{a1c2} & M_{b1c2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} \\ M_{a2b2} & L_{b2} & M_{b2c2} \\ M_{a2c2} & M_{b2c2} & L_{c2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{A08.1})$$

Les inductances propres et mutuelles de la première étoile sont données par :

$$\begin{cases} L_{a1} = L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta) \\ L_{b1} = L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_{c1} = L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad \begin{cases} M_{a1b1} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{a1c1} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{b1c1} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{s2} \cos(2\theta) \end{cases}$$

Les inductances propres et mutuelles de la deuxième étoile sont données par :

$$\begin{cases} L_{a2} = L_{s0} + L_{s2} \cos(2(\theta - \alpha)) \\ L_{b2} = L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)\right) \\ L_{c2} = L_{s0} + L_{s2} \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)\right) \end{cases} \quad \begin{cases} M_{a2b2} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - 2\alpha\right) \\ M_{a2c2} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - 2\alpha\right) \\ M_{b2c2} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{s2} \cos(2\theta - 2\alpha) \end{cases}$$

Les inductances mutuelles entre les bobinages des deux étoiles sont données par :

$$\begin{cases} M_{a1a2} = m \cos(\alpha) + L_{s2} \cos(2\theta - \alpha) \\ M_{a1b2} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ M_{a1c2} = m \cos\left(-\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} M_{b1a2} = m \cos\left(-\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ M_{b1b2} = m \cos(\alpha) + L_{s2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ M_{b1c2} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + L_{s2} \cos(2\theta - \alpha) \end{cases}$$

$$\begin{cases} M_{c1a2} = m \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + L_{s2} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ M_{c1b2} = m \cos\left(-\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + L_{s2} \cos(2\theta - \alpha) \\ M_{c1c2} = m \cos(\alpha) + L_{s2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases}$$

Annexe A09. Modèles mathématiques 2N et 4N de la MSAPDE

A. Modèle mathématique de la configuration 2N de la MSAPDE

Si on considère dans le système représenté dans la Figure II.6 deux points neutres distincts pour la configuration 2N (le point neutre commun n1 n2, et le point neutre commun n3 n4), alors dans le

système d'équations (II.13) apparaît une nouvelle variable qui doit être tenue en compte, qui est la différence de potentiel entre les deux points neutres du système (n1 et n3), notée $v_{n12,34}$. L'équation (II.4) sous forme matricielle devient:

$$v_{abc} = r i_{abc} + \frac{d}{dt}(L_s(\theta) i_{abc}) + e_{abc} + v_{n12,34}f_2 \quad (\text{A09.1})$$

Avec

$$f_2 = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]^t$$

Pour décrire le comportement des courants de la machine dans la configuration 2N, on définit la contrainte donnée dans l'équation (A09.2)

$$i_{c2} = -(i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} + i_{a2} + i_{b2}) \quad (\text{A09.2})$$

On impose dans ce cas un nouveau vecteur courant composé de seulement cinq éléments au lieu des six initiaux.

$$i'_{abc} = [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1} \quad i_{a2} \quad i_{b2}]^t$$

Tel que

$$i_{abc} = f_3 i'_{abc} \quad (\text{A09.3})$$

Et

$$f_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A09.4})$$

Les équations électriques de la machine données par le système (A09.1) deviennent :

$$v_{abc} = r f_3 i'_{abc} + \frac{d}{dt}(L_s(\theta) f_3 i'_{abc}) + e_{abc} + v_{n12,34}f_2 \quad (\text{A09.5})$$

Ce système possède une dimension de 5x6, c'est un système sur-contraint, qui, de plus, possède une variable inconnue qui n'est pas incluse dans les dérivées du système. Il est dans ce cas impossible à résoudre. Il est donc important de le transformer en éliminant une équation, ainsi que la variable $v_{n12,34}$. Ceci se fait en réalisant des soustractions deux à deux des équations, tel que le nouveau système devient de la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{a1} - v_{b1} \\ v_{b1} - v_{c1} \\ v_{c1} - v_{a2} \\ v_{a2} - v_{b2} \\ v_{b2} - v_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{A09.6})$$

De manière générale, on définit une matrice f_4 qui permet de réaliser cette transformation tel que:

$$\begin{bmatrix} X_{a1} - X_{b1} \\ X_{b1} - X_{c1} \\ X_{c1} - X_{a2} \\ X_{a2} - X_{b2} \\ X_{b2} - X_{c2} \end{bmatrix} = f_4 \begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \\ X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{A09.7})$$

Avec X une grandeur physique de la machine (tension, courant ou flux), et f_4 est donnée par :

$$f_4 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A09.8})$$

Les équations électriques de la machine pour la configuration 2N se déduisent donc, et sont données par le système d'équations différentielles (A09.9) sous la forme matricielle.

$$\begin{cases} \frac{di'_{abc}}{dt} = [f_4 L_s(\theta) f_3]^{-1} (f_4 v_{abc} - f_4 r f_3 i'_{abc} - f_4 e_{abc}) \\ i_{c2} = -(i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} + i_{a2} + i_{b2}) \end{cases} \quad (\text{A09.9})$$

L'équation du couple électromagnétique de la machine reste toutefois inchangée. Elle est donnée par l'équation (II.18)

B. Modèle mathématique de la configuration 4N de la MSAPDE

Comme pour la configuration 2N, si on considère dans le système représenté dans la Figure II.6 quatre points neutres distincts pour la configuration 4N (les points neutres $n1$, $n2$, $n3$ et $n4$), alors dans le système d'équations (II.13) apparaissent deux nouvelles variables qui doivent être tenues en compte, qui sont, respectivement, la différence de potentiel entre les deux points neutres $n1$ et $n3$, notée v_{n13} , et la différence de potentiel entre les deux points neutres $n2$ et $n4$, notée v_{n24} . L'équation (II.4) sous la forme matricielle devient:

$$v_{abc} = r i_{abc} + \frac{d}{dt} (L_s(\theta) i_{abc}) + e_{abc} + f_5 [v_{n13} \quad v_{n24}]^t \quad (\text{A09.10})$$

Avec

$$f_5 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^t \quad (\text{A09.11})$$

Pour décrire le comportement des courants de la machine dans la configuration 4N, on définit la contrainte donnée dans l'équation (A09.12).

$$\begin{cases} i_{c1} = -(i_{a1} + i_{b1}) \\ i_{c2} = -(i_{a2} + i_{b2}) \end{cases} \quad (\text{A09.12})$$

On définit dans ce cas un nouveau vecteur courant composé de seulement quatre éléments au lieu des six initiaux.

$$i''_{abc} = [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{a2} \quad i_{b2}]^t$$

Tel que

$$i_{abc} = f_6 i''_{abc} \quad (\text{A09.13})$$

Et

$$f_6 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A09.14})$$

Les équations électriques de la machine données par le système (A09.10) deviennent :

$$v_{abc} = r f_6 i''_{abc} + \frac{d}{dt} (L_s(\theta) f_6 i''_{abc}) + e_{abc} + f_5 [v_{n13} \quad v_{n24}]^t$$

Ce système possède une dimension de 4x6, c'est un système sur-contraint, qui, de plus, possède deux variables inconnues qui ne sont pas incluses dans les dérivées du système. Il est dans ce cas impossible à résoudre. Il est donc important de le transformer en éliminant deux équations, ainsi que les variables v_{n13} et v_{n24} . Ceci se fait en réalisant des soustractions deux à deux des équations de chaque étoile séparément, tel que le nouveau système devient de la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{a1} - v_{b1} \\ v_{b1} - v_{c1} \\ v_{a2} - v_{b2} \\ v_{b2} - v_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{A09.15})$$

De manière générale, on définit une matrice f_7 qui permet de réaliser cette transformation tel que:

$$\begin{bmatrix} X_{a1} - X_{b1} \\ X_{b1} - X_{c1} \\ X_{a2} - X_{b2} \\ X_{b2} - X_{c2} \end{bmatrix} = f_7 \begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \\ X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{A09.16})$$

Avec X une grandeur physique de la machine (tension, courant ou flux), et f_7 est donnée par :

$$f_7 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A09.17})$$

Les équations électriques de la machine pour la configuration 4N se déduisent donc, et sont données par le système d'équations différentielles (A09.18) sous la forme matricielle.

$$\begin{cases} \frac{di''_{abc}}{dt} = [f_7 L_s(\theta) f_6]^{-1} (f_7 v_{abc} - f_7 r f_6 i''_{abc} - f_7 e_{abc}) \\ i_{c1} = -(i_{a1} + i_{b1}) \\ i_{c2} = -(i_{a2} + i_{b2}) \end{cases} \quad (\text{A09.18})$$

L'équation du couple électromagnétique de la machine reste toutefois inchangée. Elle est donnée par l'équation (II.18).

Annexe A10. Modèle SimPowerSystems de la MSAPDE

La machine utilisée dans le présent travail est une machine à pôles lisses, donc ses inductances statoriques sont constantes et indépendantes de la position rotorique. Ceci donne la possibilité d'utiliser les éléments de la librairie SimPowerSystems de Matlab/Simulink afin de traduire le modèle mathématique dans le repère naturel élaboré dans la section II.4.a en un modèle de simulation sur Matlab/Simulink. Ce modèle est illustré sur la Figure A10.01.

Tout d'abord, les FEM de la machine sont calculées en utilisant leurs équations mathématiques. Puis, les signaux Simulink de la tension sont convertis en signaux SimPowerSystems en utilisant l'élément "Controlled Voltage Source". Les tensions ainsi obtenues alimentent la charge externe à travers un circuit composé d'une inductance mutuelle (Mutual Inductance) de six bobines qui simule le bobinage statorique, et six résistances.

En utilisant cette technique, les grandeurs électriques du système peuvent être mesurées en utilisant des voltmètres et des ampèremètres. La machine peut aussi être directement connectée à un convertisseur statique construit en utilisant les éléments de cette librairie.

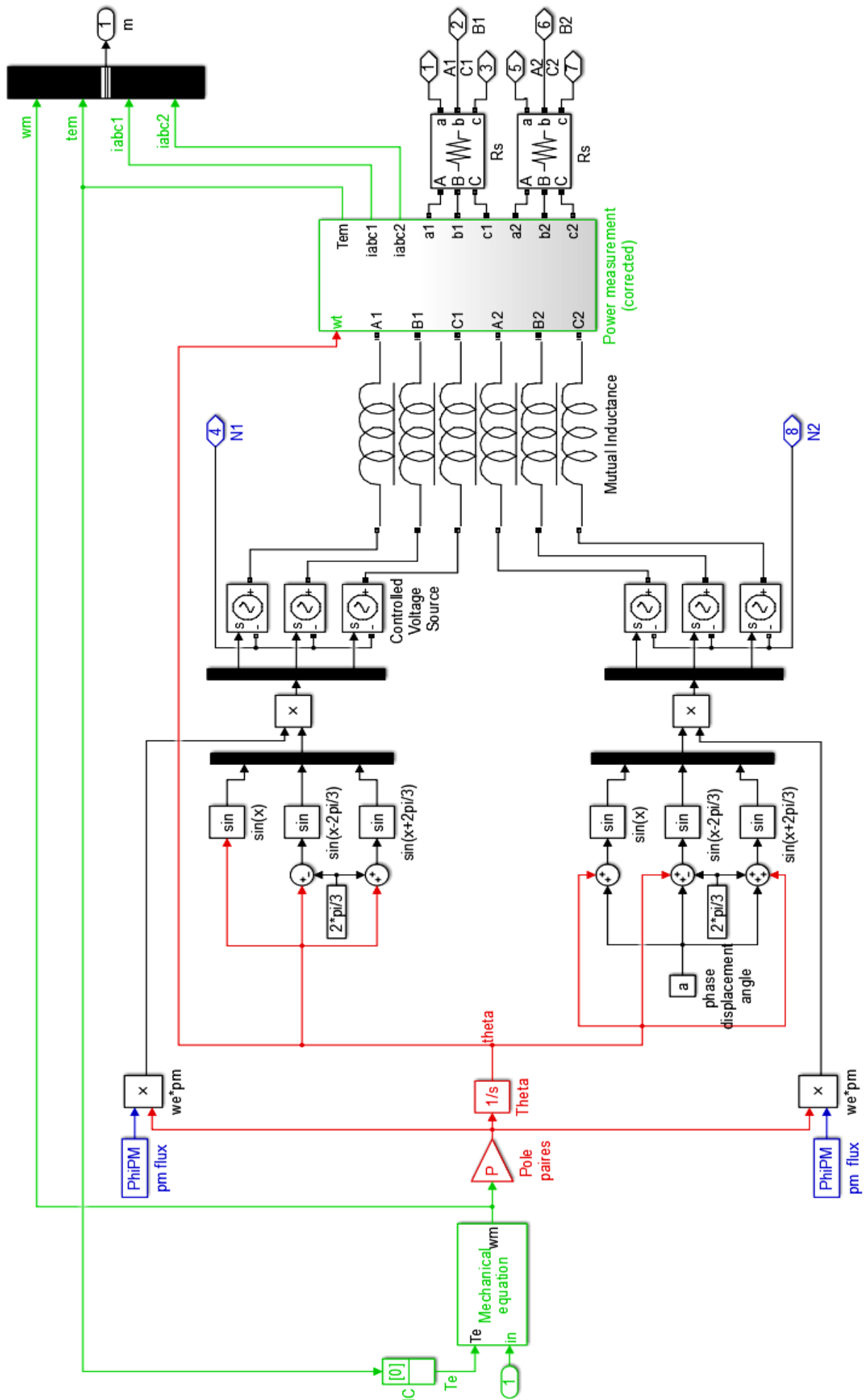


Figure A10.01: Modèle SimPowerSystems de la MSAPDE

Annexe A11. Algorithme SVM

Le modèle MATLAB/Simulink du bloc responsable de la génération des signaux de commande du convertisseur est illustré sur la Figure A11.1.

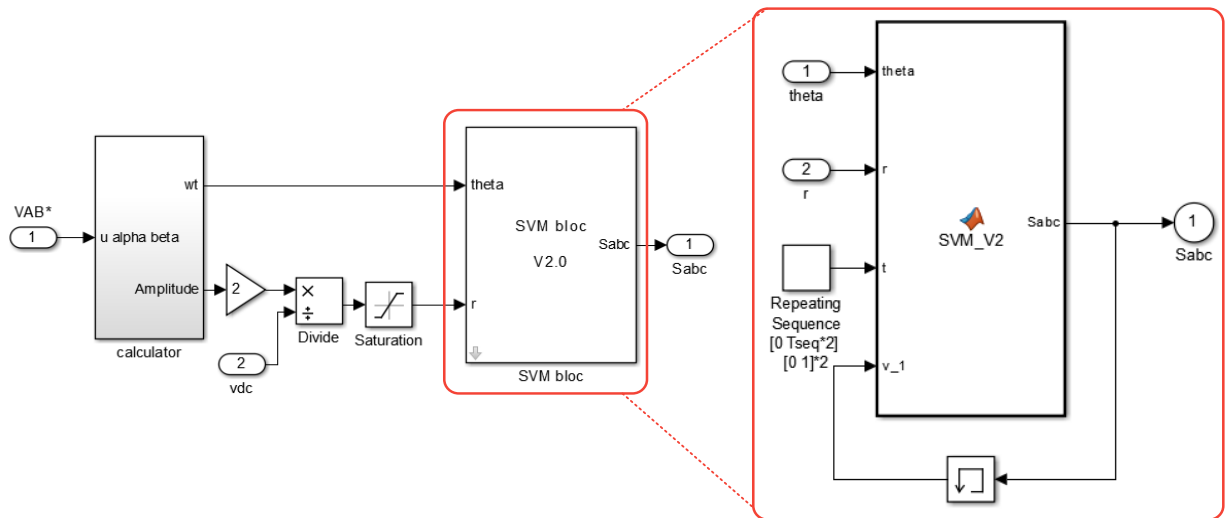


Figure A11.1: Modèle Matlab/Simulink du générateur de signaux SVM

Il prend en entrées la représentation dans le plan de Concordia de la tension triphasée de référence. Puis l'angle et l'amplitude de ce signal sont calculés en utilisant les méthodes habituelles. Après avoir calculé le rayon du vecteur de référence dans le plan de Concordia, l'algorithme, donné sur la Figure A11.2, est utilisé afin de calculer les temps de séjours des vecteurs à appliquer, et générer ainsi les signaux de commande du convertisseur.

```

function Sabc = SVM_V2(theta, r, t, v_1)
% sector detection
if theta > 0 && theta <= pi/3
    n = 1;
elseif theta > pi/3 && theta <= 2*pi/3
    n = 2;
elseif theta > 2*pi/3 && theta <= pi
    n = 3;
elseif theta > pi && theta <= 4*pi/3
    n = 4;
elseif theta > 4*pi/3 && theta <= 5*pi/3
    n = 5;
else
    n = 6;
end
%% application time calculation
t1 = r*sqrt(3)/2 * sin(n*pi/3-theta);
t2 = r*sqrt(3)/2 * sin(theta - (n-1)*pi/3);
t0 = 1 - t1 - t2;
%% vector application
inte = cumsum([t0/2 t1 t2 t0 t2 t1 t0/2]); % double sequence
for i=1 : 7
    if t < inte(i)
        break
    end
end
switch (i)
case 1 %v0
    if (nnz(v_1) > 1) % if the number of activated switch is 2 v7 is used
        v = 8; % v8 = v7
    else
        v = 0; % else v0 is used
    end
case 2 %vn
    v = n;
case 3 %vn+1
    v = n+1; % whene n=6, n+1=7 instead of 1, so 7 = 1;
case 4 %v0
    if (nnz(v_1) > 1)
        v = 8;
    else
        v = 0;
    end
case 5 %vn+1
    v = n+1;
case 6 %vn
    v = n;
otherwise %v0
    if (nnz(v_1) > 1)
        v = 8;
    else
        v = 0;
    end
end
%% vector code decryption
switch (v)
case 0
    Sabc = [0 0 0]';
case 1
    Sabc = [1 0 0]';
case 7
    Sabc = [1 0 0]'; % v7 = v1;
case 2
    Sabc = [1 1 0]';
case 3
    Sabc = [0 1 0]';
case 4
    Sabc = [0 1 1]';
case 5
    Sabc = [0 0 1]';
case 6
    Sabc = [1 0 1]';
otherwise
    Sabc = [1 1 1]'; % v8 = v7;
end

```

Figure A11.2: Algorithme de calcul des signaux de commande

Bibliographie

conclusion generale

2

2

Bibliographie

- [1] IPCC. AR6 Synthesis Report: Climate Change 2022, 2021. www.ipcc.ch/report/sixth-assessment-report-cycle/ (accessed October 27, 2021).
- [2] Hammons TJ. Tidal power. *Proc IEEE* 1993;81:419–33. DIO: 10.1109/5.241486.
- [3] Levi E, Bojoi R, Profumo F, Toliyat HA, Williamson S. Multiphase induction motor drives – a technology status review. *IET Electr Power Appl* 2007;1:489. DIO: 10.1049/iet-epa:20060342.
- [4] Mayouf M, Bakhti H. Monitoring and control of a permanent magnet synchronous generator-based wind turbine applied to battery charging. *Energy Sources, Part A Recover Util Environ Eff* 2019;00:1–16. DIO: 10.1080/15567036.2019.1666934.
- [5] Amirouche E, Iffouzar K, Houari A, Ghedamsi K, Aouzellag D. Improved control strategy of dual star permanent magnet synchronous generator based tidal turbine system using sensorless field oriented control and direct power control techniques. *Energy Sources, Part A Recover Util Environ Eff* 2021;00:1–22. DIO: 10.1080/15567036.2021.1902429.
- [6] Baneira F, Doval-Gandoy J, Yepes AG, Lopez O, Perez-Estevez D. Control Strategy for Multiphase Drives With Minimum Losses in the Full Torque Operation Range Under Single Open-Phase Fault. *IEEE Trans Power Electron* 2017;32:6275–85. DIO: 10.1109/TPEL.2016.2620426.
- [7] Masayuki N. Fracture of Turbine Shaft in Wakayama,. *Assoc Study Fail* 2018. www.shippai.org/fkd/en/cfen/CA1000602.html (accessed October 25, 2021).
- [8] Encyclopaedia Britannica. Columbia disaster | History & Crew, 2021. www.britannica.com/technology/space-shuttle (accessed October 23, 2021).
- [9] The Irish Times. Egyptian plane crashes in Red Sea, killing 148 aboard, 2004. www.irishtimes.com/news/egyptian-plane-crashes-in-red-sea-killing-148-aboard-1.964943 (accessed October 25, 2021).
- [10] Amirouche E, Ghedamsi K, Aouzellag D. Tidal power systems: A review. *Electr Eng Int Conf EEIC'19* 2019:58–63. DIO: 10.6084/m9.figshare.14541687.
- [11] Malinowski MSM. Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers. Doctoral thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 2001.
- [12] Benbouzid M, Astolfi J-A, Bacha S, Charpentier J-F, Machmoun M, Maître T, et al. Concepts, Modélisation et Commandes des Hydroliennes. *Energies Marines Renouvelables*, Hermes Science Publications, pp.265-328, 2011. <hal-01090515>, n.d.
- [13] Benelghali S. On Multiphysics Modeling and Control of Marine Current Turbine Systems. Doctoral thesis, Université de Bretagne occidentale - Brest, France, 2009.
- [14] Ben Elghali SE, Benbouzid MEH, Charpentier JF. Marine tidal current electric power generation technology: State of the art and current status. *Proc. IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC*

- 2007, vol. 2, IEEE; 2007, p. 1407–12. DIO: 10.1109/IEMDC.2007.383635.
- [15] Meisen P, Hammons T. Harnessing the untapped energy potential of the oceans: tidal, wave, currents and OTEC. IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet. 2005, vol. 2, IEEE; 2005, p. 1853–4. DIO: 10.1109/PES.2005.1489449.
- [16] SIMEC Atlantis Energy. Atlantis Successfully Decommissions 1.2 MW SeaGen Tidal System in Industry First, n.d. simecatlantis.com/2019/07/26/meygen-operational-update-3-2/ (accessed February 17, 2021).
- [17] SIMEC Atlantis Energy. MeyGen 2019. <https://simecatlantis.com/projects/meygen> (accessed December 29, 2019).
- [18] Sabella. SABELLA D10 - France, 2018. www.sabella.bzh/fr/les-projets/d10 (accessed February 17, 2021).
- [19] Tethys. Enermar Project, 2017. tethys.pnnl.gov/annex-iv-sites/enermar-project (accessed February 17, 2021).
- [20] CBC News. Failed tidal turbine explained at symposium, 2011. www.cbc.ca/news/canada/nova-scotia/failed-tidal-turbine-explained-at-symposium-1.1075510 (accessed November 1, 2021).
- [21] Navingo. In-stream tidal giant connects to Nova Scotia power grid, 2018. www.offshore-energy.biz/in-stream-tidal-giant-connects-to-nova-scotia-power-grid (accessed November 1, 2021).
- [22] EMEC The European Marine Energy Center LTD. OPEN HYDRO 2019. www.emec.org.uk/about-us/ourtidal-clients/open-hydro (accessed February 17, 2021).
- [23] TidalPower. Tidal Power Companies, 2015. tidalpower.co.uk/tidal-power-companies (accessed November 11, 2021).
- [24] Cho YS, Lee JW, Jeong W. The construction of a tidal power plant at Sihwa Lake, Korea. *Energy Sources, Part A Recover Util Environ Eff* 2012;34:1280–7. DIO: 10.1080/15567030903586055.
- [25] Hau E. *Wind turbines: Fundamentals, technologies, application, economics*. vol. 9783642271. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2013. DIO: 10.1007/978-3-642-27151-9.
- [26] ATLANTIS Resources. AR1500 Tidal Turbine 2016. <https://simecatlantis.com/wp-content/uploads/2016/08/AR1500-Brochure-Final-1.pdf>.
- [27] SIMEC Atlantis Energy. SIMEC ATLANTIS Energy unveils world’s largest single rotor tidal turbine, the AR2000, 2018. www.simecatlantis.com/2018/09/13/simec-atlantis-energy-unveils-worlds-largest-single-rotor-tidal-turbine-the-ar2000/ (accessed November 8, 2021).
- [28] Zanforlin S. Advantages of vertical axis tidal turbines set in close proximity : A comparative CFD investigation in the English Channel. *Ocean Eng* 2018;156:358–72. DIO: 10.1016/j.oceaneng.2018.03.035.
- [29] Coiro DP, Marco A De, Nicolosi F, Melone S, Montella F. Dynamic Behaviour of the Patented Kobold Tidal Current Turbine: Numerical and Experimental Aspects. *Acta Polytech* 2005;45. DIO: 10.14311/718.
- [30] Calcagn G, Moros A. The Kobold marine turbine: from the testing model to the full scale prototype.

- Tidal Energy Summit, London 2007. tethys.pnnl.gov/sites/default/files/publications/Calcagno-Moroso-2007.pdf.
- [31] Kinsey T, Dumas G. Testing and Analysis of an Oscillating Hydrofoils Turbine Concept. ASME 2010 3rd Jt. US-European Fluids Eng. Summer Meet. Vol. 1, Symp. – Parts A, B, C, vol. 1, ASMEDC; 2010, p. 9–22. DIO: 10.1115/FEDSM-ICNMM2010-30869.
- [32] DTI. Stringray Tidal Stream Energy Devices - Phase 3 2005. https://tethys.pnnl.gov/sites/default/files/publications/Stingray_Tidal_Stream_Energy_Device.pdf.
- [33] Abu Sharkh SM, Morris D, Turnock SR, Myers L, Bahaj AS. Performance of an integrated water turbine PM generator. Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives, vol. 2002, IEE; 2002, p. 486–91. DIO: 10.1049/cp:20020165.
- [34] Røkke A. Permanent magnet generators for marine current tidal turbines. Doctoral thesis, Norwegian University of Science and Technology, Norway, 2017.
- [35] M.G.SAY. Alternating Current Machines. 4th ed. London: Pitman publishing limited; 1976.
- [36] Alacoque JC. Direct eigen control for induction machines and synchronous motors. 1st ed. Wiley-IEEE Press; 2013.
- [37] Nelson R, Krause P. Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets. IEEE Trans Power Appar Syst 1974;PAS-93:841–8. DIO: 10.1109/TPAS.1974.293983.
- [38] Levi E. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications. IEEE Trans Ind Electron 2008;55:1893–909. DIO: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [39] Hocine A. Contribution Au Controle De La Machine Asynchrone Double Etoile. Doctoral thesis, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2012.
- [40] Khaldi L. Étude et commande des architectures de convertisseurs statiques AC/AC tolérantes aux défauts associés à une génératrice polyphasée. Doctoral thesis, Université de Bajaia, Algérie, 2021.
- [41] Martin J-P, Meibody-Tabar F, Davat B. Multiple-phase permanent magnet synchronous machine supplied by VSIs, working under fault conditions. Conf. Rec. 2000 IEEE Ind. Appl. Conf. Thirty-Fifth IAS Annu. Meet. World Conf. Ind. Appl. Electr. Energy (Cat. No.00CH37129), vol. 3, IEEE; 2000, p. 1710–7. DIO: 10.1109/IAS.2000.882111.
- [42] Masayuki N. Brittle Fracture of Turbine Rotor in Nagasaki,. Assoc Study Fail 2018. www.shippai.org/fkd/en/cfen/CA1000601.html (accessed November 4, 2021).
- [43] Masayuki N. Loss of the deep sea remote operated vehicle (ROV), KAIKOU,. Assoc Study Fail 2018. www.shippai.org/fkd/en/cfen/CA1000625.html (accessed November 4, 2021).
- [44] Ward EE, Härer H. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. Proc Inst Electr Eng 1969;116:980. DIO: 10.1049/piee.1969.0182.
- [45] Liu Z, Houari A, Machmoum M, Benkhoris M-F, Tang T. An Active FTC Strategy Using Generalized Proportional Integral Observers Applied to Five-Phase PMSG based Tidal Current Energy

- Conversion Systems. *Energies* 2020;13:6645. DIO: 10.3390/en13246645.
- [46] Naugher LA. The Squirrel Cage Induction Machine As An Alternative To The Permanent Magnet Generator For Direct Drive Tidal Turbines. Doctoral thesis, Newcastle University, England, 2018.
- [47] Olmi C, Sculler F, Charpentier J-F. Impact of a multi-star winding on the reliability of a permanent magnet generator for marine current turbine. *Int J Mar Energy* 2017;19:319–31. DIO: 10.1016/j.ijome.2017.09.006.
- [48] Pham H-T, Bourgeot J-M, Benbouzid MEH. Comparative Investigations of Sensor Fault-Tolerant Control Strategies Performance for Marine Current Turbine Applications. *IEEE J Ocean Eng* 2018;43:1024–36. DIO: 10.1109/JOE.2017.2747018.
- [49] Qiu A, Bin Wu, Kojori H. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter. *Can. Conf. Electr. Comput. Eng. 2004 (IEEE Cat. No.04CH37513)*, vol. 3, IEEE; 2004, p. 1557–62. DIO: 10.1109/CCECE.2004.1349704.
- [50] Blaabjerg F, Pedersen JK, Jaeger U, Thøgersen P. Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution. *IEEE Trans Ind Appl* 1997;33:1241–53. DIO: 10.1109/28.633802.
- [51] Saad NH, El-Sattar AA, Gad MA. Sensorless Field Oriented Control based on improved MRAS speed observer for Permanent Magnet Synchronous Motor drive. 2016 Eighteenth Int. Middle East Power Syst. Conf., IEEE; 2016, p. 991–8. DIO: 10.1109/MEPCON.2016.7837017.
- [52] Elakhdar B, Abdelkader M, Said B. Neural Network And Fuzzy Logic Direct Torque Control Of Sensorless Double Star Synchronous Machine. *Rev Roum Sci Techn- Électrotechn Énerg* 2016;61:239–43.
- [53] Almarhoon AH, Zhu ZQ, Xu P. Improved Rotor Position Estimation Accuracy by Rotating Carrier Signal Injection Utilizing Zero-Sequence Carrier Voltage for Dual Three-Phase PMSM. *IEEE Trans Ind Electron* 2017;64:4454–62. DIO: 10.1109/TIE.2016.2561261.
- [54] Benyoussef E, Meroufel A, Barkat S. Three-Level DTC Based on Fuzzy Logic and Neural Network of Sensorless DSSM Using Extended Kalman Filter. *Int J Power Electron Drive Syst* 2015;5:453. DIO: 10.11591/ijpeds.v5.i4.pp453-463.
- [55] Vijayapriya R, Raja P, Selvan MP. Enhanced method of rotor speed and position estimation of permanent magnet synchronous Machine based on stator SRF-PLL. *Eng Sci Technol an Int J* 2017;20:1450–9. DIO: 10.1016/j.jestch.2017.09.004.
- [56] Dos Santos TH, Da Silva IN, Goedel A, Castoldi MF. Neural Speed Estimation Applied to Stator Flux-Oriented Control Drives. *Electr Power Components Syst* 2019;47:798–809. DIO: 10.1080/15325008.2019.1627613.
- [57] Aurora C, Ferrara A. A sliding mode observer for sensorless induction motor speed regulation. *Int J Syst Sci* 2007;38:913–29. DIO: 10.1080/00207720701620043.
- [58] Kalman RE. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *J Basic Eng* 1960;82:35–45. DIO: 10.1115/1.3662552.
- [59] Grewal MS, Andrews AP. Applications of Kalman Filtering in Aerospace 1960 to the Present

- [Historical Perspectives]. *IEEE Control Syst* 2010;30:69–78. DIO: 10.1109/MCS.2010.936465.
- [60] Cassola F, Burlando M. Wind speed and wind energy forecast through Kalman filtering of Numerical Weather Prediction model output. *Appl Energy* 2012;99:154–66. DIO: 10.1016/j.apenergy.2012.03.054.
- [61] Park J, Wang X. Sensorless Direct Torque Control of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors with Nonlinear Kalman Filtering. *Energies* 2018;11:969. DIO: 10.3390/en11040969.
- [62] Wicaksono NA, Wuri Harini B, Yusivar F. Sensorless PMSM Control using Fifth Order EKF in Electric Vehicle Application. 2018 5th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Sci. Informatics, IEEE; 2018, p. 254–9. DIO: 10.1109/EECSI.2018.8752759.
- [63] Sahraoui K, Ameer A, Kouzi K. Performance Enhancement of Sensorless Speed Control of DSIM Using MRAS and EKF Optimized by Genetic Algorithm. 2018 Int. Conf. Appl. Smart Syst., IEEE; 2018, p. 1–8. DIO: 10.1109/ICASS.2018.8651996.
- [64] Ben Elghali SE, Balme R, Le Saux K, Benbouzid MEH, Charpentier JF, Hauville F. A Simulation Model for the Evaluation of the Electrical Power Potential Harnessed by a Marine Current Turbine. *IEEE J Ocean Eng* 2007;32:786–97. DIO: 10.1109/JOE.2007.906381.
- [65] Tabla de mareas. Tabla de mareas 2021 de Arzew, Argelia para la pesca, 2021. tablademareas.com/af/algeria/arzew (accessed May 26, 2021).
- [66] Ben Elghali SE, Benbouzid MEH, Charpentier J-F. Modelling and control of a marine current turbine-driven doubly fed induction generator. *IET Renew Power Gener* 2010;4:1. DIO: 10.1049/iet-rpg.2008.0118.
- [67] Zhou Z, Scuiller F, Charpentier JF, Benbouzid MEH, Tang T. Power Control of a Nonpitchable PMSG-Based Marine Current Turbine at Overrated Current Speed With Flux-Weakening Strategy. *IEEE J Ocean Eng* 2015;40:536–45. DIO: 10.1109/JOE.2014.2356936.
- [68] Cardinale D. Double star PM machine : analysis and simulations. Doctoral thesis, Politecnico di Milano, Italy, 2016.
- [69] Krause P, Wasynczuk O, Sudhoff S, Pekarek S. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc.; 2013. DIO: 10.1002/9781118524336.
- [70] Fuchs E, Rosenberg L. Analysis of an Alternator with Two Displaced Stator Windings. *IEEE Trans Power Appar Syst* 1974;PAS-93:1776–86. DIO: 10.1109/TPAS.1974.293829.
- [71] Knudsen H. Extended Park's transformation for 2×3-phase synchronous machine and converter phasor model with representation of AC harmonics. *IEEE Trans Energy Convers* 1995;10:126–32. DIO: 10.1109/60.372577.
- [72] Karttunen J, Kallio S, Peltoniemi P, Silventoinen P, Pyrhonen O. Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters. *Int. Symp. Power Electron. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, IEEE*; 2012, p. 741–7. DIO: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264448.
- [73] Hamitouche K, Chekkal S, Amimeur H, Aouzellag D. A New Control Strategy of Dual Stator

- Induction Generator with Power Regulation. *J Eur Des Systèmes Autom* 2020;53:469–78. DIO: 10.18280/jesa.530404.
- [74] Yifan Zhao, Lipo TA. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans Ind Appl* 1995;31:1100–9. DIO: 10.1109/28.464525.
- [75] Yashan Hu, Zi-Qiang Zhu, Kan Liu. Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron* 2014;2:272–84. DIO: 10.1109/JESTPE.2014.2299240.
- [76] Glose D. Modulation Strategies for Symmetrical Six-Phase Drives. Doctoral thesis, Technical University of Munich, Germany, 2016.
- [77] Novotny DW, Jansen PL. Field Oriented Control of Synchronous Machines. *IETE J Res* 1991;37:46–56. DIO: 10.1080/03772063.1991.11436936.
- [78] Hannan MA, Ali JA, Mohamed A, Hussain A. Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review. *Renew Sustain Energy Rev* 2018;81:1611–26. DIO: 10.1016/j.rser.2017.05.240.
- [79] Malinowski M, Kazmierkowski MP, Hansen S, Blaabjerg F, Marques G. Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers. *Conf. Rec. 2000 IEEE Ind. Appl. Conf. Thirty-Fifth IAS Annu. Meet. World Conf. Ind. Appl. Electr. Energy (Cat. No.00CH37129)*, vol. 4, IEEE; 2002, p. 2369–75. DIO: 10.1109/ias.2000.883155.
- [80] Zadeh LA. Fuzzy sets. *Inf Control* 1965;8:338–53. DIO: 10.1016/S0019-9958(65)90241-X.
- [81] Mamdani EH. Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. *Proc Inst Electr Eng* 1974;121:1585. DIO: 10.1049/piee.1974.0328.
- [82] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Trans Syst Man Cybern* 1985;SMC-15:116–32. DIO: 10.1109/TSMC.1985.6313399.
- [83] Elyazid A, Yanis H, Koussaila I, Kaci G, Djamel A, Azeddine H. New Fuzzy Speed Controller For Dual Star Permanent Magnet Synchronous Motor. *2021 IEEE 1st Int. Maghreb Meet. Conf. Sci. Tech. Autom. Control Comput. Eng. MI-STA*, IEEE; 2021, p. 69–73. DIO: 10.1109/MI-STA52233.2021.9464422.
- [84] El Wahid Hamza KA, Linda H, Cherif L. LCL filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. *IREC2015 Sixth Int. Renew. Energy Congr.*, vol. 2, IEEE; 2015, p. 1–4. DIO: 10.1109/IREC.2015.7110945.
- [85] Bouafia A, Gaubert J-P, Krim F. Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier. *2008 13th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, IEEE; 2008, p. 703–9. DIO: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635347.
- [86] Chen Y, Liang S, Li W, Liang H, Wang C. Faults and Diagnosis Methods of Permanent Magnet Synchronous Motors: A Review. *Appl Sci* 2019;9:2116. DIO: 10.3390/app9102116.
- [87] Nandi S, Toliyat HA, Li X. Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review. *IEEE Trans Energy Convers* 2005;20:719–29. DIO: 10.1109/TEC.2005.847955.
- [88] Errabelli RR, Mutschler P. Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives.

- IEEE Trans Power Electron 2012;27:500–8. DIO: 10.1109/TPEL.2011.2135866.
- [89] Tabbache B, Benbouzid M, Kheloui A, Bourgeot JM, Mamoune A. An improved fault-tolerant control scheme for PWM inverter-fed induction motor-based EVs. *ISA Trans* 2013;52:862–9. DIO: 10.1016/j.isatra.2013.07.004.
- [90] Bennett JW, Jack AG, Mecrow BC, Atkinson DJ, Sewell C, Mason G. Fault-tolerant control architecture for an electrical actuator. 2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf. (IEEE Cat. No.04CH37551), vol. 6, IEEE; 2004, p. 4371–7. DIO: 10.1109/PESC.2004.1354773.
- [91] Joseph A, Bak Y, Lee KB, Lee SS. Fault-Tolerant and Reconfiguration Control for Boost Multi-level NPC Converter Fed Doubly Fed Induction Machines. *ICPE 2019 - ECCE Asia - 10th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia*, IEEE; 2019, p. 2466–72. DIO: 10.23919/icpe2019-ecceasia42246.2019.8796914.
- [92] Hyung-Min Ryu, Ji-Woong Kim, Seung-Ki Sul. Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases. *IEEE Trans Ind Appl* 2006;42:1062–70. DIO: 10.1109/TIA.2006.876074.
- [93] Zhao Y, Lipo TA. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. *IEEE Trans Energy Convers* 1996;11:578–84. DIO: 10.1109/60.537028.
- [94] Kianinezhad R, Nahid-Mobarakeh B, Baghli L, Betin F, Capolino GA. Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases. *IEEE Trans Ind Electron* 2008;55:1966–77. DIO: 10.1109/TIE.2008.918479.
- [95] Che HS, Duran M, Levi E, Jones M, Hew WP, Rahim NA. Post-fault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points. 2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo., IEEE; 2013, p. 1131–8. DIO: 10.1109/ECCE.2013.6646832.
- [96] le Roux W, Harley RG, Habetler TG. Detecting Rotor Faults in Low Power Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Trans Power Electron* 2007;22:322–8. DIO: 10.1109/TPEL.2006.886620.
- [97] Rosero JA, Cusido J, Garcia A, Ortega JA, Romeral L. Broken Bearings and Eccentricity Fault Detection for a Permanent Magnet Synchronous Motor. *IECON 2006 - 32nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, Boca Raton : Taylor & Francis, CRC Press, 2018.: IEEE; 2006, p. 964–9. DIO: 10.1109/IECON.2006.347599.
- [98] Zafarani M, Goktas T, Akin B. A Comprehensive Analysis of Magnet Defect Faults in Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE Trans Ind Appl* 2015;2015:1–1. DIO: 10.1109/TIA.2015.2487440.
- [99] V. Spyropoulos D, D. Mitronikas E. A Review on the Faults of Electric Machines Used in Electric Ships. *Adv Power Electron* 2013;2013:1–8. DIO: 10.1155/2013/216870.
- [100] Keller D, Karayel A, Naumoski H, Parspour N. Influence of Static Eccentricities on Performance and Control of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines. 2020 10th Int. Electr. Drives Prod. Conf., IEEE; 2020, p. 1–8. DIO: 10.1109/EDPC51184.2020.9388178.
- [101] KORKUA SK. Fault-Tolerant Control using Adaptive Time-Frequency Method in Bearing Fault

- Detection for DFIG Wind Energy System. *Walailak J Sci Technol* 2015;12:111–24. DIO: 10.14456/WJST.2015.9.
- [102] Palanivel A, Padmanabhan S. Software-based performance estimation and real-time thermal analysis of brushless direct current motor with corroded permanent magnets. *Comput Electr Eng* 2018;71:938–52. DIO: 10.1016/j.compeleceng.2017.09.024.
- [103] Ertugrul BT, Sincar E, Demir Y, Aydin M. Influence of sintered Nd-Fe-B magnet corrosion on permanent magnet synchronous motor performance. *IECON 2013 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE*; 2013, p. 2935–40. DIO: 10.1109/IECON.2013.6699597.
- [104] Harris IR. The potential of hydrogen in permanent magnet production. *J Less Common Met* 1987;131:245–62. DIO: 10.1016/0022-5088(87)90524-8.
- [105] Sen PC. *Principles of electric machines and power electronics*. 3rd ed. USA: Wiley; 2014.
- [106] Patel VI, Jiabin Wang, Nair SS. Demagnetization Assessment of Fractional-Slot and Distributed Wound 6-Phase Permanent Magnet Machines. *IEEE Trans Magn* 2015;51:1–11. DIO: 10.1109/TMAG.2014.2380152.
- [107] Nair SS, Patel VI, Wang J. Post-Demagnetization Performance Assessment for Interior Permanent Magnet AC Machines. *IEEE Trans Magn* 2016;52:1–10. DIO: 10.1109/TMAG.2015.2505245.
- [108] Adly AA, Huzayyin A. The impact of demagnetization on the feasibility of permanent magnet synchronous motors in industry applications. *J Adv Res* 2019;17:103–8. DIO: 10.1016/j.jare.2019.02.002.
- [109] Ullah Z, Hur J. A Comprehensive Review of Winding Short Circuit Fault and Irreversible Demagnetization Fault Detection in PM Type Machines. *Energies* 2018;11:3309. DIO: 10.3390/en11123309.
- [110] Ruoho S, Kolehmainen J, Ikaheimo J, Arkkio A. Demagnetization Testing for a Mixed-Grade Dovetail Permanent-Magnet Machine. *IEEE Trans Magn* 2009;45:3284–9. DIO: 10.1109/TMAG.2009.2019955.
- [111] Kim K-C, Lim S-B, Koo D-H, Lee J. The Shape Design of Permanent Magnet for Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Partial Demagnetization. *IEEE Trans Magn* 2006;42:3485–7. DIO: 10.1109/TMAG.2006.879077.
- [112] Hannon B, Sergeant P, Dupre L. 2-D Analytical Subdomain Model of a Slotted PMSM With Shielding Cylinder. *IEEE Trans Magn* 2014;50:1–10. DIO: 10.1109/TMAG.2014.2309325.
- [113] Wang T, Wang AY, Xing Jin Y, Sun J. Research on fault-tolerant control method for demagnetization faults of permanent magnet synchronous motor. 2018 IEEE Student Conf. Electr. Mach. Syst., IEEE; 2018, p. 1–6. DIO: 10.1109/SCEMS.2018.8624800.
- [114] Zhang C, Wu G, Rong F, Feng J, Jia L, He J, et al. Robust Fault-Tolerant Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Demagnetization Fault. *IEEE Trans Ind Electron* 2018;65:5324–34. DIO: 10.1109/TIE.2017.2774758.
- [115] Huang S, Wu G, Rong F, Zhang C, Huang S, Wu Q. Novel Predictive Stator Flux Control Techniques for PMSM Drives. *IEEE Trans Power Electron* 2019;34:8916–29. DIO:

- 10.1109/TPEL.2018.2884984.
- [116] Zhao K, Zhou R, She J TE, Zhang C, He J, Huang G, et al. Demagnetization-Fault Reconstruction and Tolerant-Control for PMSM Using Improved SMO-based Equivalent-Input-Disturbance Approach. *IEEE/ASME Trans Mechatronics* 2021;0:1–1. DIO: 10.1109/TMECH.2021.3069787.
- [117] Verkroost L, De Bisschop J, Vansompel H, De Belie F, Sergeant P. Active Demagnetization Fault Compensation for Axial Flux Permanent-Magnet Synchronous Machines Using an Analytical Inverse Model. *IEEE Trans Energy Convers* 2020;35:591–9. DIO: 10.1109/TEC.2019.2958071.
- [118] Zhang C, Wu G, He J, Zhao K. Sliding observer-based demagnetisation fault-tolerant control in permanent magnet synchronous motors. *J Eng* 2017;2017:175–83. DIO: 10.1049/joe.2016.0355.
- [119] Bin Lu, Sharma SK. A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters. *IEEE Trans Ind Appl* 2009;45:1770–7. DIO: 10.1109/TIA.2009.2027535.
- [120] Iffouzar K. Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué. Université de Bejaia, 2016. DIO: 10.13140/RG.2.2.22837.47841.
- [121] Kastha D, Bose BK. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. *IEEE Trans Ind Appl* 1994;30:1028–38. DIO: 10.1109/28.297920.
- [122] Aguayo-Alquicira J, Vásquez-Libreros I, De León-Aldaco SE, Ponce-Silva M, Lozoya-Ponce RE, Flores-Rodríguez E, et al. Reconfiguration Strategy for Fault Tolerance in a Cascaded Multilevel Inverter Using a Z-Source Converter. *Electronics* 2021;10:574. DIO: 10.3390/electronics10050574.
- [123] Venturini M, Alesina A. The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor. 1980 *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1980- Janua, IEEE; 1980, p. 242–52. DIO: 10.1109/PESC.1980.7089455.
- [124] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction. *IEEE Trans Ind Appl* 1995;31:1234–46. DIO: 10.1109/28.475693.
- [125] Klumpner C, Blaabjerg F, Boldea I, Nielsen P. New modulation method for matrix converters. *IEEE Trans Ind Appl* 2006;42:797–806. DIO: 10.1109/TIA.2006.872957.
- [126] Casadei D, Serra G, Tani A, Zarri L. Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state. *IEEE Trans Ind Electron* 2002;49:370–81. DIO: 10.1109/41.993270.
- [127] Nguyen-Duy K, Liu T-H, Chen D-F, Hung JY. Improvement of Matrix Converter Drive Reliability by Online Fault Detection and a Fault-Tolerant Switching Strategy. *IEEE Trans Ind Electron* 2012;59:244–56. DIO: 10.1109/TIE.2011.2151818.
- [128] Teichmann R, Bernet S. A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications. *IEEE Trans Ind Appl* 2005;41:855–65. DIO: 10.1109/TIA.2005.847285.
- [129] Lezana P, Pou J, Meynard TA, Rodriguez J, Ceballos S, Richardeau F. Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters. *IEEE Trans Ind Electron* 2010;57:2207–18. DIO:

- 10.1109/TIE.2009.2032194.
- [130] Pradeep Kumar VVS, Fernandes BG. A Fault-Tolerant Single-Phase Grid-Connected Inverter Topology with Enhanced Reliability for Solar PV Applications. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron* 2017;5:1254–62. DIO: 10.1109/JESTPE.2017.2687126.
- [131] Yeh C-C, Demerdash NAO. Induction Motor-Drive Systems with Fault Tolerant Inverter-Motor Capabilities. 2007 *IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, vol. 2, IEEE; 2007, p. 1451–3. DIO: 10.1109/IEMDC.2007.383642.
- [132] Yelamarthi BSSG, Sandepudi SR. Fault-Tolerant Converter Topology for Speed Control of Induction Motor Drive. 2020 *Int. Conf. Emerg. Front. Electr. Electron. Technol.*, IEEE; 2020, p. 1–6. DIO: 10.1109/ICEFEET49149.2020.9186967.
- [133] Bolognani S, Zordan M, Zigliotto M. Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive. *IEEE Trans Ind Electron* 2000;47:1134–41. DIO: 10.1109/41.873223.
- [134] Beltrao de Rossiter Correa M, Brandao Jacobina C, Cabral da Silva ER, Nogueira Lima AM. An induction motor drive system with improved fault tolerance. *IEEE Trans Ind Appl* 2001;37:873–9. DIO: 10.1109/28.924770.
- [135] Bianchi N, Bolognani S, Zigliotto M, Zordan M. Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives. *IEEE Trans Energy Convers* 2003;18:306–14. DIO: 10.1109/TEC.2002.808334.
- [136] de Araujo Ribeiro RL, Jacobina CB, da Silva ERC, Lima AMN. Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems. *IEEE Trans Ind Electron* 2004;51:439–46. DIO: 10.1109/TIE.2004.825284.
- [137] Naidu M, Gopalakrishnan S, Nehl TW. Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-By-Wire Systems. *IEEE Trans Ind Appl* 2010;46:841–8. DIO: 10.1109/TIA.2009.2039982.
- [138] Lalili D. MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Doctoral thesis, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.
- [139] Aleenejad M, Mahmoudi H, Ahmadi R. A Modified Space Vector Modulation Method for Fault-Tolerant Operation of Multilevel Converters. *IEEE Trans Power Electron* 2015;31:1–1. DIO: 10.1109/TPEL.2015.2509446.
- [140] Li J, Huang AQ, Bhattacharya S, Tan G. Three-Level Active Neutral-Point-Clamped (ANPC) Converter with Fault Tolerant Ability. 2009 *Twenty-Fourth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, IEEE; 2009, p. 840–5. DIO: 10.1109/APEC.2009.4802759.
- [141] Bruckner T, Bernet S, Guldner H. The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control. *IEEE Trans Ind Electron* 2005;52:855–68. DIO: 10.1109/TIE.2005.847586.
- [142] Li S, Xu L. Strategies of fault tolerant operation for three-level PWM inverters. *IEEE Trans Power Electron* 2006;21:933–40. DIO: 10.1109/TPEL.2006.876867.
- [143] Ceballos S, Pou J, Robles E, Zaragoza J, Martín JL. Performance Evaluation of Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converters. *IEEE Trans Ind Electron* 2010;57:2709–18. DIO:

- 10.1109/TIE.2009.2026710.
- [144] Ceballos S, Pou J, Zaragoza J, Martin JL, Robles E, Gabiola I, et al. Efficient Modulation Technique for a Four-Leg Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Inverter. *IEEE Trans Ind Electron* 2008;55:1067–74. DIO: 10.1109/TIE.2008.917098.
- [145] Ceballos S, Pou J, Robles E, Gabiola I, Zaragoza J, Villate JL, et al. Three-Level Converter Topologies With Switch Breakdown Fault-Tolerance Capability. *IEEE Trans Ind Electron* 2008;55:982–95. DIO: 10.1109/TIE.2008.917072.
- [146] Mirafzal B. Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters. *IEEE Trans Ind Electron* 2014;61:5192–202. DIO: 10.1109/TIE.2014.2301712.
- [147] Song W, Huang AQ. Control Strategy for Fault-Tolerant Cascaded Multilevel Converter based STATCOM. *APEC 07 - Twenty-Second Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., IEEE; 2007*, p. 1073–6. DIO: 10.1109/APEX.2007.357648.
- [148] Shengming Li, Longya Xu. Fault-tolerant operation of a 150 kW 3-level neutral-point clamped PWM inverter in a flywheel energy storage system. *Conf. Rec. 2001 IEEE Ind. Appl. Conf. 36th IAS Annu. Meet. (Cat. No.01CH37248)*, vol. 1, IEEE; 2001, p. 585–8. DIO: 10.1109/IAS.2001.955479.
- [149] Lezana P, Ortiz G. Extended Operation of Cascade Multicell Converters Under Fault Condition. *IEEE Trans Ind Electron* 2009;56:2697–703. DIO: 10.1109/TIE.2009.2019771.
- [150] Samnin Wei, Bin Wu, Rizzo S, Zargari N. Comparison of control schemes for multilevel inverter with faulty cells. *30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2004. IECON 2004*, vol. 2, IEEE; 2004, p. 1817–22. DIO: 10.1109/IECON.2004.1431859.
- [151] Wang W, Zhang J, Cheng M, Li S. Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Under Open-Phase Faults. *IEEE Trans Power Electron* 2017;32:2052–63. DIO: 10.1109/TPEL.2016.2559498.
- [152] Pham H-T, Bourgeot J-M, Benbouzid M. Fault-tolerant model predictive control of 5-phase PMSG under an open-circuit phase fault condition for marine current applications. *IECON 2016 - 42nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE; 2016*, p. 5760–5. DIO: 10.1109/IECON.2016.7794091.
- [153] Jiang X, Xu D, Gu L, Li Q, Xu B, Li Y. Short-Circuit Fault-Tolerant Operation of Dual-Winding Permanent-Magnet Motor Under the Four-Quadrant Condition. *IEEE Trans Ind Electron* 2019;66:6789–98. DIO: 10.1109/TIE.2018.2878131.
- [154] Welchko BA, Jahns TM, Soong WL, Nagashima JM. IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults. *IEEE Trans Energy Convers* 2003;18:291–8. DIO: 10.1109/TEC.2003.811746.
- [155] Kim K-H. Simple Online Fault Detecting Scheme for Short-Circuited Turn in a PMSM Through Current Harmonic Monitoring. *IEEE Trans Ind Electron* 2011;58:2565–8. DIO: 10.1109/TIE.2010.2060463.
- [156] Duran MJ, Barrero F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part II. *IEEE Trans Ind Electron* 2016;63:459–68. DIO: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [157] Aboelhassan M, Raminosa T, Goodman A, de Lillo L, Gerada C. Performance Evaluation of a

- Vector Control Fault-Tolerant Flux-Switching Motor Drive. *IEEE Trans Ind Electron* 2012;60:1–1. DIO: 10.1109/TIE.2012.2200221.
- [158] Bianchi N, Bolognani S, Dai Pre M. Strategies for the Fault-Tolerant Current Control of a Five-Phase Permanent-Magnet Motor. *IEEE Trans Ind Appl* 2007;43:960–70. DIO: 10.1109/TIA.2007.900445.
- [159] Chakraborty S, Keller E, Ray A, Mayer J. Detection and estimation of demagnetization faults in permanent magnet synchronous motors. *Electr Power Syst Res* 2013;96:225–36. DIO: 10.1016/j.epsr.2012.11.005.
- [160] Ruiz J-RR, Garcia Espinosa A, Romeral L, Cusidó J. Demagnetization diagnosis in permanent magnet synchronous motors under non-stationary speed conditions. *Electr Power Syst Res* 2010;80:1277–85. DIO: 10.1016/j.epsr.2010.04.010.
- [161] Rebouças Filho PP, Nascimento NMM, Sousa IR, Medeiros CMS, de Albuquerque VHC. A reliable approach for detection of incipient faults of short-circuits in induction generators using machine learning. *Comput Electr Eng* 2018;71:440–51. DIO: 10.1016/j.compeleceng.2018.07.046.
- [162] Mostafaei M, Faiz J, Venikar PA, Ballal MS. Turn-to-turn fault monitoring methods in electrical power transformers-State of the art. *Int Trans Electr Energy Syst* 2018;28:e2644. DIO: 10.1002/etep.2644.
- [163] Ojaghi M, Sabouri M, Faiz J. Diagnosis methods for stator winding faults in three-phase squirrel-cage induction motors. *Int Trans Electr Energy Syst* 2014;24:891–912. DIO: 10.1002/etep.1750.
- [164] Qi Y, Bostanci E, Zafarani M, Akin B. Severity Estimation of Interturn Short Circuit Fault for PMSM. *IEEE Trans Ind Electron* 2019;66:7260–9. DIO: 10.1109/TIE.2018.2879281.
- [165] Yang J, Dou M, Dai Z. Modeling and Fault Diagnosis of Interturn Short Circuit for Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor. *J Electr Comput Eng* 2015;2015:1–9. DIO: 10.1155/2015/168786.
- [166] Zhigang Sun, Jiabin Wang, Howe D, Jewell G. Analytical Prediction of the Short-Circuit Current in Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machines. *IEEE Trans Ind Electron* 2008;55:4210–7. DIO: 10.1109/TIE.2008.2005019.
- [167] Vaseghi B, Nahid-Mobarakeh B, Takorabet N, Meibody-Tabar F. Experimentally Validated Dynamic Fault Model for PMSM with Stator Winding Inter-Turn Fault. 2008 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet., IEEE; 2008, p. 1–5. DIO: 10.1109/08IAS.2008.24.
- [168] Taehyung Kim, Hyung-Woo Lee, Sangshin Kwak. The Internal Fault Analysis of Brushless DC Motors Based on the Winding Function Theory. *IEEE Trans Magn* 2009;45:2090–6. DIO: 10.1109/TMAG.2009.2013246.
- [169] Zafarani M, Bostanci E, Qi Y, Goktas T, Akin B. Interturn Short-Circuit Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines: An Extended Review and Comprehensive Analysis. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron* 2018;6:2173–91. DIO: 10.1109/JESTPE.2018.2811538.
- [170] Vaseghi B, Takorabet N, Nahid-Mobarakeh B, Meibody-Tabar F. Modelling and study of PM machines with inter-turn fault dynamic model-FEM model. *Electr Power Syst Res* 2011;81:1715–

22. DIO: 10.1016/j.epsr.2011.03.017.
- [171] Qi Y, Bostanci E, Gurusamy V, Akin B. A Comprehensive Analysis of Short-Circuit Current Behavior in PMSM Interturn Short-Circuit Faults. *IEEE Trans Power Electron* 2018;33:10784–93. DIO: 10.1109/TPEL.2018.2809668.
- [172] Lannoo J, Vanoost D, Peuteman J, Debruyne S, De Gersem H, Pissort D. Improved air gap permeance model to characterise the transient behaviour of electrical machines using magnetic equivalent circuit method. *Int J Numer Model Electron Networks, Devices Fields* 2020;33:1–18. DIO: 10.1002/jnm.2749.
- [173] Usman A, Joshi BM, Rajpurohit BS. Review of fault modeling methods for permanent magnet synchronous motors and their comparison. 2017 IEEE 11th Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, vol. 2017- Janua, IEEE; 2017, p. 141–6. DIO: 10.1109/DEMPED.2017.8062347.
- [174] Isermann R. *Fault-Diagnosis Applications*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2011. DIO: 10.1007/978-3-642-12767-0.
- [175] CLERC G, MARQUES J-C. *Induction Machine Diagnosis Using Observers*. Electr. Mach. Diagnosis, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc; 2013, p. 93–129. DIO: 10.1002/9781118601662.ch4.
- [176] Campos-Delgado DU, Espinoza-Trejo DR. An Observer-Based Diagnosis Scheme for Single and Simultaneous Open-Switch Faults in Induction Motor Drives. *IEEE Trans Ind Electron* 2011;58:671–9. DIO: 10.1109/TIE.2010.2047829.
- [177] Xu L, Ma R, Xie R, Xu J, Huangfu Y, Gao F. Open-Circuit Switch Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control for Output-Series Interleaved Boost DC–DC Converter. *IEEE Trans Transp Electrif* 2021;7:2054–66. DIO: 10.1109/TTE.2021.3083811.
- [178] Chen C, Yang Y, Zhang B, Gao S. The Diagnostic Method for Open-Circuit Faults in Inverters Based on Extended State Observer. *Math Probl Eng* 2021;2021:1–11. DIO: 10.1155/2021/5526173.
- [179] Espinoza Trejo D, Bárcenas E, Hernández Díez J, Bossio G, Espinosa Pérez G. Open- and Short-Circuit Fault Identification for a Boost dc/dc Converter in PV MPPT Systems. *Energies* 2018;11:616. DIO: 10.3390/en11030616.
- [180] Xiao F, He J, Zhang M. Demagnetization Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Motor with Inductance Disturbance. *J Adv Comput Intell Intell Informatics* 2021;25:647–54. DIO: 10.20965/jaciii.2021.p0647.
- [181] Chen T, Pan Y, Xiong Z. A Hybrid System Model-Based Open-Circuit Fault Diagnosis Method of Three-Phase Voltage-Source Inverters for PMSM Drive Systems. *Electronics* 2020;9:1251. DIO: 10.3390/electronics9081251.
- [182] Mateo Daniel Roig Greidanus. *Model-based control strategy to reduce the fault current of a synchronous generator under short-circuit*. Federal university of Santa Catarina, Brazil, 2020.
- [183] TayebiHaghighi S, Koo I. Fault Diagnosis of Rotating Machine Using an Indirect Observer and Machine Learning. 2020 Int. Conf. Inf. Commun. Technol. Converg., IEEE; 2020, p. 277–82. DIO: 10.1109/ICTC49870.2020.9289590.

- [184] Elbouchikhi E, Choqueuse V, Auger F, Benbouzid MEH. Motor Current Signal Analysis Based on a Matched Subspace Detector. *IEEE Trans Instrum Meas* 2017;66:3260–70. DIO: 10.1109/TIM.2017.2749858.
- [185] de Jesus Rangel-Magdaleno J, Peregrina-Barreto H, Ramirez-Cortes JM, Gomez-Gil P, Morales-Caporal R. FPGA-Based Broken Bars Detection on Induction Motors Under Different Load Using Motor Current Signature Analysis and Mathematical Morphology. *IEEE Trans Instrum Meas* 2014;63:1032–40. DIO: 10.1109/TIM.2013.2286931.
- [186] Trachi Y, Elbouchikhi E, Choqueuse V, Benbouzid MEH. Induction Machines Fault Detection Based on Subspace Spectral Estimation. *IEEE Trans Ind Electron* 2016;63:5641–51. DIO: 10.1109/TIE.2016.2570741.
- [187] Gao F, Zhang G, Li M, Gao Y, Zhuang S. Inter-turn Fault Identification of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Inverter Harmonics. *Energies* 2020;13:899. DIO: 10.3390/en13040899.
- [188] Liu Z, Zhang P, He S, Huang J. A Review of Modeling and Diagnostic Techniques for Eccentricity Fault in Electric Machines. *Energies* 2021;14:4296. DIO: 10.3390/en14144296.
- [189] He M, He D. A new hybrid deep signal processing approach for bearing fault diagnosis using vibration signals. *Neurocomputing* 2020;396:542–55. DIO: 10.1016/j.neucom.2018.12.088.
- [190] Krichen M, Elbouchikhi E, Benhadj N, Chaieb M, Benbouzid M, Neji R. Motor Current Signature Analysis-Based Permanent Magnet Synchronous Motor Demagnetization Characterization and Detection. *Machines* 2020;8:35. DIO: 10.3390/machines8030035.
- [191] Kwon BH, Kim S-H, Kim S-M, Lee K-B. Fault Diagnosis of Open-Switch Failure in a Grid-Connected Three-Level Si/SiC Hybrid ANPC Inverter. *Electronics* 2020;9:399. DIO: 10.3390/electronics9030399.
- [192] Ouadfel G, Houassine H, Gacemi A. Short Circuit Fault Detection in Photovoltaic Inverter Using FRA Analysis and FFT Method, 2021, p. 115–22. DIO: 10.1007/978-981-16-0378-5_16.
- [193] Duran MJ, Gonzalez-Prieto I, Rios-Garcia N, Barrero F. A Simple, Fast, and Robust Open-Phase Fault Detection Technique for Six-Phase Induction Motor Drives. *IEEE Trans Power Electron* 2018;33:547–57. DIO: 10.1109/TPEL.2017.2670924.
- [194] Gao Z, Cecati C, Ding S. A Survey of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Techniques Part II: Fault Diagnosis with Knowledge-Based and Hybrid/Active Approaches. *IEEE Trans Ind Electron* 2015:1–1. DIO: 10.1109/TIE.2015.2419013.
- [195] Wang C, Zhou L, Li Z. Survey of switch fault diagnosis for modular multilevel converter. *IET Circuits, Devices Syst* 2019;13:117–24. DIO: 10.1049/iet-cds.2018.5136.
- [196] Shi T, He Y, Wang T, Li B. Open Switch Fault Diagnosis Method for PWM Voltage Source Rectifier Based on Deep Learning Approach. *IEEE Access* 2019;7:66595–608. DIO: 10.1109/ACCESS.2019.2917311.
- [197] Choi S, Haque MS, Tarek MT Bin, Mulpuri V, Duan Y, Das S, et al. Fault Diagnosis Techniques for Permanent Magnet AC Machine and Drives—A Review of Current State of the Art. *IEEE Trans*

- Transp Electrif 2018;4:444–63. DIO: 10.1109/TTE.2018.2819627.
- [198] Kao I-H, Wang W-J, Lai Y-H, Perng J-W. Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Fault Diagnosis Based on Learning. *IEEE Trans Instrum Meas* 2019;68:310–24. DIO: 10.1109/TIM.2018.2847800.
- [199] Etefagh MM, Ghaemi M, Yazdanian Asr M. Bearing fault diagnosis using hybrid genetic algorithm K-means clustering. *2014 IEEE Int. Symp. Innov. Intell. Syst. Appl. Proc., IEEE; 2014*, p. 84–9. DIO: 10.1109/INISTA.2014.6873601.
- [200] Bouchareb I, Lebaroud A, Cardoso AJM, Lee S Bin. Towards Advanced Diagnosis Recognition for Eccentricities Faults: Application on Induction Motor. *2019 IEEE 12th Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, IEEE; 2019*, p. 271–82. DIO: 10.1109/DEMPED.2019.8864920.
- [201] Kou L, Liu C, Cai G, Zhou J, Yuan Q, Pang S. Fault diagnosis for open-circuit faults in NPC inverter based on knowledge-driven and data-driven approaches. *IET Power Electron* 2020;13:1236–45. DIO: 10.1049/iet-pel.2019.0835.
- [202] Sen B, Wang J. A Fast Detection Technique for Stator Inter-turn Fault in MultiPhase Permanent Magnet Machines using Model Based Approach. *7th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2014)*, Institution of Engineering and Technology; 2014, p. 2.2.04-2.2.04. DIO: 10.1049/cp.2014.0287.
- [203] Leboeuf N, Boileau T, Nahid-Mobarakeh B, Clerc G, Meibody-Tabar F. Real-Time Detection of Interturn Faults in PM Drives Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis. *IEEE Trans Ind Appl* 2011;47:2402–12. DIO: 10.1109/TIA.2011.2168929.
- [204] Yassa N, Rachek M. Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis. *Math Comput Simul* 2020;167:325–39. DIO: 10.1016/j.matcom.2018.04.012.
- [205] Sonje DM, Kundu P, Chowdhury A. A Novel Approach for Sensitive Inter-turn Fault Detection in Induction Motor Under Various Operating Conditions. *Arab J Sci Eng* 2019;44:6887–900. DIO: 10.1007/s13369-018-03690-w.
- [206] Hang J, Zhang J, Cheng M, Huang J. Online Interturn Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Machine Using Zero-Sequence Components. *IEEE Trans Power Electron* 2015;30:6731–41. DIO: 10.1109/TPEL.2015.2388493.
- [207] Fan Y, Li C, Zhu W, Zhang X, Zhang L, Cheng M. Stator Winding Interturn Short-Circuit Faults Severity Detection Controlled by OW-SVPWM Without CMV of a Five-Phase FTFSCW-IPM. *IEEE Trans Ind Appl* 2017;53:194–202. DIO: 10.1109/TIA.2016.2609848.
- [208] Guezmil A, Berriri H, Sakly A, Mimouni MF. Sliding Mode-Based Active Fault-Tolerant Control for Induction Machine. *Arab J Sci Eng* 2020;45:1447–55. DIO: 10.1007/s13369-019-03982-9.

المخلص: يهدف العمل البحثي الحالي إلى دراسة أنظمة تحويل طاقة المد والجزر التي تضم مولدا كهربائيا متزامنا ثنائي النجوم ذات مغناطيس دائم في ظل ظروف معيية. في البداية، تم تطوير خوارزمية تحكم تعتمد على نهج بدون أجهزة استشعار من أجل تحسين موثوقية هذه الأنظمة. عادة، موضع الجزء الدوار هو متغير شديد الحساسية والذي، بدلاً من قياسه، تم تقدير قيمته بواسطة مرشح كالمان الممتد. عند القيام بذلك، يظهر خطأ في التقدير، والذي عادة ما يكون غير خطير، ولكن يتم تضخيم تأثيره بسبب العدد الكبير للأقطاب المغناطيسية للمولد. يؤدي هذا الخطأ إلى زيادة التيار بسبب فقدان القدرة على التحكم في التيار المباشر للمولد. لضمان تشغيل آمن للمولد، تم اقتراح تقنية لتعويض الخطأ عن طريق تقديره. بعد ذلك، تمت دراسة نوعين من الأعطاب، عطب انفتاح قطب المحرك، وقصر الدارة بين الحلقات. تم إجراء تحليل تفصيلي لسلوك المحرك في ظل هذه الظروف. ثم تم اقتراح حل لضمان تشغيل آمن للجهاز دون تغيير بنيته (مع نقط محايدة معزولة) عند حدوث العطب الأول. ثم تم تطوير خوارزمية تشخيصية لخطأ قصر الدارة بين الحلقات والتي تسمح بالكشف الناجح وتقدير خطورة الخطأ.

الكلمات المفتاحية: توربين التيارات البحرية؛ مولد كهربائي متعدد الأطوار؛ محول الطاقة ساكن؛ النمذجة الديناميكية؛ تحكم بدون أجهزة استشعار؛ اشتغال مع وجود الأعطاب

Abstract: The present work is intended to study the tidal power systems featuring a dual star permanent magnet synchronous machine under faulty conditions. Initially, a control algorithm based on sensorless approach is developed in order to improve the reliability of such systems. Ordinary, rotor position is a highly sensitive variable which, instead of measuring it, its value is estimated by an extended Kalman filter. Doing so, an estimation error appears, which is usually non dangerous, but its effect is amplified by the high pole number of the machine. It induces an overcurrent because of the uncontrolled machine's direct axis current. To ensure a safe operation for the machine, a technic is proposed to compensate the error by estimating it. After that, two faults are studied, open phase fault (OPF), and inter-turn short fault (ITSF). For both faults, a detailed analysis of the machine behavior under these condition is conducted. A solution is proposed to permit a safe operation for the machine without changing its construction (with isolated neutrals) when an OPF occurs. A diagnostic algorithm is then developed for the ITSF which allows a successful detection and severity estimation for the fault.

Keywords: Tidal current turbine; Multiphase generator; static converter; dynamic modeling; sensorless operation; faulty mode operation

Résumé : Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit traitent des systèmes de conversion d'énergie marémotrice mettant en œuvre une machine synchrone à aimants permanents double étoile en fonctionnement en défauts. Initialement, une commande à minimisation du nombre de capteurs est développée dans le but d'améliorer la fiabilité de ces systèmes. La position du rotor est une grandeur très sensible à mesurer, dont la valeur est estimée par un filtre de Kalman étendu. De ce fait, une erreur d'estimation, habituellement non dangereuse, est apparue, mais son effet est amplifié par le grand nombre de pôles de la machine. Elle induit une surintensité à cause de la perte de contrôlabilité du courant direct de la machine. Une technique est donc proposée pour compenser cette erreur et rétablir le fonctionnement normal du système. Ensuite, deux défauts sont étudiés, le défaut d'ouverture de phase statorique et le court-circuit entre spires. Pour les deux défauts, une analyse détaillée du comportement de la machine sous ces conditions est effectuée. Une solution est proposée pour permettre à la machine de survivre au défaut d'ouverture d'une phase statorique sans avoir à modifier sa construction (en gardant ses neutres isolés). Un algorithme de diagnostic du défaut de court-circuit entre spires est ensuite proposé, qui permet de détecter la survenance du défaut et d'estimer sa sévérité.

Mots-clés : Hydrolienne; Génératrice polyphasée; Convertisseur statique; Modélisation dynamique; Commande sans capteur; Fonctionnement non conventionnel