

## Contribution à la commande résiliente aux défaillances des convertisseurs statiques et à la démagnétisation de la génératrice synchrone à aimants permanents d'une hydrolienne

Sana Toumi

#### ▶ To cite this version:

Sana Toumi. Contribution à la commande résiliente aux défaillances des convertisseurs statiques et à la démagnétisation de la génératrice synchrone à aimants permanents d'une hydrolienne. Autre. Université de Bretagne occidentale - Brest; Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse (Tunisie), 2017. Français. NNT: 2017BRES0120. tel-01719762v2

#### HAL Id: tel-01719762 https://theses.hal.science/tel-01719762v2

Submitted on 18 May 2018

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers. L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

## UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE



université de bretagne occidentale

#### THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE sous le sceau de l'Université Bretagne Loire pour obtenir le titre de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE Mention : Génie Electrique École Doctorale des Sciences pour l'Ingénieur

présentée par Sana TOUMI Préparée au sein de la EPI

Préparée au sein de la FRE CNRS 3744 IRDL Institut de Recherche Dupuy de Lôme En Cotutelle avec l'ENI de Sousse (Tunisie)

Contribution à la commande résiliente aux défaillances des convertisseurs statiques et à la démagnétisation de la génératrice synchrone à aimants permanents d'une hydrolienne Thèse soutenue le 9 décembre 2017 devant le jury composé de :

Jaleleddine BEN HADJ SLAMA Professeur, ENI Sousse, Tunisie / président

Jean Frédéric CHARPENTIER Maître de Conférence - HDR, Ecole Navale / examinateur

Maria PIETRZAK-DAVID Professeur, INP Toulouse / rapporteur

IIhem SLAMA-BELKHODJA Professeur, ENI Tunis, Tunisie / rapporteur

Yassine AMIRAT Enseignant-Chercheur, ISEN Yncréa Ouest, Brest / co-encadreur

Elshoussin ELBOUCHIKHI Enseignant-Chercheur, ISEN Yncréa Ouest, Brest / co-encadreur

Mohamed TRABELSI Maître de Conférences, ENI Sousse, Tunisie / co-encadreur

Mohamed Faouzi MIMOUNI Professeur, ENI Monastir, Tunisie / directeur de thèse

Mohamed BENBOUZID Professeur, Université de Bretagne Occidentale / directeur de thèse

## **AVANT-PROPOS**

Les travaux de cette thèse sont effectués au sein du l'unité de recherche **Etude des Systèmes Industriels et Energies Renouvelables (ESIER)** et au laboratoire **FRE CNRS 3744 IRDL (Institut de Recherche Dupuy de Lome)**. Dans ce cadre, j'ai l'agréable plaisir d'exprimer ma gratitude et mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail et ont accepté de me consacrer de leur temps et qui n'ont pas hésité à me montrer comment procéder pour maintenir le bon déroulement de mon projet.

Je tiens à exprimer mes vives gratitudes à Monsieur **Mohamed Faouzi MIMOUNI**, Professeur à l'école nationale d'ingénieurs de Monastir (ENIM) qui m'a suivie, guidée et aidée durant l'élaboration de ce travail. Son rigueur scientifique, ses critiques constructives et ses conseils avisés m'ont été d'une aide inestimable. Qu'il reçoive mes sincères remerciements.

Je tiens à témoigner ma profonde gratitude à Monsieur **Mohamed BENBOUZID**, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO), pour l'accueil chaleureux dont il m'a fait part au sein de son laboratoire de recherche. Je tiens également à lui faire part de toute ma gratitude, pour la confiance dont il a fait preuve à mon égard, pour la disponibilité et le soutien qu'il m'a prodigué, et ce en sus de ses nombreuses charges, pour sa vertu et la qualité de son encadrement.

J'exprime ma gratitude à Monsieur **Jaleleddine BEN HADJ SLAMA**, Professeur à l'école nationale d'ingénieurs de Sousse (ENISO), pour l'honneur qu'il m'a accordé d'avoir accepté de juger ce travail en tant que président de jury. Sa présence dans ce jury nous honore grandement.

Je présente mes sincères remerciements à Madame Ilhem SLAMA-BELKHODJA, Professeur à l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT), qui m'a fait l'honneur de siéger au jury en qualité de rapporteur.

Je tiens à remercier Madame **Maria PIETRZAK-DAVID**, Professeur à l'Institut National Polytechnique de *Toulouse* (INPT), pour l'intérêt qu'il a porté à cette thèse en acceptant d'être rapporteur.

Je tiens à exprimer ma vive reconnaissance à Monsieur **Jean Frédéric CHARPENTIER**, Maître de Conférences à l'Ecole Navale/Arts et métiers, pour avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie de ce jury.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur **Yassine AMIRAT**, Enseignant-Chercheur à l'ISEN Yncréa OUEST, Brest, pour ses remarques et ses critiques qui ont amélioré la qualité de ce travail.

Je tiens particulièrement à remercier Monsieur **Mohamed TRABELSI**, maître assistant à l'ENISO-Sousse et chercheur au laboratoire L2EP-ENSAM de Lille, pour ses conseils et ses connaissances qui m'ont été aidé pendant mes années de recherches.

Mes remerciements chaleureux vont également à Monsieur Elhoussin ELBOUCHIKHI, Enseignant-Chercheur à l'ISEN Yncréa OUEST, Brest et Monsieur Seifeddine BENELGHALI, Maître de Conférences à l'université d'Aix-Marseille, Marseille, pour leurs conseils utiles pour l'aboutissement de ce travail.







### LISTE DES PUBLICATIONS

Le travail présenté dans ce mémoire a fait l'objet d'un certains nombre de publications listées ci-dessous :

#### **REVUES INTERNATIONALES**

- [1] S. Toumi, Y. Amirat, E. Elbouchikhi, M. Trabelsi, M.E.H. Benbouzid, and M.F. Mimouni, "A comparison of fault-tolerant control strategies for a PMSG-based marine current turbine system under converter faulty conditions," *Journal of Electrical Systems*, vol. 13, n°3, pp. 472-488, June 2017.
- [2] S. Toumi, S. Benelghali, M. Trabelsi, E. Elbouchikhi, Y. Amirat, M.E.H. Benbouzid, and M.F. Mimouni, "Modeling and simulation of a PMSG-based marine current turbine system under faulty rectifier conditions," *Electric Power Components and Systems*, vol. 45, n°7, pp. 715-725, 2017.

#### **CONFERENCES INTERNATIONALES**

- [1] S. Toumi, Y. Amirat, E. Elbouchikhi, M. Trabelsi, M.F. Mimouni, and M.E.H Benbouzid, "Second-order sliding mode for marine current turbine fault-tolerant control," *in Proceedings of the* 2016 IEEE CEIT, Hammamet (Tunisia), pp. 1-6, December 2016.
- [2] S. Toumi, Y. Amirat, E. Elbouchikhi, M. Trabelsi, M.E.H Benbouzid, and M.F. Mimouni, "A simplified mathematical approach for magnet defects modeling in PMSG-based marine current turbine," *in Proceedings of the* 2016 IEEE STA, Sousse (Tunisia), pp. 1-6, December 2016.
- [3] S. Toumi, S. Benelghali, M. Trabelsi, E. Elbouchikhi, M.E.H. Benbouzid, and M.F. Mimouni, "Robustness analysis and evaluation of a PMSG-based marine current turbine system under faulty conditions," *in Proceedings of the* 2014 IEEE STA, Hammamet (Tunisia), pp. 631-636, December 2014.

## TABLE DES MATIERES

Int	Introduction générale		
Ch	Chapitre 1: Revue de l'état sur les systemes hydroliens et mise en contexte par rapport à leurs		
déf	aillances et à leurs contrôle résilient		
I.	Introduction	9	
II.	Energie marine	9	
Ι	I.1 L'énergie des vagues (houlomotrice)	9	
	II.1.1 Dispositif à corps flottant	. 10	
	II.1.2 Dispositif à colonne d'eau	. 10	
	II.1.3 Dispositifs à rampe de franchissement	. 11	
Ι	I.2 L'énergie thermique	. 11	
Ι	I.3 L'énergie des courants marins	. 12	
	II.3.1 L'usine marémotrice	. 12	
	II.3.2 Les chaînes de conversion hydroliennes	. 13	
	II.3.2.1 Principe de fonctionnement d'une chaîne de conversion hydrolienne	. 14	
	II.3.2.2 Avantages et inconvénients d'une chaîne de conversion hydrolienne	. 14	
	II.3.3 Production de l'énergie hydrolienne	. 13	
	II.3.2.3.1 Dans le monde.	16	
	II.3.2.3.2 En Tunisie	.16	
III.	Généralités sur les différentes technologies de la chaîne de conversion hydrolienne	. 16	
Ι	II.1 Structure à vitesse fixe	. 16	
Ι	II.2 Structure à vitesse variable	. 16	
	III.2.1 Structure à une MADA avec deux convertisseurs en série reliés au réseau	. 16	
	III.2.2 Structure avec une machine synchrone reliée au réseau par deux convertisseurs MLI en		
	série	. 17	
Ι	II.3 Synthèse	. 18	
IV.	Défauts dans la chaîne de conversion hydrolienne	. 19	
Ι	V.1 Défauts de la turbine	. 19	
Ι	V.2 Défauts du multiplicateur de vitesse	. 19	
Ι	V.3 Défauts dans la MSAP	. 19	
	IV.3.1 Etude statistique des défauts dans la machine synchrone à aimants permanents	. 20	
	IV.3.2 Défauts dans le stator	. 20	
	IV.3.2.1 Origine des défauts statoriques	. 21	
	IV.3.2.2 Défauts des enroulements	. 22	
	IV.3.2.2.1 Court-circuit entre les spires	. 22	
	IV.3.2.2.2 Court-circuit entre les phases	. 22	
	IV.3.2.2.3 Court-circuit entre phase et neutre	. 23	
	IV.3.2.3 Défauts de la culasse	. 24	
	IV.3.3 Défauts dans le rotor	. 24	
	IV.3.3.1 Défauts des roulements rotoriques	. 24	
	IV.3.3.2 Défauts dans les aimants	. 25	
	IV.3.3.3 Excentricité	. 25	
	IV.3.3.3.1 Excentricité statique	. 26	
	IV.3.3.3.2 Excentricité dynamique	. 26	

	IV.3.4 Commandes tolérantes aux défauts de la MSAP	27
	IV.3.4.1 Commande par linéarisation entrée-sortie	27
	IV.3.4.2 Commande par backstepping	27
	IV.3.4.3 Commande par mode glissant	28
Ι	V.4 Défauts dans les convertisseurs	28
	IV.4.1 Origines des défauts dans les convertisseurs	28
	IV.4.1.1 Origines externes	29
	IV.4.1.2 Origines internes	29
	IV.4.2 Méthodes de tolérance aux défauts des convertisseurs statiques	29
V.	Conclusion	30
Ch	apitre 2: Etude, modélisation et commande d'une chaîne de conversion hydrolienne	
I.	Introduction	34
II.	Modélisation de la chaîne de conversion	34
Ι	I.1 Modélisation des courants marins	34
	II.1.1 Origine des courants marins	34
	II.1.2 Le site choisi	36
	II.1.3 Modèle de la vitesse des courants marins	37
Ι	I.2 Modélisation de la turbine marine	37
Ι	I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	38
	II.3.1 Modélisation de la MSAP dans le repère (abc)	39
	II.3.2 Transformation de Park	41
Ι	I.4 Modélisation du convertisseur statique	43
III.	Stratégie de la commande de la chaîne de conversion	44
Ι	II.1 Commande MPPT : Maximum Power Point Tracking	45
	III.1.1 Principe de la commande MPPT	45
	III.1.2 Régulateur de la vitesse	45
Ι	II.2 Commande vectorielle	46
	III.2.1 Principe de la commande vectorielle	47
	III.2.2 Calcul des régulateurs des courants	47
IV.	Résultats de simulation	49
V.	Conclusion	53
Ch	apitre 3: Modélisation et commande résiliente d'un système hydrolien sous défaut du	
con	ivertisseur cote generatrice	
I.	Introduction	57
II.	Différents types de défauts des convertisseurs statiques	58
Ι	I.1 Défaillances de type basse impédance	59
Ι	I.2 Défaillances de type haute impédance	60
III.	Etude du fonctionnement du convertisseur en présence du défaut de circuit ouvert	60
Ι	II.1 Fonctionnement du convertisseur	60
	III.1.1 Circuit ouvert du transistor supérieur (T1) du bras A	60
	III.1.2 Circuit ouvert du transistor inférieur (T4) du bras A	61
	III.1.3 Circuit ouvert des deux transistors (T1) et (T4) du bras A	63
Ι	II.2 Discussion et analyse des résultats	64
IV.	Stratégies tolérantes au défaut de circuit ouvert	69
Ι	V.1 Première structure	69
Ι	V.2 Deuxième structure	69

V. Commandes tolérantes au défaut d'un circuit ouvert	70	
V.1 Commande par Backstepping	70	
V.2 Commande par mode glissant d'ordre 2	73	
VI. Résultats de simulation	75	
VII. Conclusion	78	
Chapitre 4: Modélisation et commande résiliente d'un système hydrolien sous défaut de		
désaimantation de la génératrice		

I.	Introduction	83
II.	Structure des MSAP	84
II.	1 Aimants en surface	84
II.	2 Aimants insérés	84
II.	3 Aimants enterrés	85
II.	4 Aimants à concentration de flux	85
III.	Description de la désaimantation	86
IV.	Causes de la désaimantation	88
IV	.1 Variation de la température	88
	IV.1.1 Diminution réversible de l'induction	88
	IV.1.2 Diminution irréversible de l'induction	88
	IV.1.3 Diminution irrémédiable de l'induction	89
IV	.2 Vieillissement de l'aimant	89
V.	Modélisation de la désaimantation en utilisant la méthode des circuits magnétiques équivalents	
(MC	ME)	89
VI.	Résultats de la simulation	91
VI	.1 Résultats de la simulation avec régulateurs PI	91
VI	.2 Résultats de la simulation avec la commande par mode glissant d'ordre 2	93
VII.	Conclusion	95
Cone	clusion générale	97
Réfé	rences bibliographiques1	00
Ann	exes1	07

## LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Présentation du Pelamis [3].	10
Figure I.3 : Dispositif de 'Wave Dragon' [1].	11
Figure I.4 : ETM de 1MW [1]	12
Figure I.5 : Usine marémotrice [3].	13
Figure I.6 : Le barrage de la Rance en France [3].	13
Figure I.7 : Machine asynchrone liée directement au réseau [11]	16
Figure I.8 : MADA avec 2 convertisseurs MLI en série reliés au réseau [12]	17
Figure I.9: Machine synchrone à aimants permanents reliée au réseau par deux convertisseurs en [14]. 18	série
Figure I.10 : Répartition des défauts dans la MSAP [22]	20
Figure I.11 : Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique	21
Figure I.12 : Court-circuit entre spires.	22
Figure I.13 : Court-circuit entre phases	23
Figure I.14 : Court-circuit entre phase et neutre	23
Figure I.15 : Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuits statoriques [30]	23
Figure I.16: Point limite de désaimantation réversible	25
Figure I.17 : Rotor aligné au stator [35].	26
Figure I.18 : Excentricité statique [35]	26
Figure I.19 : Excentricité dynamique [36].	27
Figure I.20 : Schéma d'un redresseur et un onduleur triphasé.	28
Figure I.21 : Différentes techniques d'isolation du défaut	30
Figure II.1 : Structure de la chaîne de conversion	34
Figure II.2 : Influence de la lune et du soleil sur le phénomène de marée [59].	35
Figure II.3 : Secteur choisi pour l'installation de la chaîne de conversion hydrolienne [63]	36
Figure II.4 : Profondeurs du secteur choisi [63]	36
Figure II.5 : Coefficient de puissance de la turbine	38
Figure II.6 : Structure de la MSAP dans le repère ( <i>a</i> , <i>b</i> , <i>c</i> ).	39
Figure II.7 : Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park ( <i>d</i> , <i>q</i> )	42
Figure II.8 : Schéma électrique d'un redresseur triphasé	43
Figure II.9 : Schéma de la commande de l'ensemble de la chaîne de conversion	44
Figure II.10: Boucle pour la régulation de la vitesse Ω	46
Figure II.11 : Schéma de la boucle de régulation du courant <i>isd</i>	49
Figure II.12 : Schéma de la boucle de régulation du courant <i>isq</i>	49
Figure II.13 : Vitesse des courants marins	50
Figure II.14 : Puissance de la MSAP	50
Figure II.15 : Vitesse de la MSAP.	51
Figure II.16 : Courant direct isd	51
Figure II.17 : Courant quadratique <i>isq</i>	52
Figure II.18 : Couple électromagnétique de la MSAP.	52
Figure II.19 : Courants de la MSAP	53
Figure III.1 : Structure du convertisseur coté machine.	58
Figure III.2 : Convertisseur avec premier bras court-circuité	59
Figure III.3 : Structure du convertisseur avec un circuit ouvert de T1	60

Figure III.4 : Etats de conduction des interrupteurs et passage du courant dans chaque bras lorsque 7	Γ1
est défectueux	. 61
Figure III.5 : Structure du convertisseur avec un circuit ouvert de T4	. 62
Figure III.6 : Etats de conduction des interrupteurs et passage du courant dans chaque bras lorsque 7	Г4
est défectueux	. 62
Figure III.7 : Structure du convertisseur avec un circuit ouvert multiple (T1 et T4).	. 63
Figure III.8 : Résultats de simulation pour un circuit ouvert du T1: (a, a') courants, (b, b') tension en	ntre
phases U <sub>AB</sub> , (c, c') tension de charge V <sub>AN</sub>	. 65
Figure III.9 : Résultats de simulation pour un circuit ouvert du T4: (a, a') courants, (b, b') tension en	ntre
phases U <sub>AB</sub> , (c, c') tension de charge V <sub>AN</sub>	. 66
Figure III.10 : Résultats de simulation pour un circuit ouvert du T1 et du T5: (a, a') courants, (b)	
tension entre phases U <sub>AB</sub> , (c) tension de charge V <sub>AN</sub> .	. 67
Figure III.11 : (a) Puissance de la GSAP, (b) Zoom.	. 68
Figure III.12 : (a) Vitesse de la GSAP, (b) Zoom.	. 68
Figure III.13 : (a) Couple de la GSAP, (b) Zoom.	. 68
Figure III.14 : Première stratégie tolérante au défaut de circuit ouvert	. 70
Figure III.15 : Deuxième stratégie tolérante au défaut de circuit ouvert	. 70
Figure III.16 : Système de contrôle global basé sur la commande tolérante au défaut	. 76
Figure III.17 : Courant <i>i<sub>a</sub></i>	. 76
Figure III.18 : Courant <i>i</i> <sub>b</sub>	. 77
Figure III.19 : Courant <i>i</i> <sub>c</sub>	. 77
Figure III.20 : Puissance de la GSAP	. 77
Figure III.21 : Vitesse de la GSAP	. 78
Figure III.22 : Couple de la GSAP.	. 78
Figure IV.1 : Aimants en surface.	. 84
Figure IV.2 : Aimants insérés	. 85
Figure IV.3 : Aimants enterrés.	. 85
Figure IV.4 : Aimants à concentration de flux.	. 86
Figure IV.5 : Courbe du cycle d'hystérésis $B=f(H)$ [118]	. 86
Figure IV.6: Courbes de désaimantation de différents aimants [118]	. 88
Figure IV.7 : Vitesse de la MSAP ( <i>k</i> =5%).	. 92
Figure IV.8 : Vitesse de la MSAP (k=10%).	. 92
Figure IV.9 : Vitesse de la MSAP (k=20%).	. 92
Figure IV.10 : Vitesse de la MSAP ( <i>k</i> =25%)	. 93
Figure IV.11 : Vitesse de la MSAP ( <i>k</i> =30%)	. 93
Figure IV.12 : Vitesse de la MSAP	. 94
Figure IV.13 : Couple électromagnétique de la MSAP	. 94
Figure IV.14 : Puissance de la MSAP	. 94

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Caractéristiques des différentes structures de conversion de l'énergie des courants	
marins	18
Tableau III.1: Etats de conduction des interrupteurs lorsque T1 est défectueux	61
Tableau III.2: Etats de conduction des interrupteurs lorsque T4 est défectueux	63

## **ACRONYMES ET ABREVIATIONS**

EDF	Electricité de France
MAS	Machine asynchrone
MADA	Machine asynchrone doublement alimentée
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
GSAP	Génératrice synchrone à aimants permanents
IGBT	Insulate Gate Bipolar Transistor
PI	Proportionnel Intégral
MPPT	Maximum Power Point Traking
SHOM	Service Hydrographique et Océanographique de la Marine française
AP	Aimants Permanents
MEF	Méthode des Eléments Finis
MCME	Méthode du Circuit Magnétique Equivalent
FEM	Force Electromotrice

## NOMENCLATURE

$v_m$	=	Vitesse des courants marins
$v_{me}$	=	Vitesse des courants marins des mortes eaux
$v_{ve}$	=	Vitesse des courants marins des vives eaux
Cp	=	Coefficient de puissance
ρ	=	Masse volumique de l'eau
$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{m}}$	=	Puissance mécanique
r	=	Rayon de la turbine
λ	=	Vitesse spécifique
β	=	Angle de direction des pales
v(i)	=	Tension (Courant)
S	=	Indice du stator
a, b, c	=	Indices du repère de base
$R_s$	=	Résistance du stator
L <sub>s</sub>	=	Inductance du stator
L	=	Inductance cyclique
М	=	Inductance mutuelle
ψ	=	Flux du stator
$\psi_m$	=	Flux des aimants
θ	=	Position angulaire électrique
$C_m(C_{em})$	=	Couple mécanique (Electromagnétique)
$J_t$	=	Moment d'inertie total (turbine et MSAP)
f	=	Coefficient de frottement
p	=	Nombre du paire des pôles
Ω	=	Vitessse mécanique
$\boldsymbol{\Phi}_a$	=	Flux induit par les aimants permanents
<b>d</b> , q	=	Indices du repère de Park
$b_1$	=	Gain proportionnel du régulateur de la vitesse
$\boldsymbol{b_0}$	=	Gain intégral du régulateur de la vitesse
ω0	=	Pulsation propre
ξ	=	Facteur d'amortissement

K <sub>p</sub>	=	Gain proportionnel des régulateurs des courants
K <sub>i</sub>	=	Gain intégral des régulateurs des courants
B	=	Induction magnétique
$B_r$	=	Induction magnétique rémanente
H	=	Champ magnétique
H <sub>c</sub>	=	Champ coercitif
$\boldsymbol{\theta}_m$	=	Position angulaire mécanique
e	=	Force électromotrice
n	=	Ordre d'harmonique
$E_n$	=	Amplitude de la FEM
k	=	Coefficient du défaut
N <sub>s</sub>	=	Nombre des encoches au stator
N <sub>e</sub>	=	Nombre des enroulements dans une phase

# Introduction Générale

Actuellement, une grande partie de la production mondiale d'électricité est assurée par les énergies non renouvelables générées par les matières fossiles à savoir le gaz naturel, le pétrole et l'énergie nucléaire. Les énergies non renouvelables engendrent une pollution environnementale importante par rejet des gaz à effet de serre. Aussi, la forte consommation de ces énergies réduit les réserves pour les générations futures d'une façon dangereuse. Alors pour réduire ce danger et cette pollution, la solution est l'utilisation des énergies renouvelables. Plusieurs types d'énergies renouvelables existent à savoir les énergies issues de la chaleur, du vent, du soleil, de la biomasse ou de l'eau. Ces énergies présentent plusieurs avantages puisqu'elles sont à ressource illimitée, gratuites et n'engendrent pas d'émissions polluantes.

L'utilisation des énergies renouvelables pour générer de l'énergie électrique est en croissance soutenue. Dans ce contexte, on va étudier l'énergie issue des courants marins. Il

s'agit plus particulièrement de s'intéresser à la commande tolérante aux défauts des systèmes de récupération de l'énergie des courants marins. Le travail présenté dans le cadre de cette thèse est intitulé « Contribution à la commande résiliente aux défaillances des convertisseurs statiques et à la démagnétisation de la génératrice synchrone à aimants permanents d'une hydrolienne».

Le potentiel de la production d'électricité à partir des courants marins est très intéressant. Il est estimé à une production de 100 GW dans le monde. Aussi, les courants marins sont prédictibles et leurs vitesses varient d'une façon lente ce qui rend la production d'énergie avec les hydroliennes ainsi prédictible. Certes, ces chaînes de conversion d'énergie sont exposées et soumises à des contraintes fonctionnelles et environnementales importantes et sévères. D'une part, ces contraintes sont dues aux conditions environnementales sévères à cause de leur emplacement géographique (installation sous mer) et d'autre part à l'accroissement en puissance, ce qui implique une augmentation des tensions et/ou des courants transités. Cette nécessité favorise inévitablement la dégradation des performances des différents blocs fonctionnels de ces systèmes et l'accélération de leur processus de vieillissement, conduisant ainsi à l'apparition des défauts d'origines mécaniques et/ou électriques. Comme l'accès à ces chaînes de conversion est très difficile, leurs coûts d'exploitation et de maintenance sont très importants. Ainsi, pour réduire ces coûts, la mise en place des commande tolérantes aux défauts, fonctionnant en temps réel, de ces systèmes permettra d'améliorer la fiabilité, les performances et réduire les coûts relatifs au fonctionnement en mode dégradé et aux opérations de maintenance.

Le but des travaux de cette thèse est l'étude, la modélisation et la simulation d'une chaîne de conversion hydrolienne dans le cas sain et le cas d'un défaut (soit au niveau de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ou au niveau du convertisseur statique). Il s'agira donc d'étudier les différentes commandes tolérantes aux défauts utilisées en cas d'un défaut au niveau de la génératrice ou au niveau de l'électronique de puissance associée.

Dans ce mémoire, le travail est subdivisé en quatre chapitres présentés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous allons donner un état de l'art sur les différents types d'énergies de la mer en insistant sur les hydroliennes. De plus, nous allons décrire son principe de fonctionnement et donner les différentes chaînes de conversion hydroliennes les plus souvent utilisées. D'autre part, nous allons discuter les différents types de défauts qui peuvent apparaître dans les différents blocs de cette chaîne de conversion (la turbine, le multiplicateur de vitesse, la machine synchrone à aimants permanents ou les convertisseurs statiques). Nous allons présenter également leurs origines, leurs effets sur les performances de toute la chaîne de conversion ainsi que les différentes stratégies et commandes tolérantes à ces défauts.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude, la modélisation et la simulation d'une chaîne de conversion hydrolienne. Cette chaîne est constituée par la turbine, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et le convertisseur statique (redresseur triphasé). Dans un premier lieu et en tenant compte des caractéristiques géométriques et hydrographiques du site du Raz de Sein (Bretagne, France), nous nous intéressons à la modélisation des courants marins. La turbine sera modélisée par sa puissance extraite. Une étude détaillée sera faite pour la génératrice synchrone à aimants permanents. Le convertisseur statique sera modélisé à base d'IGBTs. De plus, nous allons mettre en œuvre une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) afin d'extraire le maximum de puissance hydrolienne et le transfert vers un bus continu à travers le convertisseur statique. Une commande vectorielle basée sur l'utilisation des régulateurs de type proportionnel intégral PI sera proposée pour la génératrice.

Dans le troisième chapitre, le défaut de type 'circuit ouvert' dans le convertisseur statique sera étudié d'une façon approfondie tout en décrivant son impact sur le comportement de toute la chaîne (courants, tensions, vitesse, puissance, couple). Afin de remédier aux dégradations engendrées par ce défaut, on va adopter une autre structure du convertisseur statique basée sur des triacs. De plus, une comparaison entre la commande conventionnelle basée sur les régulateurs PI, la commande par mode glissant d'ordre 2 et la commande par backstepping sera présentée. Cette comparaison montre que la commande par mode glissant d'ordre 2 est la plus efficace en cas de défaut de circuit ouvert pour maintenir la puissance optimale et les meilleures performances dynamiques de la chaîne de conversion hydrolienne.

Le quatrième chapitre porte sur les défauts des aimants permanents au niveau du rotor de la génératrice. En effet, les aimants permanents souffrent généralement des effets de la désaimantation ce qui diminue énormément leur induction rémanente. Cette défaillance engendre une dégradation des performances globales de la génératrice. Par conséquent, une technique basée sur la méthode du circuit magnétique équivalent (MCME) est proposée pour la modélisation de la MSAP en présence de ce défaut. De plus, les techniques de commandes classiques telles que les régulateurs PI sont très sensibles aux conditions défectueuses et à leurs conséquences. Alors, une stratégie de contrôle par mode glissant du deuxième ordre est nécessaire afin d'obtenir de bonnes performances pour toute la chaîne de conversion hydrolienne.

4

La thèse sera clôturée par une conclusion générale et des perspectives pour des travaux futurs.



## Revue sur l'état de l'art sur les systèmes hydroliens et mise en contexte par rapport à leurs défaillances et à leurs contrôle résilient

I.	Introduction	9
II.	Energie marine	9
II	I.1 L'énergie des vagues (houlomotrice)	9
	II.1.1 Dispositifs à  à corps flottant	
	II.1.2 Dispositifs à colonne d'eau	
	II.1.3 Dispositifs à rampe de franchissement	11
II	I.2 L'énergie thermique	11
II	I.3 L'énergie des courants marins	12
	II.3.1 L'usine marémotrice	
	II.3.2 Les chaines de conversion hydroliennes	13
	II.3.2.1 Principe de fonctionnement d'une chaine de conversion hydrolienne	14
	II.3.2.2 Avantages et inconvénients d'une chaine de conversion hydrolienne	14
	II.3.2.3 Production de l'énergie hydrolienne	15
	II.3.2.3.1 Dans le monde	15
	II.3.2.3.2 En Tunisie	15

7

III. Généralités sur les différentes technologies de la chaine de conversion hydrolienne	16
III.1 Structure à vitesse fixe	16
III.2 Structure à vitesse variable	16
III.2.1 Structure à une MADA avec deux convertisseurs en série reliés au réseau	16
III.2.2 Structure avec une machine synchrone relié au réseau par deux convertisseurs ML	I en
Série	17
III.3 Synthèse	
IV. Défauts dans la chaîne de conversion hydrolienne	19
IV.1 Défauts de la turbine	19
IV.2 Défauts du multiplicateur de vitesse	19
IV.3 Défauts dans la MSAP	
IV.3.1 Etude statistique des défauts dans la machine synchrone à aimants permanents	
IV.3.2 Défauts dans le stator	
IV.3.2.1 Origine des défauts statoriques	21
IV.3.2.2 Défauts des enroulements	
IV.3.2.2.1 Court-circuit entre les spires	
IV.3.2.2.2 Court-circuit entre les phases	
IV.3.2.2.3 Court-circuit entre phase et neutre	
IV.3.2.3 Défauts de la culasse	
IV.3.3 Défauts dans le rotor	
IV.3.3.1 Défauts des roulements rotoriques	
IV.3.3.2 Défauts dans les aimants	25
IV.3.3.3 Excentricité	25
IV.3.3.3.1 Excentricité statique	
IV.3.3.3.2 Excentricité dynamique	
IV.3.4 Commandes tolérantes aux défauts de la MSAP	
IV.3.4.1 Commande par linéarisation entrée-sortie	
IV.3.4.2 Commande par backstepping	
IV.3.4.3 Commande par mode glissant	
IV.4 Défauts dans les convertisseurs	
IV.4.1 Origines des défauts dans les convertisseurs	
IV.4.1.1 Origines externes	
IV.4.1.2 Origines internes	
IV.4.2 Méthodes de tolérance aux défauts des convertisseurs statiques	
V. Conclusion	30

#### I. Introduction

Comme la mer est répartit sur les deux tiers de la terre, elle transporte, prélève et accumule des grandes quantités d'énergies renouvelables d'origine mécanique et thermique. Leur production n'engendre pas de gaz à effet de serre.

Dans ce chapitre, on va citer, d'une part, un état de l'art sur les énergies marines en insistant sur l'énergie des courants marins. D'autre part et grâce aux développements dans la technologie de l'électronique de puissance, du calcul numérique et des matériaux, une idée sur des différentes chaînes de conversion hydrolienne sera donnée.

D'autre part, puisque l'utilisation des hydroliennes possède aujourd'hui une grande importance dans la production de l'énergie électrique, la surveillance et la détection des défauts existants dans une chaîne de conversion de l'énergie cinétique deviennent primordiaux pour minimiser le coût de la maintenance et assurer la continuité de la production d'énergie électrique. Alors, nous allons discuter les différents types des défauts qui peuvent exister dans cette chaîne, que ce soit au niveau de la turbine, au niveau du multiplicateur de vitesse, au niveau de la machine synchrone à aimants permanents ou au niveau des convertisseurs statiques en présentant également les conditions d'apparition de ces défauts et leurs effets sur les performances de toute la chaîne de conversion. Les différentes stratégies et commandes tolérantes aux défauts machines ou convertisseurs seront mis en œuvre.

#### II. Energie marine

En 2012, l'énergie marine produit de l'électricité avec un taux de 0.01% de la production d'électricité d'origine renouvelable ce qui correspond à 0.54 TWh [1]. Cette énergie peut être utilisée sous plusieurs formes à savoir l'énergie des vagues (houlomotrice), l'énergie thermique et l'énergie des courants marins [1-2].

#### II.1 L'énergie des vagues (houlomotrice)

L'énergie des vagues est définit par l'énergie d'origine potentielle et cinétique reliée au déplacement des eaux de la surface de la mer sous l'effet de la houle. En effet, le vent génère la houle en soufflant sur la surface de la mer. Cette houle diffuse sur des longues distances sans pertes par dissipation [1]. Selon le « World Energy Council », la production de l'énergie houlomotrice est estimée de 150 à 700 TWh/an [2].

Les dispositifs utilisés pour ce type d'énergie sont généralement trois : les dispositifs à corps flottant, les dispositifs à colonne d'eau et les dispositifs à rampe de franchissement.

#### **II.1.1 Dispositif à corps flottant**

Le Pelamis est le système le plus commercialisé (modèle P750). Il est composé de quatre cylindres métalliques reliés par trois articulations. Il possède un diamètre de 4.6 m, une longueur de 123 m et un poids de 700 tonnes (380 tonnes d'acier). L'avantage de ce système est son comportement flexible qui lui fait accompagner le mouvement de la surface de la mer. Cette flexibilité lui permet de supporter des vagues dont leur variation est très grande. La figure I.1 présente le Pelamis.



Figure I.1 : Présentation du Pelamis [3].

#### II.1.2 Dispositifs à colonne d'eau

Les dispositifs à colonne d'eau sont les plus utilisés. Les flux et les reflux d'air passent par les trous existants sur les côtes rocheuses dans une cavité soumise aux fluctuations des houles [3].



Figure I.2 : LIMPET [3].

On peut citer le système LIMPET, comme la figure I.2 l'indique, utilisé par la société Wavegen. Il est installé à la fin de l'année 1980 à l'île d'Islay en Ecosse. Sa puissance est estimée de 500 kW [3]. Le système LIMPET est constitué par trois colonnes d'eau avec une surface globale de 169 m<sup>2</sup>, il permet de capter les changements de pression de ces trois colonnes. Le turbogénérateur est composé de deux turbines avec un diamètre de 2,6 m, elles tournent dans le même sens. Chaque turbine est alimentée par une machine asynchrone à double alimentation à vitesse variable de 250 kW.

#### II.1.3 Dispositifs à rampe de franchissement

Les vagues permettent la constitution d'une quantité d'eau ayant une hauteur supérieure à la surface de la mer. Ce dispositif exploite l'énergie potentielle de cette quantité d'eau. En effet, cette quantité d'eau s'accumule dans un réservoir central. Puis, l'eau ainsi stockée, produit de l'électricité à travers une turbine. En 2007, la société « Wave Energy Technology » a crée le système de "Wave Dragon" illustré par la figure I.3. Ce système possède une taille réelle de 300 x 170 m avec une hauteur de 19 m et un poids de 33 ktonnes. Aussi, son installation peut faite entre 25 et 100 Km des côtes dont la profondeur optimale d'ancrage est de 20 à 50 m. Avec ces conditions et dans le cas où la puissance de vagues est de 36 kW/m, le dispositif à rampe de franchissement peut générer jusqu'à 7 MW de l'énergie électrique [1].



Figure I.3 : Dispositif de 'Wave Dragon' [1].

#### **II.2** L'énergie thermique

La température des eaux de la surface de la mer possède une valeur entre 25 et 30°C, alors que la température des eaux de la profondeur (à 1000 mètres sous la surface) est de 4°C. La conversion de ce changement de température donne de l'énergie électrique. Le processus de ce type de production est nommé 'Énergie Thermique des Mers' (ETM).

L'ETM, illustré par la figure I.4, est composée d'un condenseur, un évaporateur, des pompes, une turbine, des conduites d'eau chaude et froide et d'autres équipements nécessaires pour son fonctionnement [1,3]. L'énergie thermique des mers génère de l'énergie grâce à la présence d'un liquide dont le point de condensation est environ 4°C. Le principe de fonctionnement de l'ETM est présenté comme suit : le liquide se transforme en vapeur grâce au contact entre l'eau chaude de la surface de la mer et l'évaporateur. Ensuite, la pression générée par ce vapeur pénètre dans un turbogénérateur pour provoquer la rotation de la turbine et générer de l'énergie électrique. Le vapeur, perdu de la pression, entre dans un condenseur pour retourner à l'état liquide au contact de l'eau froide de la profondeur. D'une façon générale, le fonctionnement d'une centrale ETM est assuré dans le cas où le différentiel de températures entre l'eau chaude et l'eau froide est de l'ordre de 22°C. Toutefois, plus que la différence entre les deux températures est élevé, plus que la production de l'énergie électrique est importante.



Figure I.4 : ETM de 1MW [1].

#### II.3 L'énergie des courants marins

L'énergie des courants marins est l'exploitation de l'énergie cinétique et potentielle des masses d'eau qui subissent des déplacements soit par les courants de marées, les écoulements ou les courants océaniques continus. Cette énergie peut être présentée sous deux types :

- Énergie potentielle (en utilisant les changements du niveau de la mer) : le cas de l'usine marémotrice de la Rance.
- Énergie cinétique (en utilisant les courants marins).

#### II.3.1 L'usine marémotrice

L'usine marémotrice possède le même principe de fonctionnement d'une usine hydroélectrique. Comme la figure I.5 l'indique, l'usine marémotrice est composée par un barrage qui divise la mer en un ou plusieurs réservoirs. Cette séparation crée une différence entre les niveaux des eaux utilisées pour engendrer la rotation de la turbine et générer l'électricité [3].



Figure I.5 : Usine marémotrice [3].

Le barrage de la Rance en France, construit dans les années 60, est le barrage le plus connu. Il est composé par 24 turbines et possède une longueur de 750 m. Sa production d'électricité est de l'ordre de 240 MW.



urces : icoe2008.com - barrage de la Rance France

Figure I.6 : Le barrage de la Rance en France [3].

L'usine marémotrice possède plusieurs avantages puisqu'elle est prédictible et régulière (3500 h/an), cependant, elle a besoin des marnages importants et un estuaire pour être rentable. Aussi, les coûts de l'exploitation et de la maintenance sont très élevés, ce qui rend l'utilisation de ces projets limitée.

#### II.3.2 Les chaînes de conversion hydroliennes

Une hydrolienne est une turbine sous-marine qui utilise l'énergie cinétique des courants marins ou de cours d'eau, comme une éolienne utilise l'énergie cinétique de l'air. Cet énergie est transformée en énergie mécanique qui, elle est transformée en énergie électrique.

#### II.3.2.1 Principe de fonctionnement d'une chaîne de conversion hydrolienne

Le principe de fonctionnement d'une chaîne de conversion hydrolienne est semblable à celui d'une chaîne de conversion éolienne avec l'existence des quelques différences ; la densité de l'eau est 800 fois plus grande que celle de l'air, pourtant, la vitesse des vents est généralement supérieure à celle des courants marins. De plus, à dimensions égales, la production d'électricité obtenue par les hydroliennes est plus importante que celle obtenue par les éoliennes. Le fonctionnement se déroule comme suit : les pâles de la turbine transforment l'énergie cinétique des courants marins en énergie mécanique sur l'arbre du générateur. L'arbre principal dans la nacelle entraîne un alternateur pour générer de l'énergie électrique. L'utilisation d'un multiplicateur permet d'augmenter la vitesse du rotor (de 12 à 15 tr/mn) jusqu'à atteindre une vitesse de l'ordre de 1500 tr/mn. Les convertisseurs de puissance permettent l'adaptation de la fréquence du courant généré par l'éolienne à celle du réseau électrique (50 Hz). La tension générée par l'alternateur est augmentée en utilisant un transformateur de puissance, installée à l'intérieur de la nacelle ou du mât, afin d'obtenir une tension dont la valeur est de l'ordre de 20 ou 30 kV [7].

#### II.3.2.2 Avantages et inconvénients d'une chaîne de conversion hydrolienne

La chaîne de conversion hydrolienne possède plusieurs avantages, contredits par quelques inconvénients.

#### Avantages

- La production d'électricité obtenue par les hydroliennes est plus importante que celle obtenue par les éoliennes malgré la réduction de sa taille par rapport à celle d'une éolienne.
   Ceci est grâce à la densité de l'eau qui est de l'ordre de 800 fois celle de l'air.
- Les courants marins ne sont pas aléatoires mais ils sont généralement prévisibles (en utilisant les éphémérides) alors on peut estimer d'avance la production d'électricité.
- L'énergie obtenue à partir des courants marins est gratuite et n'engendre pas des déchets radioactifs.
- Existence de nouvelles structures d'hydroliennes écologiques semi-immergés qui ne possèdent aucun effet néfaste sur les poissons [8].

#### Inconvénients

Pour assurer un bon fonctionnement d'une hydrolienne, il faut éviter l'évolution des algues et des organismes à l'entourage de l'hydrolienne en utilisant un ensemble des produits toxiques pour la faune et la flore marine appelé un "antifouling". L'utilisation régulière de ces produits est inenvisageable puisqu'elle se fait sous l'eau et elle engendre aussi un risque pour l'environnement [9].

- Dans le cas où les eaux sont turbides, l'érosion par le sable des pâles de la turbine ou des pièces mobiles est très forte. Par conséquent, la présence d'un entretien fréquent est nécessaire, mais, il est difficile puisqu'un tel entretien permet à l'eau de pénétrer et endommager tous les systèmes (électriques et mécaniques) [119].
- Les poissons et les mammifères marins peuvent heurter les pâles de la turbine ce qui provoque leurs blessure [10].
- Le raccordement d'une chaîne de conversion hydrolienne avec le réseau possède un coût élevé puisqu'il nécessite un type spécial des câbles sous marins.

#### II.3.2.3 Production de l'énergie hydrolienne

#### II.3.2.3.1 Dans le monde

En 2003, l'électricité de France EDF a fait des études afin de disposer des turbines marines pour transformer l'énergie des courants marins en une énergie électrique. D'après EDF, le potentiel de la production européenne de l'énergie hydrolienne représente aujourd'hui 15 GW dont 48% sont au Royaume-Uni, 42% en France et 8% en Irlande [4-5]. En effet, les sites, dont les courants marins sont intenses, sont trouvés dans le voisinage du littoral européen : la Chaussée de Sein (3 m/s), le Fromveur à Ouessant (4 m/s), les Héaux de Bréhat (Parc hydrolien de Paimpol–Bréhat avec une production annuelle de 3 GWh), le Cap Fréhel (2 m/s) et le Raz Blanchard (5 m/s) [6-7].

#### II.3.2.3.2 En Tunisie

En Tunisie, les hydroliennes ne sont pas exploitées pour plusieurs raisons :

\*Raisons climatiques : les hydroliennes nécessitent des zones dont les courants marins sont forts. Ces zones sont essentiellement localisés dans les océans (la manche, la mer de nord, la mer Baltique) et leurs installations dans la méditerrané semble difficile.

\*Raisons économiques : le coût de l'installation d'une hydrolienne est d'environ 3.8 millions d'euro pour chaque mégawatt installé ainsi que le coût de sa maintenance.

## III. Généralités sur les différentes technologies de la chaîne de conversion hydrolienne

Pour générer de l'électricité à partir des courants marins, ils existent des différentes technologies de la chaîne de conversion hydrolienne. On distingue généralement deux types de structure: les structures à vitesse fixe et les structures à vitesse variable.

#### III.1 Structure à vitesse fixe

Cette structure, donnée par la figure I.7, est composée par un multiplicateur de vitesse associé à la MAS et un siège de condensateurs pour assurer la magnétisation et la compensation de la puissance réactive au réseau, sa vitesse est exigée par le nombre de pôles de la machine et la fréquence du réseau. Pour ces types d'applications, la machine asynchrone est la plus utilisée grâce aux nombreux avantages tels que le faible coût, l'absence de système balais collecteur et la robustesse. Son inconvénient est l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable, de plus, le coût de maintenance est élevé et la puissance générée n'est pas maximale [11].



Figure I.7 : Machine asynchrone liée directement au réseau [11].

#### III.2 Structure à vitesse variable

Les structures à vitesse variable sont plus avantageux par rapport aux celles à vitesse fixe puisqu'elles nécessitent un système d'orientation des pâles simple, permettent la réduction des contraintes mécaniques et du bruit pour un fonctionnement à une puissance faible, augmentant la plage de fonctionnement et assurant une bonne intervention dans le réseau électrique.

#### III.2.1 Structure à une MADA avec deux convertisseurs en série reliés au réseau

La Machine Asynchrone Double Alimentation (MADA) à rotor bobiné présente un atout considérable dans la génération de grandes puissances électriques. Le stator de cette machine contient un bobinage triphasé qui est directement relié au réseau et le bobinage triphasé du rotor est connecté à ce même réseau via un convertisseur commandé. Le redresseur (coté machine) fonctionne à fréquence variable avec une faible puissance de l'ordre de 25% de la puissance nominale fournie au réseau. L'onduleur (coté réseau) adapte la fréquence de sortie du système à celle du réseau qui est de 50 Hz. Cette configuration permet de fonctionner à vitesse variable dans une plage pouvant aller jusqu'à 30% autour de la vitesse de synchronisme. L'inconvénient majeur de cette machine est la présence obligatoire du multiplicateur de vitesse dans la chaine de conversion. De plus, son rendement de conversion est inférieur à celui des machines synchrones. La structure de ce système de conversion est illustrée sur la figure suivante:



Figure I.8 : MADA avec 2 convertisseurs MLI en série reliés au réseau [12].

#### III.2.2 Structure avec une machine synchrone reliée au réseau par deux convertisseurs MLI en série

Le problème qui se pose par les structures avec des machines asynchrones est l'exigence de l'utilisation d'un multiplicateur de vitesse qui engendre des pannes et des pertes fréquentes. De plus, les machines asynchrones adaptent des vitesses de rotation partiellement élevées mais le couple est insuffisant pour assurer un couplage mécanique direct avec les aérogénérateurs. Pour résoudre ce problème, certains fabricants utilisent les machines synchrones à aimants permanents MSAP avec un nombre de paire de pôles important qui sont liées directement par la turbine sans l'utilisation du multiplicateur comme l'indique la figure I.9.

Pour assurer ce fonctionnement, l'utilisation des convertisseurs de puissance s'impose. Contrairement aux machines asynchrones doublement alimentées MADA, les convertisseurs de puissance (redresseur côté machine et onduleur côté réseau) nécessitent un dimensionnement à 100% de la puissance nominale de la machine [14]. Le redresseur permet de contrôler le couple de la génératrice synchrone à aimants permanents et sa vitesse de rotation. L'onduleur assure le transfert des puissances échangées entre la génératrice et le réseau. Cette structure est caractérisée par sa simplicité et son coût réduit.



Figure I.9: Machine synchrone à aimants permanents reliée au réseau par deux convertisseurs en série [14].

#### III.3 Synthèse

En utilisant le tableau I.1, on va élaborer une synthèse sur les caractéristiques des différentes structures de conversion de l'énergie des courants marins en énergie électrique [15-16].

marins		
Туре	Avantages	Inconvénients
MAS	✓ Robustesse	✓ Puissance extraite non optimisée

Tableau I.1 : Caractéristiques des différentes structures de conversion de l'énergie des courants

Туре	Avantages	Inconvénients
MAS	✓ Robustesse	✓ Puissance extraite non optimisée
Vitesse fixe	✓ Faible coût	✓ Maintenance du multiplicateur
	✓ Pas d'électronique de puissance	✓ Energie réactive non contrôlée
MADA	<ul> <li>✓ Fonctionnement à vitesse variable</li> </ul>	<ul> <li>✓ Maintenance du multiplicateur</li> </ul>
Vitesse	✓ Puissance extraite optimisée	✓ Prix de l'électronique de
variable	<ul> <li>✓ Electronique de puissance dimensionnée</li> </ul>	puissance
	à 30% de la puissance nominale	✓ Rendement faible
	✓ Machine standard	✓ Contrôle complexe
		✓ Contact glissant bagues-balais
		✓ Couple insuffisant
		✓ Plage de vitesse limitée
MSAP	✓ Fonctionnement à vitesse variable sur	✓ Prix de l'électronique de
Vitesse	toute la plage de puissance	puissance et de la machine
variable	✓ Puissance extraite optimisée	✓ Dimensionnement
	✓ Absence du multiplicateur	d'électronique de puissance au
	✓ Absence d'échauffement et des pertes	moins à 100% de la puissance
	joules au rotor	nominale
	✓ Rendement et Facteur de puissance	$\checkmark$ Pertes par courant de Foucault
	améliorés	dans les aimants
	✓ Faible inertie et couple massique élevé	$\checkmark$ Prix des aimants permanents

#### IV. Défauts dans la chaîne de conversion hydrolienne

Plusieurs défauts peuvent apparaître dans la chaîne de conversion hydrolienne, soit au niveau de la turbine, au niveau du multiplicateur de vitesse, au niveau de la machine synchrone à aimants permanents ou au niveau des convertisseurs statiques.

#### IV.1 Défauts de la turbine

Les défauts de la turbine sont généralement localisés au niveau des pâles. En fait, la salinité de l'eau et la corrosion des pâles par le sable en suspension présentent un grand problème. Cela nécessite un entretien régulier et l'utilisation d'un revêtement antirouille performant. La présence des algues autour des pâles peut aussi endommager la turbine marine [119].

#### IV.2 Défauts du multiplicateur de vitesse

Dans une chaîne de conversion, un multiplicateur est utilisé pour augmenter la vitesse entre le rotor et la génératrice. Les défauts du multiplicateur sont localisés au niveau des roulements des roues planétaires, au niveau de l'arbre intermédiaire, et au niveau des roulements d'arbre à grande vitesse. Les causes de ces défaillances sont soit à cause de la fatigue des roulements ou bien à cause d'un mauvais montage du roulement. Le défaut le plus connu est lorsque les billes sont échappées de leur cage et se regroupent entre les roues et les pignons du multiplicateur ce qui engendre son endommagement. Ce défaut nécessite un changement du multiplicateur avec un coût de l'ordre de 72 MDT [17].

#### IV.3 Défauts dans la MSAP

Actuellement, les machines synchrones à aimants permanents deviennent de plus en plus utilisables dans les domaines de production de l'énergie électrique puisqu'ils sont préférables par rapport aux autres types de machines à savoir les machines à courant continu et les machines asynchrones. Leur pourcentage d'utilisation est de l'ordre de 65% même si les problèmes liés aux défaillances et au vieillissement de ce type de machines constituent des contraintes d'exploitation. Par conséquent, la mise en place de la détection des défauts de ces machines est nécessaire pour améliorer la compétitivité de ce type de source d'énergie, assurer d'une façon efficace la sécurité des personnes et des biens en relation directe et indirecte avec ces machines puisqu'un défaut peut avoir une conséquence catastrophique pour le processus industriel et pratiquement dangereux pour les opérateurs [18]. Par ailleurs, le problème de la maintenance reste un problème majeur rencontré dans ces équipements puisque la maintenance en milieu marin est plus élevée que sur la terre [19].

On désigne généralement par un défaut tout incident qui donne lieu à un comportement anormal de la machine électrique et qui peut provoquer à court ou long terme son endommagement. Plusieurs études sont mise en œuvre pour connaître et détecter ces défauts [20-21].

Les principaux défauts existants au niveau de la MSAP peuvent être classés en deux catégories :

- ✓ Défauts statoriques : défauts de la culasse et défauts des enroulements à savoir défaut du court-circuit entre spires, défaut de court-circuit entre phase et neutre et défaut du court-circuit entre les phases.
- ✓ Défauts rotoriques : défaut d'excentricité et défauts des aimants.

#### IV.3.1 Etude statistique sur les défauts dans la machine synchrone à aimants permanents

Les études statistiques les plus importantes sur les défauts dans la MSAP sont assurées par la General Electric Company (GEC). Les résultats de ses études statistiques sont publiés dans le journal d'EPRI (Electric Power Research Institute) et la source d'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [22], on constate que les pannes statoriques représentent entre 25 et 37% de la totalité des pannes et les pannes dans le rotor représentent entre 9 et 10% des pannes totales comme indiqué sur la figure I.10.



Figure I.10 : Répartition des défauts dans la MSAP [22].

#### IV.3.2 Défauts dans le stator

Pour une machine électrique, le stator comprend une culasse qui garantit la voie de retour pour le flux et des enroulements installés dans les encoches. Alors, les défauts statoriques sont localisés au niveau de la culasse ou au niveau des enroulements.

#### IV.3.2.1 Origine des défauts statoriques

Les défauts statoriques dans la MSAP sont dus aux plusieurs facteurs dont on peut citer:

#### > Origines thermiques

Pour une température nominale, le matériau isolant qui recouvre les conducteurs possède une durée de vie bien déterminée. A cause d'une variation de tension ou une répétition des démarrages dans un temps très court, la température peut augmenter et dépasser la température nominale de fonctionnement ce qui entraîne la réduction rapide de la durée de vie du matériau isolant [23].

#### Origines électriques

Les propriétés diélectriques du matériau isolant peuvent être apprêtés par une contamination par des corps étrangers (poussière, graisses..). Ces corps peuvent engendrer des petites décharges de courant. L'accumulation de ces décharges de courant peut provoquer un court circuit entre la carcasse magnétique et les conducteurs.



Figure I.11 : Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique.

Aussi, le matériau isolant contient des caractères intrinsèques (cavités..) et la soumission de ce matériau à une tension critique engendre la séparation d'occlusions gazeuses et l'apparition des décharges dites partielles comme illustré sur la figure I.11. Ces décharges partielles possèdent comme conséquence une destruction lente du matériau isolant et une production d'ozone qui par réunion avec l'humidité relative dans l'atmosphère, entraîne l'augmentation régionale de la température et la création de l'acide nitrique [24-25].

#### > Origines mécaniques

L'origine mécanique des défauts statoriques est présentée par les démarrages répétitifs de la machine qui provoquent l'augmentation de la température dans le cuivre et causent des contractions et des dilatations répétitives dans l'isolant. Cela pourrait engendrer des cassures dans l'isolant qui peuvent se répartir et engendrer un début de court-circuit [23]. De plus, l'existence des composantes alternatives engendrent des vibrations qui entraînent l'abrasion de l'isolant et même du cuivre [26].

#### > Origine environnementale

D'une façon générale, la présence des produits chimiques dans l'air ambiant et la présence de l'humidité peuvent dégrader la qualité du matériau isolant et affecter sa durée de vie. Aussi, la présence d'un milieu ambiant à une haute température engendre les mêmes effets [27].

#### IV.3.2.2 Défauts des enroulements

Cette défaillance est répartie entre court-circuit entre spires, court-circuit entre phase et neutre et court-circuit entre les phases. Les défauts des enroulements constituent un grand pourcentage des défauts dans le stator et ne présentent au début aucun effet sur les performances des machines, mais, leur assiduité peut mener à une défaillance destructive [28].

#### IV.3.2.2.1 Court-circuit entre les spires

C'est le défaut le plus fréquent, il engendre une augmentation du courant statorique dans la phase affectée. Ce courant peut être égal à deux fois le courant rotorique qui est environ 6 à 10 fois le courant nominal et il engendre des échauffements graves qui peuvent provoquer la propagation rapide du défaut dans tout l'enroulement (apparition d'un deuxième court-circuit).



Figure I.12 : Court-circuit entre spires.

#### IV.3.2.2.2 Court-circuit entre les phases

Le court-circuit entre les phases engendre des courants très élevés menant à la disjonction par les protections et/ou la fusion des conducteurs d'alimentation [29].


Figure I.13 : Court-circuit entre phases.

#### IV.3.2.2.3 Court-circuit entre phase et neutre

Les conséquences d'un défaut de court-circuit entre phase et neutre sont moins graves puisque un déséquilibre des courants peut exister avec un petit risque concernant la fusion des conducteurs [29].



Figure I.14 : Court-circuit entre phase et neutre.

D'une façon générale, un court-circuit engendre une perturbation de la répartition spatiale du champ tournant. Cela entraîne, premièrement des oscillations du couple électromagnétique par conséquent de la vitesse. Alors, il en résulte des vibrations mécaniques et dans le cas où ils sont forts, elles peuvent créer des résultats néfastes pour les parties mécaniques qui entourent la machine. De plus, le courant qui circule dans la boucle générée par le court-circuit peut aboutir des valeurs importantes [30-31-32]. La conséquence est, alors, la destruction rapide du matériau isolant et le dégagement de fumée, comme l'indique la figure I.15.





Figure I.15 : Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuits statoriques [30].

#### IV.3.2.3 Défauts de la culasse

La culasse d'une machine électrique est composée par des tôles fines d'aciers isolés afin de réduire les pertes par courant de Foucault. Pour les machines à moyenne et grandes puissances, avant l'emplacement des tôles, la culasse est compressée dans le but de maximiser la conductivité thermique et de réduire les vibrations des feuilles de laminage.

Les défauts de culasse sont de l'ordre de 1% mais la réparation de ces défauts est coûteuse [33] puisqu'elle exige souvent le remplacement de l'ensemble du noyau.

Les origines des défauts dans le noyau sont [34]:

- Apparition des défauts lors de la fabrication des tôles telles qu'une épaisseur non uniforme des tôles engendre une distribution non uniforme de pression.
- Vibration produite à cause de la dilatation de l'assemblage des tôles.
- Arc électrique produit grâce à la défaillance du bobinage.

L'une de ces raisons peut endommager le court-circuit des tôles ce qui provoque l'existence d'un courant de Foucault très important. Le mouvement de ce courant entraîne un échauffement local et la perte de puissance dans le noyau, par conséquent, les tôles peuvent fonder et même bruler [34].

#### IV.3.3 Défauts dans le rotor

Toutes les machines électriques possèdent pratiquement le même stator mais la construction du rotor diffère selon le type de la machine. Pour la MSAP, les défauts rotoriques sont :

- Défauts des roulements rotoriques
- Défauts dans les aimants
- Excentricité du rotor

### IV.3.3.1 Défauts des roulements rotoriques

Les défauts des roulements représentent entre 42% et 50% de l'ensemble des pannes du rotor des machines électriques. Les roulements les plus utilisées par les machines électriques sont de type roulements à billes, ils sont composés de deux anneaux appelés l'extérieur et l'intérieur des anneaux. On peut classer les défauts des roulements à billes en quatre catégories; les défauts d'anneau intérieur, les défauts d'anneau extérieur, les défauts des billes et les défauts de la cage.

Ces défauts engendrent l'existence du bruit, le développement des vibrations mécaniques et l'augmentation de l'usure du roulement. Une étude faite par Kerszenbaun [32] a montré que les défauts sont 12 fois plus fréquents dans les machines alimentées par l'onduleur que pour celles alimentées par le réseau directement. De plus, une autre étude illustre que les courants et la tension d'arbre présentent les causes des défauts du roulement. Barker [32] assure que les contraintes mécaniques sont les causes principales de ces défauts à savoir les contraintes de cisaillement; la vibration, le choc excessif et la contrainte axiale, radiale ou lourde provoquée par la déviation de l'arbre.

#### IV.3.3.2 Défauts dans les aimants

Pour une MSAP, les aimants peuvent être soit à l'intérieur du rotor (insérés, enterrés ou à concentration du flux) ou bien sur la surface du rotor. Ces aimants créent un flux rotorique constant. Cependant, grâce aux plusieurs facteurs tels que la température et la réaction d'induit, ce flux peut varier. La figure I.16 montre que le point de fonctionnement des aimants est placé dans le deuxième quadrant dans le cas où la machine fonctionne dans des conditions normales. Cependant, lors de la présence d'un défaut de court-circuit dans le stator, ce point de fonctionnement varie et dépasse le point de limite de désaimantation réversible ce qui engendre la réduction irréversible de l'induction rémanente de l'aimant et donc la diminution des performances de la MSAP.



Figure I.16: Point limite de désaimantation réversible.

Notons aussi que lors de la fabrication de certains aimants comme (Nd-Fe-B), des cassures peuvent se former et créer une désintégration à grande vitesse. Cette désintégration engendre la perturbation du flux dans l'entrefer, donc, le déséquilibre de l'attraction magnétique entre le stator et le rotor ce qui provoque également la destruction des aimants [34].

### IV.3.3.3 Excentricité

Pour une machine électrique parfaite, l'axe de rotation du stator est le même que l'axe du rotor c'est-à-dire, le centre du rotor est confondu avec celui du stator. Comme illustre sur la figure I.17,

l'excentricité est définie comme un entrefer non symétrique entre le stator et le rotor. Elle peut être soit statique ou dynamique :



Figure I.17 : Rotor aligné au stator [35].

#### IV.3.3.3.1 Excentricité statique

Comme la figure I.18 l'indique, les centres du stator et du rotor ne sont pas identiques, mais le rotor tourne toujours autour de son axe. La cause principale de l'excentricité statique est l'emplacement incorrect du stator et du rotor lors de mise en service. Si on suppose que l'arbre et le rotor sont rigides d'une façon suffisante, le niveau de l'excentricité statique ne varie pas en fonction du temps [35].



Figure I.18 : Excentricité statique [35].

#### IV.3.3.3.2 Excentricité dynamique

Dans ce cas, le rotor ne tourne pas autour de son axe de rotation où il existe un balourd comme le montre la figure I.19. Les causes principales de l'excentricité dynamique sont les résonnances mécaniques à vitesse critique, l'usure des roulements et les arbres pliées [36].

Si l'excentricité est grande, les forces électromagnétiques augmentent et agissent d'une façon directe sur le stator, cela provoque une destruction de son isolation. Ceci engendre des vibrations dans les enroulements [36].



Figure I.19 : Excentricité dynamique [36].

### IV.3.4 Commandes tolérantes aux défauts de la MSAP

Les différents défauts qui existent au niveau de la MSAP peuvent engendrer la dégradation de ses performances. Ainsi, une commande linéaire ne peut pas résoudre ce problème à cause de sa non efficacité et sa grande sensibilité contre un défaut. Alors, beaucoup de recherches ont été faites sur la commande non linéaire [37]. Il existe principalement la commande par linéarisation entrée sortie, la commande par backstepping et la commande par mode glissant.

#### IV.3.4.1 Commande par linéarisation entrée-sortie

La commande par linéarisation entrée-sortie a été introduite depuis les années quatre vingt. Elle est basée sur la géométrie différentielle et elle a été utilisée pour les systèmes non linéaires. Cette approche permet de transformer un système non linéaire avec plusieurs entrées en un système linéaire. Dans [38], Von Raumer a utilisé cette technique dans la commande séparée du flux et du couple avec une limitation du courant du stator.

### **IV.3.4.2** Commande par backstepping

La technique de commande par backstepping est basée sur la fonction de Lyapunov. Elle est largement utilisée pour les systèmes non-linéaires bouclés, en effet, la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être en même temps une fonction des composantes précédentes et dépend de la composante suivante [39-40]. De plus, et contrairement à la commande par linéarisation entrée sortie, la commande par backstepping permet de conserver les non-linéarités stabilisantes [41-42]. Cette méthode est plus utilisée pour les machines synchrones et asynchrones grâce à son utilisation facile car elle permet de simplifier la représentation de système [43]. Plusieurs recherches ont utilisé la commande par backstepping; dans [39], la commande par backstepping est inventée pour le contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone en présence de variations de la résistance rotorique et du couple de charge. Dans [44], la technique backstepping est conçue pour la compensation de l'effet de perturbations et de variations des paramètres du système.

#### IV.3.4.3 Commande par mode glissant

La technique de commande par mode glissant est crée depuis 1970 [45]. Cette technique permet de conserver la dynamique du système et maintenir ses trajectoires sur une surface de l'espace d'état. Cette surface est appelée surface de glissement. Un bon choix de la surface de glissement nous permet d'atteindre la poursuite, la régulation et la stabilisation [46]. Cette technique est distinguée par ses performances pour les systèmes non linéaires et sa robustesse dans le cas d'un défaut [47].

## IV.4 Défauts dans les convertisseurs

Les convertisseurs utilisés dans une chaîne de conversion hydrolienne sont le redresseur et l'onduleur. Ils permettent un fonctionnement pour des différentes valeurs de la vitesse des courants marins. Ainsi, ils assurent un découplage entre la vitesse rotorique et la fréquence du réseau électrique et une optimisation plus efficace d'énergie. Les deux convertisseurs sont reliés par un bus continu modélisé par un condensateur (figure I.20). Une même modélisation du convertisseur triphasé est valable pour le redresseur et pour l'onduleur. Ces convertisseurs se composent de trois bras d'IGBT dont chacun est constitué de deux cellules de commutation montées en série et qui fonctionnent par alternance. Dans ce cas, chaque cellule peut être assimilée, dans le cas idéal, à un interrupteur ouvert ou fermé.



Figure I.20 : Schéma d'un redresseur et un onduleur triphasé.

### IV.4.1 Origines des défauts dans les convertisseurs

Les composants électroniques constituants un convertisseur statique sont robustes, mais à cause d'un excès de contraintes thermiques et électriques fragiles, ils souffrent souvent d'une défaillance. En effet, Selon [48], Les transistors IGBT sont à l'origine des défauts pour 38% des cas puisqu'ils sont les plus utilisés dans l'industrie (42% selon [49]).

Les origines de défauts d'un IGBT peuvent être externes ou internes.

### **IV.4.1.1 Origines externes**

Les origines externes sont principalement l'humidité, les températures ambiantes extrêmes, les radiations ionisantes naturelles ainsi que la poussière et la contamination [50]. La pollution de réseau de connexion, la tension d'alimentation insuffisamment filtrée, les pertes d'isolement à la terre sont aussi sources de défaillance de l'IGBT (circuit ouvert, court-circuit) [51].

### **IV.4.1.2 Origines internes**

Les régimes transitoires de fonctionnements et les défauts de commande présentent les origines internes de défaillance des interrupteurs de puissance. Ainsi que, le problème de fiabilité des IGBTs et le vieillissement des assemblages.

### IV.4.2 Méthodes de tolérance aux défauts des convertisseurs statiques

Les défauts des interrupteurs peuvent perturber le fonctionnement du convertisseur statique ou diminuer ses performances c'est pourquoi il faut les isoler. Pour assurer cette isolation, certains critères doivent être pris en considération tels que la précision, la rapidité, l'effet sur le fonctionnement du système et le coût [52]. Généralement, ils existent cinq méthodes d'isolement comme l'indique la figure I.21.

La première méthode, présentée par la figure I.21 (a) [53] est consacrée pour isoler un interrupteur ou bien tout le bras. Par exemple, pour isoler l'interrupteur S2, on doit amorcer le thyristor T1. Cet amorçage engendre la création d'un court circuit à travers le bus continu et l'enclenchement du fusible F2. Le dimensionnement des condensateurs auxiliaires C1 et C2 est obligatoire et prend en considération la durée de l'isolation du défaut. Cette technique présente quelques inconvénients. En effet, les fusibles provoquent l'augmentation de l'inductance parasite, ainsi que le nombre élevé de composants augmente le coût.

La deuxième méthode d'isolation du défaut, illustrée sur la figure I.21 (b), est une simplification de la première technique [54]. Elle contient un triac et deux fusibles. Cette fois, pour isoler l'interrupteur S2, on va amorcer le triac  $T_N$  pour enclencher le fusible F1. Cette technique possède aussi l'inconvénient des inductances parasites.

La troisième technique d'isolation, présentée par la figure I.21 (c), [55] permet de résoudre le problème d'inductance parasite en plaçant les fusibles à la sortie de chaque phase et en série avec les inductances de filtre de sortie. Dans ce cas, si un interrupteur est endommagé, l'interrupteur

complémentaire est bloqué et le triac est amorcé. Le problème de cette méthode c'est qu'impossible de l'utiliser dans le cas d'un défaut simultané de deux interrupteurs.

La quatrième méthode est illustrée sur la figure I. 21 (d), Dans ce cas, on remplace le fusible par un interrupteur commandable [56-57] qui peut être une paire d'IGBT, un triac ou un relais. Cette méthode possède des inconvénients puisque les interrupteurs utilisés sont plus chers que les fusibles et engendrent plus de pertes.

La dernière méthode, illustrée sur la figure I.21 (e), possède des fusibles rapides et des interrupteurs avec des capacités de court-circuit élevées. Grâce à ces composants, l'isolation devient simple [54]. En effet, dans le cas d'un défaut dans l'un des deux interrupteurs du bras, son complémentaire est amorcé pour enclencher les fusibles.



Figure I.21 : Différentes techniques d'isolation du défaut.

# V. Conclusion

Dans ce chapitre, on a mis en œuvre un état de l'art sur les hydroliennes, les différentes structures utilisées pour la conversion de l'énergie marine en énergie électrique. Ainsi que, les différents défauts qui peuvent apparaître dans l'hydrolienne que se soit au niveau de la turbine, au niveau de multiplicateur de vitesse, au niveau de la machine synchrone à aimants permanents ou au niveau des convertisseurs statiques en présentant également leurs origines et leurs conséquences. De plus, on mentionne les différentes commandes utilisées dans le cas d'un défaut.



# Etude, modélisation et commande d'une chaîne de conversion hydrolienne

I.	Introduction	34
II.	Modélisation de la chaîne de conversion	34
II.	1 Modélisation des courants marins	34
	II.1.1 Origine des courants marins	34
	II.1.2 Le site choisi	36
	II.1.3 Modèle de la vitesse des courants marins	37
II.	2 Modélisation de la turbine marine	37
II.	3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	38
	II.3.1 Modélisation de la MSAP dans le repère (abc)	39
	II.3.2 Transformation de Park	41
II.	4 Modélisation du convertisseur statique	43
III.	Stratégie de la commande de la chaîne de conversion	44

III.1 Commande MPPT	: Maximum Power Point Tracking	
III.1.1 Principe de la	commande MPPT	
III.1.2 Régulateur de	la vitesse	
III.2 Commande vectori	elle	
III.2.1 Principe de la	commande vectorielle	
III.2.2 Calcul des rég	ulateurs des courants	
IV. Résultats de simulation	on	
V. Conclusion		

# I. Introduction

Dans ce chapitre, nous étudierons la structure globale d'une chaîne de conversion de l'énergie des courants marins en énergie électrique en commençant par la source (les courants marins), la turbine, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et le convertisseur statique (redresseur triphasé) tout en décrivant le fonctionnement de chaque composant et sa modélisation. De plus, nous allons proposer pour la MSAP une commande vectorielle basée sur l'utilisation des régulateurs de type proportionnel intégral PI. La mise en place d'un fonctionnement en mode MPPT (Maximum Power Point Traking) forme un objectif de priorité pour la commande du convertisseur connecté au stator de la machine. Finalement, les résultats de simulation sont obtenus en utilisant le logiciel Matlab/Simulink.

# II. Modélisation de la chaîne de conversion

Comme la figure II.1 le montre, la chaîne de conversion de l'énergie des courants marins est composée d'une turbine marine et une machine synchrone à aimant permanent couplée à un bus continu à travers un redresseur de puissance MLI.



Figure II.1 : Structure de la chaîne de conversion.

## II.1 Modélisation des courants marins

### **II.1.1 Origine des courants marins**

Les courants marins sont définis par des déplacements des quantités d'eau. Ils sont caractérisés par leur débit, leur vitesse, et leur direction. L'énergie issue des courants marins est liée au

rayonnement solaire. En effet, les courants marins sont causés par l'interaction gravitationnelle de la terre, la lune et le soleil [58]. Comme la lune est beaucoup plus proche de la terre que le soleil, sa force a plus d'influence sur les courants marins; environ 68% de la lune et 32% du soleil. En effet, si le soleil est en position verticale avec un point océanique, la surface de la mer crée une pleine mer (PM) et les courants marins sont appelés courants du flux flot. Si la lune est à l'horizon, la surface de la mer crée dans ce cas une basse mer (BM) et les courants marins sont appelés de reflux ou jusant. Les courants produits sont giratoires mais ils sont transformés en courants sinusoïdaux à la proximité des côtes pour faciliter leur exploitation. Les courants marins sont soit de type, semi-diurne de 12 heures et 24 minutes (deux basses mers et deux pleines mers par jour), de type diurne de 24 heures et 48 minutes (une basse mer et une pleine mer par jour) [59]. Comme illustré sur la figure II.2, grâce à l'attraction gravitationnelle, la terre est à la fois repoussée et attirée par la lune. La mer est soumise à deux forces; la première force possède la même direction que la lune (cycle semi-diurne), dans ce cas, les courants marins sont maximaux et dites « vives eaux ». La deuxième force possède une direction différente de celle de la lune (cycle diurne), ainsi, les courants marins sont minimaux et appelés « mortes eaux ».



Figure II.2 : Influence de la lune et du soleil sur le phénomène de marée [59].

Généralement, l'amplitude des courants marins dépend de la déclinaison de la lune (hauteur de l'astre par rapport à l'équateur), les fortes courants marins correspondent à des grandes déclinaisons, par contre, les faibles courants marins correspondent à des déclinaisons nulles. Les variations d'amplitudes se déroulent chaque deux semaines, un an, ou bien pour une période plus longue. Les courants marins sont généralement prédictibles plusieurs mois voire plusieurs années à l'avance [60].

## II.1.2 Le site choisi

Le choix du site d'implantation de l'hydrolienne doit satisfaire plusieurs critères: vitesse des courants marins, nature du sol et distance par rapport à la terre. Notre choix, s'est ainsi porté sur le site du Raz de Sein, situé dans la région Bretagne de la France et défini dans le rapport EUR16683 de la commission européenne parmi les sites les plus favorables pour l'installation des hydroliennes [61].

La figure II.3 montre le secteur étudié. Ce site est indiqué par les lettres A, B et C avec A et C les extrémités du secteur et B l'emplacement de l'installation de l'hydrolienne. En effet, les valeurs des courants marins y sont suffisamment importantes puisqu'elles atteignent 4 m/sec, de plus, cet emplacement est caractérisé par une profondeur de 35 m [62] comme nous montre la figure II.4.



Figure II.3 : Secteur choisi pour l'installation de la chaîne de conversion hydrolienne [63].



Figure II.4 : Profondeurs du secteur choisi [63].

#### II.1.3 Modélisation de la vitesse des courants marins

Les données concernant les courants marins sont fournies par le SHOM (Service hydrographique et océanographique de la Marine française, Brest, France) et sont disponibles pour autres endroits sous forme de graphique. Les cartes SHOM disponibles donnent, pour un site spécifique, les vitesses actuelles pour les marées basses et les marées hautes. Ces valeurs sont données à intervalles d'une heure à partir de 6h avant les hautes eaux et se terminant 6h après. Par conséquent, en connaissant le coefficient de marée, il est facile de dériver un modèle simple et pratique pour les vitesses de courant de marée  $v_m$  [4].

$$v_m = v_{me} + \frac{(C-45)(v_{ve} - v_{me})}{95-45}$$
(II.1)

Où *C* est le coefficient de marée qui caractérise chaque cycle de marée (95 et 45 sont, respectivement, les coefficients de marée moyens des vives et mortes eaux). Ce coefficient est déterminé par le calcul astronomique des positions de la terre et de la lune.  $v_{ve}$  et  $v_{me}$  sont respectivement les vitesses des courants marins des vives et mortes eaux.

Par exemple, 3 heures après la marée haute à Brest,  $v_{ve} = 1,8$  nœuds et  $v_{me} = 0,9$  nœuds. Par conséquent, pour un coefficient de marée C = 80;  $v_m = 1,53$  nœuds. Ensuite, Ce modèle de courant au premier ordre est désormais utilisable en entrée du modèle de la chaîne de conversion hydrodynamique.

#### II.2 Modélisation de la turbine marine

La turbine marine permet la transformation de l'énergie cinétique, obtenue à partir des courants marins, en énergie mécanique [64-65].

Quelques hypothèses sont définies :

- Le coefficient de frottement par rapport à l'eau est très faible.
- Toutes les forces de poussée sont égales grâce à une répartition uniforme de la vitesse des courants marins.
- Les pertes de frottements côté turbine sont très négligeables devant les pertes par frottement côté génératrice.

La puissance mécanique pour la turbine marine est la même que celle d'une éolienne, elle est donnée par [66-67]

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi r^2 v_m^3 \tag{II.2}$$

Avec :

- $\rho$ : Masse volumique de l'eau (1027.68 kg/m<sup>3</sup>)
- r: Rayon de la turbine

 $C_p$  est le coefficient de puissance, il caractérise la capacité de l'hydrolienne à capter l'énergie des courants marins [68].

Pour certaines hydroliennes et pour un fonctionnement normal, la valeur maximale de  $C_p$  est estimée dans la plage de 0.35-0.5 [63]. En effet, sur la base des résultats expérimentaux et pour une turbine donnée, ce coefficient peut être approximé par une équation qui dépend de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle de direction des pales  $\beta$  (Eq. II.3) [69-70]. La figure II.5 illustre la courbe de  $C_p$  utilisée pour les simulations.



Figure II.5 : Coefficient de puissance de la turbine.

## II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone est constituée d'un stator triphasé et un rotor monophasé. L'utilisation des MSAP à basse vitesse et à grand diamètre devient de plus en plus utilisée dans des différentes applications comme les éoliennes de forte puissance et également dans les chaînes de conversion hydrolienne [69-71].

### II.3.1 Modélisation de la MSAP dans le repère (abc)

La figure II.6 présente la structure de la MSAP dans le repère (abc).



Figure II.6 : Structure de la MSAP dans le repère (a,b,c).

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes [72]:

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et d'encochage négligeable.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- ✓ La FMM crée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- ✓ La perméabilité magnétique des parties ferromagnétiques est supposé infinie.

Soit le système suivant :

$$[v_{abc}^s] = [R][i_{abc}^s] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}^s]$$
(II.4)

avec :

 $\begin{bmatrix} v_{abc}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a}^{s} & v_{b}^{s} & v_{c}^{s} \end{bmatrix}^{T} : \text{les tensions associées aux phases statoriques.}$  $\begin{bmatrix} i_{abc}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a}^{s} & i_{b}^{s} & i_{c}^{s} \end{bmatrix}^{T} : \text{les courants associés aux phases statoriques.}$  $\begin{bmatrix} \varphi_{abc}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{a}^{s} & \varphi_{b}^{s} & \varphi_{c}^{s} \end{bmatrix}^{T} : \text{les flux à travers les bobines statoriques.}$ 

La matrice des résistances est définie comme suit :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0\\ 0 & R_b & 0\\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$
(II.5)

Pour une MSAP saine et équilibrée  $R_a = R_b = R_c = R_s$  (II.6) Avec

 $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$  sont respectivement les résistances des phases a, b et c.

R<sub>s</sub>: la résistance du stator.

Les tensions statoriques sont constituées de deux parties : une partie qui exprime les chutes de tensions aux bornes de la résistance et une partie magnétique résultante de l'augmentation du flux attaché au stator.

L'expression des flux dans les bobines statoriques est donnée par l'équation suivante :

$$[\varphi^s_{abc}] = [L][i^s_{abc}] + [\varphi^s_{mabc}]$$
(II.7)

On remarque que les flux statoriques sont aussi composés de deux parties : une partie qui exprime le flux produit par les bobines statoriques et une partie qui présente le flux engendré par les aimants fixés sur le rotor.

On définie également la matrice des inductances:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$
(II.8)

Pour une MSAP saine et équilibrée :

$$L_a = L_b = L_c = L \tag{II.9}$$

Et

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ac} = M_s \tag{II.10}$$

Avec

 $L_a$ ,  $L_b$  et  $L_c$  sont respectivement les inductances des phases a, b et c.

*L*: l'inductance cyclique.

 $M_s$ : l'inductance mutuelle du stator.

La matrice [L] devient alors :

$$[L] = \begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix}$$
(II.11)

Pour un système équilibré connecté en étoile  $i_a^s + i_b^s + i_c^s = 0$  (II.12)

Grâce à l'hypothèse précédente, [L] est simplifie sous la forme suivante:

$$[L] = \begin{bmatrix} L - M_s & 0 & 0\\ 0 & L - M_s & 0\\ 0 & 0 & L - M_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0\\ 0 & L_s & 0\\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}$$
(II.13)

Avec :

 $L_s$ : l'inductance du stator.

Le flux crée par les aimants  $[\varphi_{mabc}^{s}]$  est exprimé en fonction de la position angulaire du rotor  $\theta$  de la façon suivante :

$$\left[\varphi_{mabc}^{s}\right] = \begin{bmatrix} \varphi_{ma}^{s} \\ \varphi_{mb}^{s} \\ \varphi_{mc}^{s} \end{bmatrix} = \varphi_{m} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(II.14)

On obtient finalement :

$$\begin{cases} v_a^s = R_s i_a^s + L_s \frac{di_a^s}{dt} + \frac{d\varphi_{ma}^s}{dt} \\ v_b^s = R_s i_b^s + L_s \frac{di_b^s}{dt} + \frac{d\varphi_{mb}^s}{dt} \\ v_c^s = R_s i_c^s + L_s \frac{di_c^s}{dt} + \frac{d\varphi_{mc}^s}{dt} \end{cases}$$
(II.15)

#### **II.3.2** Transformation de Park

La transformation de Park est une transformation triphasée-biphasée qui permet de substituer un enroulement triphasé par un enroulement biphasé. Elle sera utilisée seulement pour le stator. La figure II.7 illustre cette transformation de repère.



Figure II.7 : Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park (d,q).

Les grandeurs statoriques du modèle de Park sont exprimées en fonction de grandeurs réelles sous cette forme [73]:

$$X = \begin{pmatrix} X_{sd} \\ X_{sq} \\ X_{s0} \end{pmatrix} = [P(\theta)] \begin{pmatrix} X_a^s \\ X_b^s \\ X_c^s \end{pmatrix}$$
(II.16)

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$
(II.17)

X peut être courant, tension ou flux.

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  permet d'assurer la condition d'invariance de la puissance.

En appliquant la transformation de Park, la GSAP présente trois variables d'état  $(i_{sd}, i_{sq}, \Omega)$  et deux variables de commande  $(v_{sd}, v_{sq})$ . Le modèle d'état de la machine s'écrit comme suit [74]:

$$\begin{cases} J_t \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f\Omega \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + p\Omega i_{sq} + \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} - p\Omega i_{sd} - p\frac{\Phi_a}{L_s} + \frac{v_{sq}}{L_s} \\ C_{em} = \frac{3}{2}p\Phi_a i_{sq} \end{cases}$$
(II.18)

Avec :

 $C_m$ : Couple mécanique.

- $(C_{em})$ : Couple électromagnetique.
- $J_t$ : Moment d'inertie total (turbine et MSAP)

f: Coefficient de frottement.

**p** : Nombre du paire des pôles.

*Q* : Vitessse mécanique.

 $\boldsymbol{\Phi}_a$ : Flux induit par les aimants permanents.

*i<sub>sd</sub>*: Courant de l'axe direct.

*i<sub>sq</sub>* : Courant de l'axe quadratique.

 $v_{sd}$ : Tension de l'axe direct.

 $v_{sq}$ : Tension de l'axe quadratique.

## II.4 Modélisation du convertisseur statique

Le redresseur triphasé est un convertisseur continu alternatif connecté au stator puisque la machine synchrone n'absorbe pas de puissance réactive. Malgré son utilisation économique, le redresseur à base des diodes ne permet pas de régler la tension de sortie moyenne pour une tension d'entrée donnée [75]. Par contre, le redresseur triphasé permet de contrôler la puissance capturée par la turbine en utilisant la commande de la génératrice. Aussi, il assure l'amélioration de la qualité des courants.

Le redresseur triphasé, illustré par la figure II.8, est composé par trois bras. Chaque bras est menu de deux interrupteurs bipolaires antiparallèles avec des diodes. Ils peuvent être commandés en fermeture '0' et en ouverture '1'.



Figure II.8 : Schéma électrique d'un redresseur triphasé.

La commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI) du redresseur triphasé permet la possibilité de transfert de tous les types d'énergie. Un redresseur à commande MLI nécessite une régulation de la tension de sortie en fonction de la charge utilisée [76].

Les régulateurs des courants nous donnent les tensions de références  $v_{sd-ref}$  et  $v_{sq-ref}$  et après une transformation de Park inverse, on obtient les tensions de références  $v_{s1}$ ,  $v_{s2}$  et  $v_{s3}$  au bloc MLI pour créer les rapports cycliques des interrupteurs du redresseur.

# III. Stratégie de la commande de la chaîne de conversion

La stratégie de commande de la chaîne de conversion se compose principalement d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking), un régulateur de vitesse, deux régulateurs de courants, une conversion abc/dq, une conversion inverse dq/abc, un bloc de découplage pour ajouter les termes de compensation afin d'améliorer la réponse dynamique et un bloc MLI pour donner les signaux de commande des interrupteurs du convertisseur. Le schéma de la commande de la chaîne de conversion est donné par la Figure II.9.



Figure II.9 : Schéma de la commande de l'ensemble de la chaîne de conversion.

## **III.1 Commande MPPT : Maximum Power Point Tracking**

#### **III.1.1 Principe de la commande MPPT**

L'utilisation de la commande en régime MPPT : Maximum Power Point Tracking sert à obtenir un fonctionnement idéal et fournir une puissance optimale au bus continu en fonction de la vitesse des courants marins [5]. En effet, cette stratégie consiste à contrôler la vitesse du rotor pour maintenir la vitesse spécifique  $\lambda$  à sa valeur optimale afin d'obtenir une valeur maximale du coefficient de puissance de la turbine  $C_p$  et finalement atteindre la puissance maximale attendue par l'hydrolienne.

L'expression de la vitesse de référence calculée par la stratégie MPPT est donnée par [67]

$$\Omega_{ref} = \frac{v_m \lambda_{opt}}{r} \tag{II.19}$$

Par conséquent, la vitesse de référence est ajustée de sorte que la turbine fonctionne autour de la puissance maximale pour la vitesse des courants marins donnée. Si la vitesse des courants marins dépasse 2,3m/s (vitesse donnée par le SHOM), la puissance extraite sera limitée à 7,5kW (puissance nominale de la machine). La puissance extractible de la turbine sous différentes vitesses des courants marins est calculée par l'équation (II.2).

#### III.1.2 Régulateur de la vitesse

Le régulateur de la vitesse sert à maintenir la vitesse égale à la vitesse de référence provenant de la commande en régime MPPT. On va choisir un régulateur de type PI de la forme.

$$R(s) = b_1 + \frac{b_0}{s}$$
(II.20)

La boucle de la régulation de la vitesse est illustrée sur la figure II.10.

La fonction du transfert en boucle ouverte est donnée par l'expression suivante :

$$FTBO_{\Omega}(s) = (b_1 + \frac{b_0}{s})(\frac{1}{f + J_t s})$$
(II.21)

La fonction du transfert en boucle fermée est donc :

$$FTBF_{\Omega}(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{J_t s^2 + s(f + b_1) + b_0}$$
(II.22)

On remarque que cette expression possède une dynamique de 2ème ordre de la forme :

$$F(s) = \frac{k}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1}$$
(II.23)

Par identification à la forme canonique du 2ème ordre, on trouve :

$$\frac{1}{b_0} = \frac{1}{\omega_0^2} \leftrightarrow b_0 = J_t \omega_0^2 \tag{II.24}$$

$$\frac{f+b_1}{b_0} = \frac{2\xi}{\omega_0} \leftrightarrow b_1 = \frac{2\xi b_0}{\omega_0} - f \tag{II.25}$$

Donc

$$b_0 = \frac{4J_t}{T_0} \tag{II.26}$$

$$b_1 = 4b_0 \tag{II.27}$$

Avec

 $T_{\Omega}$  est la constante de temps mécanique, donnée par :

$$T_{\Omega} = \frac{J_t}{f} \tag{II.28}$$



Figure II.10: Boucle pour la régulation de la vitesse  $\Omega$ .

## **III.2** Commande vectorielle

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère du référence selon l'un des flux de la machine à savoir : le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer et permet de vérifier le degré de découplage entre le couple et le flux selon ce choix [77].

- a) Référentiel lié au flux statorique
- b) Référentiel lié au flux d'entrefer
- c) Référentiel lié au flux rotorique

Dans le cas (a) et (b), la compensation de flux de fuite permet d'assurer un découplage insuffisant, la structure algorithmique est la même pour les deux contrôles direct et indirect [77]. Par contre dans le cas (c), le découplage est assuré par la construction du modèle. Dans ce cas, le contrôle correct du vecteur courant statorique représente la solution standard la plus utilisée [78].

#### III.2.1 Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'obtenir un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [79, 80].

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique direct à zéro pour annuler les pertes joules supplémentaires [81] et le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (c'est-à-dire  $i_{sd} = 0$  et  $i_s = i_{sq}$ ), ce qui donne un couple électromagnétique maximale contrôlé par une seule composante du courant ( $i_{sq}$ ).

La structure de la commande vectorielle de la MSAP à flux constant est basé sur l'utilisation de deux boucles de régulation :

- Boucle de la régulation du courant  $i_{sd}$
- Boucle de la régulation du courant  $i_{sq}$

#### III.2.2 Calcul des régulateurs des courants

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI (proportionnelle intégrale) dont le coefficient intégral  $K_i$  sert à réduire le dépassement (écart entre la grandeur régulée et la consigne) et le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage du temps de réponse pour assurer la rapidité du système.

Partons par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - L_s p\Omega i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_s p\Omega i_{sd} + p\Phi_a \end{cases}$$
(II.29)

Soit alors

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - v_{sd2} \\ v_{sq} = v_{sq1} - v_{sq2} \end{cases}$$
(II.30)

Avec

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ v_{sd2} = L_s p\Omega i_{sq} \end{cases}$$
(II.31)

Et

$$\begin{cases} v_{sq1} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} \\ v_{sq2} = -L_s p\Omega i_{sd} - p\Phi_a \end{cases}$$
(II.32)

Les tensions  $v_{sd2}$  et  $v_{sq2}$  sont les tensions de compensation.

En boucle ouverte, les expressions des fonctions de transfert associées au courant  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont décrites respectivement par les équations suivantes :

$$FTBO_d(s) = \frac{i_{sd}}{v_{sd\,1}} = \frac{1}{R_s + L_s \, s} = \frac{1}{R_s(1 + T_d \, s)} \tag{II.33}$$

$$FTBO_q(s) = \frac{i_{sq}}{v_{sq\,1}} = \frac{1}{R_s + L_s \, s} = \frac{1}{R_s(1 + T_q \, s)} \tag{II.34}$$

Avec :

$$T_d = T_q = \frac{L_s}{R_s} \tag{II.35}$$

 $T_d = T_q = T$  est la constante de temps électrique associée à la machine en boucle ouverte.

Le régulateur choisi est de type (PI) de la forme :

$$R(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{K_i s} \right) = K_p \frac{1 + K_i s}{K_i s}$$
(II.36)

Pour les deux courants, les correcteurs PI sont élaborés de la même façon car les fonctions de transfert sur les deux axes d et q sont identiques pour une MSAP sans saillance. Ainsi, les valeurs des paramètres intégral et proportionnel de chaque correcteur seront égales.

En boucle ouverte, l'expression de la fonction du transfert associée aux courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  devient:

$$FT_{B0}(s) = \frac{K_p(1+K_i s)}{R_s(1+T s)K_i s}$$
(II.37)

La technique de compensation du pôle nous permet d'écrire [80]:

$$T = K_i = \frac{L_s}{R_s} \tag{II.38}$$

La fonction de transfert devient en boucle fermée :

$$FT_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_s K_i}{K_p}\right)s}$$
(II.39)

Ainsi, la constante de temps en boucle fermée est égale à :

$$T_{BF} = \frac{R_s K_i}{K_p} \tag{II.40}$$

Par suite, les paramètres du régulateur pour les deux courants sont donnés par:

$$\begin{cases}
K_i = \frac{L_s}{R_s} \\
K_p = \frac{R_s K_i}{T_{BF}}
\end{cases}$$
(II.41)

Les structures de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont illustrées respectivement sur les figures II.11 et II.12:



Figure II.11 : Schéma de la boucle de régulation du courant  $i_{sd}$ .



Figure II.12 : Schéma de la boucle de régulation du courant  $i_{sq}$ .

## IV. Résultats de simulation

La modélisation de toute la chaîne est réalisée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la MSAP et les paramètres des correcteurs PI utilisés sont illustrés respectivement dans l'annexe (N°1) et l'annexe (N°2).

La figure II.13 représente un exemple de la vitesse des courants marins dans le Raz de Sein donnée par le SHOM sur une durée de 20 s. On peut noter que la vitesse maximale des courants marins peut atteindre 2,3 m/s.

La puissance de la MSAP (figure II.14) et la vitesse électrique (figure II.15) sont corrélées à la vitesse des courants marins (figure II.13). En utilisant la stratégie MPPT, la puissance de la MSAP est maintenue à sa valeur nominale. Le courant direct  $i_{sd}$  est maintenu égal à zéro (figure II.16). Le

courant quadratique (figure II.17), la vitesse électrique (figure II.15) et le couple électromagnétique (figure II.18) sont maintenus égaux à leurs références. Ces résultats prouvent l'efficacité des correcteurs proposés. Les courants de la machine sont représentés sur la figure II.19, ils sont sinusoïdaux possédant une fréquence constante égale à 50 Hz.







Figure II.14 : Puissance de la MSAP.



Figure II.15 : Vitesse de la MSAP.



Figure II.16 : Courant direct  $i_{sd}$ .



Figure II.17 : Courant quadratique  $i_{sq}$ .



Figure II.18 : Couple électromagnétique de la MSAP.



Figure II.19 : Courants de la MSAP.

# V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la commande d'une chaîne de conversion hydrolienne à vitesse variable basée sur une MSAP. Tout d'abord, une stratégie de commande MPPT a été proposé afin d'extraire le maximum de puissance hydrolienne en utilisant un régulateur du vitesse de type PI qui permet à la génératrice de tourner avec une vitesse optimale. Nous avons aussi étudié la commande vectorielle de la MSAP via la conception de deux régulateurs des courants de type PI. Les résultats de la simulation illustrés nous ont montrés la validation des stratégies de commande utilisées. Dans les chapitres suivants, notre chaîne sera sujette à deux types des défauts: un défaut de type 'circuit ouvert' dans le convertisseur côté machine et un défaut de 'démagnétisation' dans la MSAP. Ces défauts engendrent des perturbations dans le fonctionnement de la chaîne ce qui nécessitent l'utilisation des autres types de commandes non linéaires tel que la commande par mode glissant d'ordre supérieur.



# Modélisation et commande résiliente d'un système hydrolien sous défaut du convertisseur côté machine

I. Introduction	57
II. Différents types de défauts des convertisseurs statiques	58
II.1 Défaillances de type basse impédance	59
II.2 Défaillances de type haute impédance	60
III. Etude du fonctionnement du convertisseur en présence du défaut de circuit ouvert	60
III.1 Fonctionnement du convertisseur	60
III.1.1 Circuit ouvert du transistor supérieur (T1) du bras A	60
III.1.2 Circuit ouvert du transistor inférieur (T4) du bras A	61
III.1.3 Circuit ouvert des deux transistors (T1) et (T4) du bras A	63
III.2 Discussion et analyse des résultats	64
IV. Stratégies tolérantes au défaut de circuit ouvert	69
IV.1 Première structure	69
IV.2 Deuxième structure	69
V. Commandes tolérantes au défaut d'un circuit ouvert	70
V.1 Commande par Backstepping	

V.2	Commande par mode glissant d'ordre 2	. 73
VI.	Résultats de simulation	. 75
VII.	Conclusion	78

# I. Introduction

Les convertisseurs de puissance jouent un rôle très important dans les systèmes de conversion d'énergie marine. Cependant, plusieurs recherches ont montré qu'environ 70% des défauts du convertisseur sont liés aux interrupteurs statiques [81-82]. L'augmentation de ce taux peut conduire à la dégradation des performances du convertisseur et à l'accélération de son vieillissement [83-84]. En effet, bien que les interrupteurs (IGBT) soient robustes, ils souffrent d'une défaillance due à un excès des contraintes thermiques et électriques. Ces défaillances peuvent être classées en trois catégories; défaut de court-circuit, défaut de circuit ouvert et défaut de mise en circuit intermittents. Les défauts de circuit ouvert de l'IGBT sont généralement liés à l'absence du signal de commande ou à un défaut de court-circuit provoquant la rupture du transistor [85]. Ce défaut peut se produire lors d'une surintensité accidentelle, détruisant ainsi l'interrupteur statique. Dans ce contexte, lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit, le convertisseur ne peut pas synthétiser des tensions de sortie équilibrées, provoquant ainsi une ondulation importante du couple et une distorsion harmonique du courant [86-87].

Dans la littérature, plusieurs topologies tolérantes aux défauts ont été étudiées afin d'assurer une continuité de service de l'hydrolienne après l'apparition d'un défaut [88-89]. Deux solutions ont été proposées [90]. La première solution consiste à incorporer un quatrième bras pour isoler le bras défectueux en utilisant des dispositifs d'isolement et le remplacer par le quatrième via des dispositifs de connexion. La deuxième solution consiste à ajouter des commutateurs bidirectionnels supplémentaires (Triacs) pour contourner l'IGBT défectueux [91]. La deuxième solution sera adoptée. De plus, dans le cas d'un défaut du circuit ouvert, les techniques de commande conventionnelles sont très sensibles aux conditions de fonctionnement en présence de défaut à leurs conséquences. Pour y remédier, des techniques dites de contrôle robustes et tolérantes aux défauts ont été proposées, telles que la commande de linéarisation entrée-sortie [92], la commande à passivité [93], la commande par backstepping [39,94] et la commande par mode glissant d'ordre supérieur [5].

Les stratégies de commande par backstepping et de commande par mode glissant de deuxième ordre ont été largement étudiées et développées pour les problèmes de contrôle et d'estimation d'état. En effet, ces techniques permettent d'obtenir de bonnes performances tant en régime permanent qu'en régime transitoire, et même en présence de perturbations du couple de charge ou des variations paramétriques [5,95].

Dans ce contexte, l'objectif de ce chapitre est de proposer une structure tolérante au défaut nécessitant des modifications matérielles minimales et permet de contourner l'impact d'un défaut du circuit ouvert. Deuxièmement, une commande par backstepping et une commande par mode glissant de deuxième ordre seront appliquées dans les conditions défectueuses [96].

# II. Différents types de défauts des convertisseurs statiques

Le convertisseur côté génératrice permet la transformation d'une tension alternative en une tension continue avec le minimum d'harmoniques possible. Ce convertisseur est constitué par 3 branches indépendantes qui comprennent chacune deux interrupteurs à commandes complémentaires; chacun contient un transistor de type IGBT en antiparallèle ( $T_k$ ,  $T_{k+3}$ , k=1, 2, 3) avec une diode de roue libre ( $D_k$ ,  $D_{k+3}$ ) pour renvoyer le courant de signe négatif vers le condensateur de filtrage placé à la sortie du convertisseur comme illustré par la figure III.1. Ces interrupteurs sont de type unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant avec une commutation instantanée. Ils sont commandés par une commande MLI en utilisant des signaux de commande logiques  $S_k$  (k = 1, 2, 3) [97] définis par :



$$S_{k} = \begin{cases} 1 \ si \ T_{k} \ fermé \ et \ T_{k+3} \ ouvert \\ 0 \ si \ T_{k+3} \ fermé \ et \ T_{k} \ ouvert \end{cases}$$
(3.1)

Figure III.1 : Structure du convertisseur coté machine.

Un défaut est caractérisé par une dégradation du fonctionnement qui peut être partielle ou globale. Au sein du convertisseur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement la commande des interrupteurs de puissance. Leurs origines peuvent être internes et
liées au fonctionnement même, ou externe et liées à l'environnement ou à un usage hors spécifications [98-99].

Les défaillances d'un convertisseur peuvent être classées en trois types; défaillances de type basse impédance (défauts de court-circuit), défaillances de haute impédance (défauts de circuit ouvert) et les défauts de mise en circuit intermittent.

## II.1 Défaillances de type basse impédance

Il s'agit d'un défaut de court-circuit. Dans ce cas, le courant dans les transistors croit jusqu'à la destruction de l'un d'entre eux. Le même phénomène est appliqué sur le deuxième transistor et par conséquent, la cellule est définitivement court-circuitée (figure III.2). Les courants des phases deviennent fortement déséquilibrés et leurs amplitudes peuvent atteindre plusieurs fois celle des courants en fonctionnement normal. Cela n'engendre pas uniquement de très fortes ondulations du couple, mais, risque également d'endommager les autres composants du convertisseur. De plus, le courant de court-circuit peut aboutir à des amplitudes importantes. Certains transistors comme les IGBTs intègrent une autolimitation des courants. Ils peuvent, ainsi, résister quelques secondes avant leur destruction.



Figure III.2 : Convertisseur avec premier bras court-circuité.

Afin de réduire les conséquences d'un défaut du court-circuit, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez rapidement (dans les 10 microsecondes qui suivent) lors de l'apparition du défaut pour bloquer le transistor concerné ou le transistor du même bras du convertisseur avant sa fusion. Pour cela, les circuits de commande modernes intègrent généralement une détection de désaturation des transistors par mesure de la tension collecteur émetteur. Pour assurer une continuité de fonctionnement avec ce type de défaut, des interrupteurs d'isolement sont intégrés dans le convertisseur afin de le reconfigurer pour un fonctionnement en mode dégradé. De plus, cette solution offre un isolement électrique partiel ou total du convertisseur ce qui permet de faire fonctionner le convertisseur avec un nombre variable de cellules.

## II.2 Défaillances de type haute impédance

Il s'agit d'un défaut de circuit ouvert. Ce défaut est dû à une défaillance de grille qui engendre une perte de réversibilité en courant du transistor (seule la diode de roue-libre subsiste). Cette défaillance se présente par la perte d'une alternance du courant de phase. Dans le cas où le transistor en haut d'un bras est ouvert, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être exigé lorsque sa référence est positive. Dans ce cas, le courant devient négatif ou nul. Lorsqu'il est nul, les valeurs instantanées des courants des deux autres phases deviennent élevées afin de maintenir le couple moyen et la vitesse. En présence de ce type de défaut, le démarrage de la machine ne peut pas être toujours évident parce qu'à certaines positions du rotor, le couple est proche de zéro quelles que soient les valeurs des courants des phases [100].

# III. Etude du fonctionnement du convertisseur en présence du défaut de circuit ouvert

## III.1 Fonctionnement du convertisseur

## III.1.1 Circuit ouvert du transistor supérieur (T1) du bras A

Dans le cas où le transistor supérieur T1 est ouvert (figure III.3), la phase reste connectée au potentiel négatif du bus continu par la diode de roue-libre D4. Le courant de phase reste nul tant que la référence de courant est positive [101]. La figure III.4 montre les états de conduction des interrupteurs et le passage du courant dans chaque bras lorsque T1 est défectueux. Dans ce cas, le signal S1 est au niveau haut et l'intervalle de temps mort dans le bras B est définie par S2 = S5 = 0. Le tableau III.1 résume les différents états possibles de conduction des interrupteurs lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit dans le transistor supérieur T1.



Figure III.3 : Structure du convertisseur avec un circuit ouvert de T1.



Figure III.4 : Etats de conduction des interrupteurs et passage du courant dans chaque bras lorsque T1 est défectueux.

Cas	Signaux de commande		Signes des courants		Etas de conduction des interrupteurs			
	S1	S2	i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub>	D1	D4	D2	D5
(a)	1	1	<0	<0	Off	On	off	off
(b)	1	0	<0	<0	Off	On	off	on
(c) (temps mort S2=S5=0)	1	0	<0	<0	Off	On	off	on
(d)	1	1	<0	>0	Off	On	on	off
(e)	1	0	<0	>0	Off	On	off	off
(f) (temps mort S2=S5=0)	1	0	<0	>0	Off	On	on	off

Tableau III.1: Etats de conduction des interrupteurs lorsque T1 est défectueux.

#### III.1.2 Circuit ouvert du transistor inférieur (T4) du bras A

Dans le cas où le transistor inférieur T4 est ouvert (figure III.5), la phase reste connectée au potentiel positif du bus par la diode de roue-libre D1. Le courant de phase reste donc nul tant que la

référence de courant est négative. La figure III.6 montre les états de conduction des interrupteurs et le passage du courant dans chaque bras lorsque T4 est défectueux. Le tableau III.2 résume les différents états possibles de conduction des interrupteurs lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit sur le transistor inférieur T4.



Figure III.5 : Structure du convertisseur avec un circuit ouvert de T4.



Figure III.6 : Etats de conduction des interrupteurs et passage du courant dans chaque bras lorsque T4 est défectueux.

Cas	Signaux de commande		Signes des courants		Etats de conduction des interrupteurs			
	S1	<b>S</b> 2	ia	i <sub>b</sub>	D1	D4	D2	D5
(a)	0	1	>0	>0	On	Off	on	off
(b)	0	0	>0	>0	On	Off	off	off
(c) (temps mort S2=S5=0)	0	0	>0	>0	On	Off	on	off
(d)	0	1	>0	<0	On	Off	off	off
(e)	0	0	>0	<0	On	Off	off	on
(f) (temps mort S2=S5=0)	0	0	>0	<0	On	Off	off	on

Tableau III.2 : Etats de conduction des interrupteurs lorsque T4 est défectueux.

#### III.1.3 Circuit ouvert des deux transistors (T1) et (T4) du bras A

Dans ce cas, les deux transistors restent ouverts (figure III.7). La phase n'est connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation. La conduction d'une des diodes du bras en défaut dépend des courants développés par la cellule de filtrage et des commandes des deux autres bras [102]. La déformation des formes d'onde des courants est encore accrue par rapport au cas précédent. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul.



Figure III.7 : Structure du convertisseur avec un circuit ouvert multiple (T1 et T4).

## **III.2** Discussion et analyse des résultats

Les formes d'onde illustrées par les figures III.8, III.9 et III.10 représentent respectivement les courants triphasés, la tension entre phases  $U_{AB}$  et la tension de charge  $V_{AN}$ . Dans la figure 8, à t = 1,02s, on applique le défaut d'un circuit ouvert sur le transistor supérieur (T1). On constate que le courant  $i_A$  perd son alternance négative et il ne s'écoule que dans un sens positif (figure III.8.a). La tension entre phases  $U_{AB}$  (figure III.8.b) et la tension de charge  $V_{AN}$  (figure III.8.c) présentent une grande chute du niveau positif au niveau négatif. Les figures (III.8.a'), (III.8.b') et (III.8.c') montrent que le défaut est apparu à l'instant t=1.0295s, alors, le temps de détection d'un circuit ouvert du transistor supérieur (T1) est de 9.5ms.

Dans la figure III.9, le défaut est appliqué au transistor inférieur (T4). Le courant  $i_A$ , crée par le transistor T1 ou la diode D4, perd son alternance positive et il ne s'écoule que dans un sens négatif (figure III.9.a). La tension entre phase U<sub>AB</sub> (figure III.9.b) et la tension de charge V<sub>AN</sub> (figure III.9.c) présentent également une grande chute du niveau négatif au niveau positif. Dans ce cas, les figures (III.9.a'), (III.9.b') et (III.9.c') montrent que le défaut est apparu à l'instant t=1.0205s, alors, le temps de détection d'un circuit ouvert du transistor inferieur (T1) est de 0.5ms. Cette détection est plus rapide par rapport au cas précédent.

Dans la figure III.10, le défaut est introduit dans le transistor supérieur du bras A (T1) et le transistor inférieur du bras B (T5). Dans ce cas, le courant  $i_A$  et le courant  $i_B$  ne s'écoulent que dans les directions positive et négative, respectivement (figure III.10.a). De plus, la tension entre phases  $U_{AB}$  (figure III.10.b) et la tension de charge  $V_{AN}$  (figure III.10.c) subissent aussi des chutes. La figure III.10.a' montre que le défaut est apparu respectivement pour (T1) et (T5) à t= 1.021s et à t= 1.029s. Les temps de détection de défaut respectivement pour (T1) et (T5) est de 1ms et 9ms.

Les figures III.11, III.12 et III.13 représentent respectivement la puissance de la GSAP, la vitesse et le couple lors de la présence de défaut de circuit ouvert du transistor T1 à des instants différents (t = 1s, t = 4s, t = 8s, et t = 17s). On constate que la puissance, la vitesse et le couple présentent des ondulations aux instants du défaut. De plus, les figures (III.11.b), (III.12.b) et (III.13.b) montrent que le défaut est apparu dès qu'on l'applique, sa durée est de 0.5s. Cela prouve notamment que les contrôleurs PI sont très sensibles à ce type de défaut.



Figure III.8 : Résultats de simulation pour un circuit ouvert du T1: (a, a') courants, (b, b') tension entre phases  $U_{AB}$ , (c, c') tension de charge  $V_{AN}$ .



Figure III.9 : Résultats de simulation pour un circuit ouvert du T4: (a, a') courants, (b, b') tension entre phases  $U_{AB}$ , (c, c') tension de charge  $V_{AN}$ .



Figure III.10 : Résultats de simulation pour un circuit ouvert du T1 et du T5: (a, a') courants, (b) tension entre phases U<sub>AB</sub>, (c) tension de charge V<sub>AN</sub>.



Figure III.11 : (a) Puissance de la GSAP, (b) Zoom.





(b) Figure III.12 : (a) Vitesse de la GSAP, (b) Zoom.



Figure III.13 : (a) Couple de la GSAP, (b) Zoom.

## IV. Stratégies tolérantes au défaut de circuit ouvert

## **IV.1 Première structure**

Comme le montre la Figure III.14, la première structure représente un convertisseur à quatre bras permettant ainsi d'isoler le bras défectueux à travers des dispositifs d'isolement tels que des fusibles et le remplacer par un quatrième bras auxiliaire. Il n'y a pas de modification dans l'algorithme de commande numérique en dehors de l'aiguillage des ordres de commutation du bras défectueux vers le quatrième bras. Cette technique peut entraîner des effets néfastes sur le fonctionnement de la machine et présente un grand nombre de commutateurs [103]. En effet, ces interrupteurs non seulement diminuent la fiabilité de l'actionneur mais augmentent aussi les pertes dans le convertisseur même en mode normal.

## **IV.2 Deuxième structure**

La deuxième structure est représentée par la Figure III.15. Elle est basée sur une petite modification du convertisseur standard en ajoutant trois Triac (paire de deux thyristors en parallèle inverse) en série avec les trois phases du générateur et les relier au point milieu du bus continu. Dans le cas sain, les trois Triacs sont désactivés, ce qui permet au convertisseur de fonctionner exactement de la même manière qu'un convertisseur standard [104]. Dans le cas d'un défaut, par exemple, un circuit ouvert de l'un des transistors du bras A, l'algorithme de commande envoie des signaux pour activer le Triac TRa qui est connecté directement au point milieu du bus continu. Cette stratégie est connue avec ses avantages, à savoir une simple topologie, bonne compatibilité, faible coût et forte tolérance aux défauts. Comme, le convertisseur continu à fournir le même courant, on dit que le couple est maintenu en mode post-défaut. Pourtant, la valeur maximale de la tension entre phases diminue jusqu'à la moitié de sa valeur nominale après la reconfiguration. Cette technique est applicable si le point milieu du bus continu est accessible. De plus, les condensateurs formant le bus continu doivent être surdimensionnés.



Figure III.14 : Première stratégie tolérante au défaut de circuit ouvert.



Figure III.15 : Deuxième stratégie tolérante au défaut de circuit ouvert.

## V. Commandes tolérantes au défaut d'un circuit ouvert

La sensibilité de la commande par régulateurs PI aux conditions défectueuses entraîne un manque de robustesse et d'efficacité [95], [105]. Par conséquent, une commande non linéaire telle que la commande par backstepping et la commande par mode glissant de deuxième ordre sont adoptées comme solutions en cas de défaut de circuit ouvert.

## V.1 Commande par Backstepping

La commande par Backstepping est utilisée pour remplacer le régulateur traditionnel PI. C'est une méthode récursive et itérative ; elle permet la décomposition du système en sous systèmes en série d'ordre décroissant [106]. Elle est basée sur la deuxième méthode de Lyapunov directe afin d'étudier la stabilité d'un système non linéaire en boucle fermée sans l'obligation de résoudre nettement les équations non linéaires. La conception de cette méthode est comme suit : on choisit tout d'abord une fonction de Lyapunov afin de former une pseudo-entrée, puis on procède de la meme façon jusqu'à l'apparition des composantes du vecteur de commande du système complet. A l'étape finale, la commande est établie [106].

Le modèle de la GSAP est donné comme suit :

$$\begin{cases} J_t \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f\Omega \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + p\Omega i_{sq} + \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} - p\Omega i_{sd} - p\frac{\Phi_a}{L_s} + \frac{v_{sq}}{L_s} \\ C_{em} = \frac{3}{2}p\Phi_a i_{sq} \end{cases}$$
(III.2)

Selon (III.2), la modélisation dynamique de GSAP peut être exprimée par

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = f_1 \\ \frac{di_{sd}}{dt} = f_2 + \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = f_3 + \frac{v_{sq}}{L_s} \end{cases}$$
(III.3)

Où les fonctions  $f_1$  à  $f_3$  sont définies par

$$\begin{cases} f_{1} = \frac{1}{J_{t}}C_{m} - \frac{1}{J_{t}}C_{em} - \frac{1}{J_{t}}f\Omega \\ f_{2} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}i_{sd} + p\Omega i_{sq} \\ f_{3} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}i_{sq} - p\Omega i_{sd} - p\frac{\Phi_{a}}{L_{s}} \end{cases}$$
(III.4)

#### Etape 1:

L'erreur de la vitesse du rotor est définie par

$$e_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \tag{III.5}$$

La dérivée de (III.5) donne

$$\dot{e}_{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \tag{III.6}$$

(III.6) peut être écrite comme suit

$$\dot{e}_{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - f_1 \tag{III.7}$$

La première fonction de Lyapunov est définie par

$$v_1 = \frac{1}{2}e_{\Omega}^2 \tag{III.8}$$

En utilisant (III.5), la dérivée de (III.8) donne

$$\dot{v}_1 = e_{\Omega}(\dot{\Omega}_{ref} - f_1) \tag{III.9}$$

(III.9) peut être définit par

$$\dot{v}_1 = k_1 e_{\Omega}^2 \tag{III.10}$$

(III.10) doit être une fonction définie négative, alors  $k_1$  doit être positive pour assurer la stabilité

$$\dot{e}_{\Omega} = -k_1 e_{\Omega} \tag{III.11}$$

Finalement, le courant quadratique de référence est déduit comme suit

$$i_{sq-r\acute{e}f} = \frac{2J_t}{3p\phi_a} \left( \frac{\mathcal{C}_m}{J_t} - \frac{f}{J_t} \Omega - k_1 e_\Omega - \dot{\Omega}_{r\acute{e}f} \right)$$
(III.12)

#### Etape 2:

Les erreurs des courants direct et quadratiques sont définies par

$$\begin{cases} e_{sd} = i_{sd-ref} - i_{sd} \\ e_{sq} = i_{sq-ref} - i_{sq} \end{cases}$$
(III.13)

On a  $i_{sd-ref}=0$  et selon (III.12), (III.13) devient

$$\begin{cases} e_{sq} = -i_{sd} \\ e_{sq} = \frac{2J_t}{3p \phi_a} (\frac{c_m}{J_t} - \frac{f}{J_t} \Omega - k_1 e_\Omega - \dot{\Omega}_{r \acute{e}f}) - i_{sq} \end{cases}$$
(III.14)

La dérivée de (III.13) donne

$$\begin{cases} \dot{e}_{sd} = i_{sd-ref} - i_{sd} \\ \dot{e}_{sq} = i_{sq-ref} - i_{sq} \end{cases}$$
(III.14)

En utilisant (III.3), (III.14) devient

$$\begin{cases} \dot{e}_{sd} = -f_2 - \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \dot{e}_{sq} = i_{sq} - r_{ef} - f_3 - \frac{v_{sq}}{L_s} \end{cases}$$
(III.15)

La seconde fonction du Lyapunov est définie par

$$v_2 = \frac{1}{2} (e_{\Omega}^2 + e_{sd}^2 + e_{sq}^2)$$
(III.16)

La dérivée de (III.16) donne

$$\dot{v}_2 = e_{\Omega} \dot{e}_{\Omega} + e_{sd} \dot{e}_{sd} + e_{sq} \dot{e}_{sq}$$
(III.17)

En utilisant (III.15), (III.17) devient

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_{\Omega}^2 - k_2 e_{sd}^2 - k_3 e_{sq}^2 + e_{sd} \left( k_2 e_{sd} + i_{sq-ref} - f_3 - \frac{v_{sq}}{L_s} \right) + e_{sq} \left( k_3 e_{sq} - f_2 - \frac{v_{sd}}{L_s} \right)$$
(III.18)

avec  $k_2$  et  $k_3$  sont des paramètres positifs qui permettent d'assurer une dynamique plus rapide de la vitesse du rotor et des courants statoriques.

L'équation III.18 doit être définie négative pour assurer le suivi de la stabilité, de sorte que les quantités entre parenthèses doivent être égales à zéro

$$\begin{cases} k_3 e_{sq} - f_2 - \frac{v_{sd}}{L_s} = 0\\ k_2 e_{sd} + i_{sq} - r_{ef} - f_3 - \frac{v_{sq}}{L_s} = 0 \end{cases}$$
(III.19)

Finalement, les tensions du stator sont déduites comme suit

$$\begin{cases} v_{sd} = L_s(k_3 e_{sq} - f_2) \\ v_{sq} = L_s(k_2 e_{sd} + i_{sq} - r_{ef} - f_3) \end{cases}$$
(III.20)

#### V.2 Commande par mode glissant d'ordre 2

La commande par mode glissant d'ordre 2 s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable. Elle est réalisée de manière à conduire et contraindre le système à rester dans le voisinage d'une surface de commutation. Il y a deux principaux avantages à une telle approche. Tout d'abord, le comportement dynamique résultant peut être déterminé par le choix d'une surface adéquate. Ensuite, la réponse du système en boucle fermée est totalement insensible à une classe particulière d'incertitudes, ce qui fait de cette méthode une candidate sérieuse dans la perspective de l'élaboration de commandes robustes des systèmes de conversion hydroliens.

L'approche de la commande proposée sera conçue à l'aide de l'algorithme de super-torsion [107]. Cet algorithme est divisé en cinq étapes.

D'abord, pour réaliser une commande en vitesse variable basée sur la stratégie MPPT, il est nécessaire de générer un couple électromagnétique de référence  $C_{em-ref}$  à partir de la vitesse de rotation  $\omega_{ref}$  définit par :

$$C_{em-ref} = C_m - \alpha \left(\omega - \omega_{ref}\right) - J_t \omega_{ref} - f \omega_{ref}$$
(III.21)

Où  $\alpha$  est une constante positive.

Les courants de référence sont définis par :

$$\begin{cases} i_{sd-ref} = 0\\ i_{sq-ref} = \frac{2}{3p\phi_a} C_{em} \end{cases}$$
(III.22)

Ensuite, l'algorithme est utilisé pour assurer la convergence des courants vers leurs références. Les surfaces de glissement sont données par

$$\begin{cases} S_1 = i_{sd} - i_{sd-ref} \\ S_2 = i_{sq} - i_{sq-ref} \end{cases}$$
(III.23)

La dérivée de (III.23) donne

$$\begin{cases} \dot{S_1} = i_{sd} - i_{sd-ref} \\ \ddot{S_1} = \varphi_1(t, x) + \gamma_1(t, x) v_{sd} \end{cases}$$
(III.24)

et

$$\begin{cases} \dot{S_2} = i_{sq} - i_{sq-ref} \\ \ddot{S_2} = \varphi_2(t, x) + \gamma_2(t, x) v_{sq} \end{cases}$$
(III.25)

Avec  $\varphi_1(t,x), \varphi_2(t,x), \gamma_1(t,x)$  et  $\gamma_2(t,x)$  sont des fonctions bornées qui satisfont les relations suivantes

$$\begin{cases} \varphi_1 > 0; \ |\varphi_1| > \Phi_1; 0 < \Gamma_{m1} < \gamma_1 < \Gamma_{M1} \\ \varphi_2 > 0; \ |\varphi_2| > \Phi_2; 0 < \Gamma_{m2} < \gamma_2 < \Gamma_{M2} \end{cases}$$
(III.26)

La commande par mode glissant proposée contient deux parties [108]

$$\begin{cases} v_{sd} = u_1 + u_2 \\ v_{sq} = w_1 + w_2 \end{cases}$$
(III.27)

avec

$$\begin{cases} \dot{u}_{1} = -\alpha_{1} sign (S_{1}) \\ u_{2} = -\beta_{1} |S_{1}|^{p} sign (S_{1}) \end{cases}$$
(III.28)

et

$$\begin{cases} \dot{w_1} = -\alpha_2 sign(S_2) \\ w_2 = -\beta_2 |S_2|^p sign(S_2) \end{cases}$$
(III.29)

Pour assurer la stabilité du système, les gains sont choisis comme suit

$$\begin{cases} \alpha_{i} > \frac{\phi_{i}}{\Gamma_{mi}} \\ \beta_{i}^{2} \ge 4 \frac{\phi_{i}}{\Gamma_{mi}^{2}} \frac{\Gamma_{Mi}}{\Gamma_{mi}} \frac{(\alpha_{i} + \phi_{i})}{(\alpha_{i} - \phi_{i})}; & i = 1, 2 \\ 0 (III.30)$$

## VI. Résultats de simulation

Le système de contrôle global basé sur la commande tolérante au défaut est représenté par la Figure III.16. Les paramètres de notre système sont reportés dans l'annexe (N°1).

Les figures III.17, III.18 et III.19 illustrent les courants de la génératrice aux différents instants du défaut. À t= 1,02s, le défaut de circuit ouvert est appliqué au transistor supérieur (T1). On constate que le courant de phase  $i_a$  perd son alternance négative. Nous notons également que les amplitudes du courant crête à crête des phases saines b et c ne sont pas les mêmes. À t= 1,07s, le défaut est multiple, il est appliqué à la fois au transistor supérieur (T1) et au transistor inférieur (T4). Dans ce cas, le courant de phase  $i_a$  s'annule et les deux phases saines b et c ont les mêmes amplitudes crête à crête contrairement au premier cas. Cette condition est très importante pour l'utilisation de la structure à tolérance de défaut. En effet, les phases saines doivent résister au courant transitoire et le dispositif doit résister à la contrainte thermique transitoire provoquée par les pertes de puissance. Les pics de courants ne doivent pas dépasser le courant maximal admissible du dispositif. A l'instant t= 1,12s, on utilise la structure tolérante aux défauts. Les courants dans les trois phases subissent une augmentation de leurs amplitudes, puis se stabilisent et on obtient trois courants sinusoïdaux de fréquence constante égale à 50 Hz.

Les figures III.20, III.21, et III.22 présentent respectivement la puissance produite par la GSAP, sa vitesse et son couple. Comme le montrent ces figures, en utilisant le contrôle PI, la puissance, la vitesse et le couple ont une certaine ondulation à l'instant de l'application du défaut, ce qui prouve que cette technique n'est pas utile et ne présente aucune robustesse et efficacité en présence des défauts. En utilisant la co.mmande par backstepping, les ondulations subissent une petite réduction. Par contre, en utilisant la commande par mode glissant de deuxième ordre, les résultats obtenus montrent clairement les performances dynamiques par rapport à la commande PI et la commande par backstepping. Ces résultats montrent que la commande par modes glissants d'ordre 2 est meilleure en termes d'efficacité et de robustesse vis-à-vis du défaut. Cette stratégie de commande sera adoptée comme commande tolérante aux défauts.



Figure III.16 : Système de contrôle global basé sur la commande tolérante au défaut.



Figure III.17 : Courant  $i_a$ .







Figure III.19 : Courant  $i_c$ .



Figure III.20 : Puissance de la GSAP.







Figure III.22 : Couple de la GSAP.

## VII. Conclusion

Ce chapitre a porté sur l'étude du défaut de circuit ouvert d'un transistor du convertisseur statique et son impact sur le comportement de tout le système. D'une part, on a constaté que ce type du défaut a engendré des déformations au niveau des courants de la génératrice. De plus, en utilisant la commande par régulateurs PI, la vitesse, le couple et la puissance produite par la GSAP possèdent une certaine ondulation à l'instant de l'application du défaut. D'autre part, une nouvelle structure du convertisseur était utilisée pour corriger les courants de la génératrice, cette structure était basée sur l'utilisation des triacs afin de remplacer les IGBTs en cas d'un défaut. En outre, une comparaison entre la commande classique basée sur les correcteurs PI, la commande par backstepping et la commande par mode glissant d'ordre 2 a été réalisée. Cette comparaison montre

que la commande par mode glissant d'ordre 2 est la plus efficace en cas de défaut afin de maintenir la puissance optimale et garantir les meilleures performances dynamiques du système hydrolien.



## Modélisation du défaut de la désaimantation dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents

I.	Introduction	83
II.	Structure des MSAP	
Π	I.1 Aimants en surface	
Π	I.2 Aimants insérés	
Π	I.3 Aimants enterrés	85
Π	I.4 Aimants à concentration de flux	85
III.	Description de la désaimantation	86
IV.	Causes de la désaimantation	
Г	V.1 Variation de la température	88
	IV.1.1 Diminution réversible de l'induction	88
	IV.1.2 Diminution irréversible de l'induction	88

IV.1.3 Diminution irrémédiable de l'induction	89
IV.2 Vieillissement de l'aimant	89
V. Modélisation de la désaimantation en utilisant la méthode des circuits magnétiques équivalents	; 89
VI. Résultats de la simulation	91
VI.1 Résultats de la simulation avec régulateurs PI	91
VI.2 Résultats de la simulation avec la commande par mode glissant d'ordre 2	93
VII. Conclusion	95

## I. Introduction

Au cours des dernières années, l'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents connaît un essor grâce à de avantages, tels que le bon rendement, la compacité et la possibilité d'éliminer le multiplicateur de vitesse dans le cas d'un système éolien / hydrolien à entraînement direct. Cela réduit l'entretien et rend la MSAP un bon candidat pour différentes applications telles que les éoliennes, les tractions électriques [109] et les systèmes immergés [110]. Cependant les machines synchrones à aimants permanents sont souvent sujettes à de différents défauts tels que ; les défauts des enroulements, les défauts d'excentricité et les défauts des aimants permanents [111]. Les aimants permanents (APs) permettent de réduire la taille globale de la machine, diminuer les pertes de cuivre et possèdent une forte densité de flux d'entrefer. Cependant, le majeur inconvénient des aimants permanents est leur désaimantation qui diminue considérablement leur induction rémanente [112].

Comme le défaut des aimants permanents engendre une dégradation des performances globales de la machine, de nombreuses techniques sont proposées pour la modélisation de la MSAP avec ce type de défaut. Dans [113], la méthode des éléments finis (MEF) a été utilisée. La MEF présente une précision optimale, mais souffre d'un temps de calcul exorbitant [114]. Dans [115-116], la désaimantation est modélisée en utilisant la méthode du circuit magnétique équivalent (MCME). Dans ce cas, la saturation et la rotation du rotor ont été prises en compte [117] ce qui rend cette technique utile pour de nombreuses machines électriques comme les machines à réluctance commutée et les machines à flux transversal.

Dans le cas de la désaimantation, les techniques de contrôle classiques telles que les régulateurs PI sont très sensibles aux conditions défectueuses et à leurs conséquences. Par conséquent, les techniques tolérantes à ce défaut sont nécessaires. Dans la littérature, de nombreuses stratégies de contrôle tolérantes aux défauts ont été proposées, telles que la commande par linéarisation entréesortie [92], la commande à passivité [93], la commande par backstepping [39] [94] et la commande par mode glissant d'ordre supérieur [118].

Ce chapitre est consacré au défaut des aimants dans les MSAP. Tout d'abord, nous listerons les causes principales de la désaimantation. Puis, la MCME sera utilisé pour modéliser le défaut des aimants dans une chaîne hydrolienne et analyser ses conséquences sur la production de l'énergie et les performances dynamiques. L'approche proposée utilise un modèle linéaire pour la modélisation de la MSAP en calculant la force électromotrice du stator (FEM). Enfin, Les stratégies de contrôle par mode glissant de deuxième ordre ont été largement étudiées et développées pour les problèmes de commande et d'estimation d'état. En effet, cette technique permet d'obtenir de bonnes

performances tant en régime stationnaire que transitoire, même en présence de perturbations du couple de charge et de variations de paramètres [118]. Cette méthode sera appliquée dans le cas de la désaimantation.

## II. Structure des MSAP

Ils existent plusieurs structures d'une machine synchrone à aimants permanents. On peut les distinguer selon le positionnement des aimants permanents.

## **II.1** Aimants en surface

Les aimants permanents, comme présenté sur la figure IV.1, sont localisés sur une culasse cylindrique. Ce type de machine présente une construction économique et simple. Cependant, l'inconvénient est que les aimants permanents sont exposés aux champs démagnétisant, aussi, les aimants subissent des forces centrifuges qui peuvent engendrer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre extérieur non ferromagnétique, dont la conductivité est haute, est utilisé puisqu'il protège les aimants contre la désaimantation, les forces centrifuges et la réaction d'induit [118].



Figure IV.1 : Aimants en surface.

## **II.2** Aimants insérés

Les aimants insérés sont soumis sur la surface du rotor. Pourtant, les trous entre les aimants sont partiellement pleins avec le fer ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique, comme indiqué par la figure IV.2. Le fer entre les aimants engendre une saillance et offre un couple réluctant qui s'ajoute au couple des aimants. Aussi, l'axe q possède une réactance synchrone légèrement supérieure à celle de l'axe d [118].



Figure IV.2 : Aimants insérés.

## **II.3** Aimants enterrés

Dans ce cas, les aimants permanents sont localisés dans le rotor, comme la figure IV.3 l'indique, ils sont magnétisés radialement. La surface du rotor est supérieure à la surface du pôle ce qui engendre la réduction de l'induction dans l'entrefer par rapport à l'induction dans l'aimant. De plus, l'axe d possède une réactance synchrone plus petite que pour l'axe q. Les aimants enterrés sont protégés contre les forces centrifuges et ils sont utilisés pour les applications à grandes vitesses [118].



Figure IV.3 : Aimants enterrés.

## II.4 Aimants à concentration de flux

Les aimants, comme la figure IV.4 l'indique, sont magnétisés dans le sens de la circonférence. Cette structure permet l'accumulation du flux généré dans le rotor ce qui rend l'induction rémanente dans l'entrefer plus importante. Dans ce cas, on assure la protection des aimants permanents contre le défaut de la désaimantation et les forces mécaniques. De plus, La réactance synchrone de l'axe d est inférieure à celle de l'axe q.



Figure IV.4 : Aimants à concentration de flux.

## III. Description de la désaimantation

La désaimantation est définie par la réduction de l'induction rémanente dans les aimants. Ceci engendre la perte du flux utile des aimants ce qui provoque la diminution de sa force.

La figure IV.5 présente la variation de l'induction magnétique d'un aimant en fonction du champ magnétique. Cette courbe forme un cycle d'hystérésis.



Figure IV.5 : Courbe du cycle d'hystérésis B=f(H) [118].

Sur cette figure, on distingue :

- L'induction rémanente B<sub>r</sub>: c'est la valeur de l'induction magnétique B lorsque le champ magnétique H est nul (point C).
- Le champ coercitif H<sub>c</sub>: c'est le champ magnétique H qui ramène l'induction magnétique B à zéro (point K).
- Si le champ magnétique *H* n'atteint pas le point *K*, l'aimant recule au point C en utilisant le cycle d'hystérésis.
- Si le champ magnétique H dépasse le point K et atteint le point S par exemple, l'aimant recule au point R en utilisant le cycle mineur. Donc, il va perdre une partie de son induction rémanente. On dit, dans ce cas, que l'aimant est désaimanté.

Le point *K* est appelé point de limite de réversibilité de la désaimantation, ce point peut être déplacé à cause de l'élévation de la température, en effet, l'évolution de l'induction rémanente  $B_r$  au cours de la température est donnée par l'équation (IV.1) [117] :

$$B_r(T) = B_r(20) \left[ 1 + \alpha_{Br} \frac{(T-20)}{100} \right]$$
(IV.1)

Avec

 $B_r(20)$  est la valeur de l'induction rémanente à 20°C.

 $\alpha_{Br}$  est le coefficient de la température réversible (%/°C).

*T* est la température de l'aimant (°C).

Généralement, ils existent trois groupes d'aimants permanents; les ferrites (Strontium ferrite, Barium ferrite,...), les terres rares (Neodyum-Fer-Bore (Nd-Fe-B), Samarium cobalt (SmCo) et les Alnico (Alnico5, Alnico5-7, Alnico9,...).

La figure IV.6 présente les courbes de désaimantation de différents aimants.

Les Alnico possèdent un petit champ coercitif et une grande induction rémanente. Ces matériaux peuvent être désaimantés très facilement.

Les ferrites ont la plus faible induction rémanente avec un champ coercitif plus grand que celui des Alnico. Ils sont disponibles et moins chers que les autres aimants permanents. Généralement, les ferrites sont utilisées pour les MSAP de faible puissance. Ils sont les matériaux les moins performants.

Les terres rares possèdent un champ coercitif et une induction rémanente élevés, ils sont les aimants permanents les plus chers et les plus performants grâce à leurs caractéristiques magnétiques supérieures. Ils sont utilisés pour les MSAP à hautes performances.



Figure IV.6: Courbes de désaimantation de différents aimants [118].

## IV. Causes de la désaimantation

Dans le cas de la désaimantation, le point de fonctionnement de l'aimant passe du cycle d'hystérésis vers un cycle mineur. Les causes principales de la désaimantation sont :

## IV.1 Variation de la température

La variation de la température a pour conséquence la diminution de l'induction rémanente  $B_r$ . Généralement, on distingue trois types de diminution.

#### IV.1.1 Diminution réversible de l'induction

Cette diminution s'annule lorsque l'aimant revient à sa température initiale. Elle est caractérisée par le coefficient de la température réversible. La diminution réversible est prévue dans l'étude.

#### IV.1.2 Diminution irréversible de l'induction

Dans le cas des hautes températures, le champ coercitif  $H_c$  diminue et l'aimant ne peut pas revenir à son état initial. Cette diminution ne peut pas s'annuler même après le retour de la température de l'aimant à sa valeur initiale.

#### IV.1.3 Diminution irrémédiable de l'induction

La dégradation de la surface de l'aimant et la variation de sa surface engendrent la diminution irrémédiable de l'induction.

## IV.2 Vieillissement de l'aimant

Le vieillissement de l'aimant peut provoquer des vibrations au niveau du rotor et engendre des oscillations du couple. Ceci représente une cause principale de la désaimantation. En effet, il engendre, d'une façon locale ou globale, la diminution de l'induction rémanente  $B_r$ .

## V. Modélisation de la désaimantation en utilisant la méthode des circuits magnétiques équivalents (MCME)

Cette méthode est basée sur le calcul de la force électromotrice de la machine (FEM). La force électromotrice représente une image du flux généré par les aimants [115]. Ainsi, tout défaut apparaissant dans le flux se répercute sur la FEM. Ceci rend la FEM une variable très intéressante pour l'analyse de la désaimantation. La FEM est donnée par

$$e = \frac{d\psi_m}{dt} = \frac{d\theta_m}{dt} \frac{d\psi_m}{d\theta_m} = \omega \frac{d\psi_m}{d\theta_m}$$
(IV.2)

Pour modéliser la désaimantation, on calcule la FEM de chaque aimant pour chaque enroulement en utilisant la décomposition en série de Fourier [114]

$$e_{a1PM1} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} E_n e^{jn\theta_m}$$

$$e_{a1PM2} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -E_n e^{jn\frac{360}{p}} e^{jn\theta_m}$$
....
(IV.3)

 $e_{a1PMp} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} -E_n e^{j(p-1)\frac{360}{p}} e^{jn\theta_m}$ 

 $e_{azPMm}$  est la FEM de l'aimant numéro *m* dans la  $z^{th}$  enroulement de la phase *a*,  $\theta_m$  est l'angle mécanique du rotor,  $E_n$  est l'amplitude.

En utilisant le théorème de la superposition, la sommation de tous les FEM de chaque aimant donne la FEM totale dans tout l'enroulement. Elle est exprimée par

$$e_{az} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left( \sum_{i=1}^{p} (-1)^{i-1} k \, e^{jn \, (i-1)\frac{360}{p}} \right) e^{jn \, \theta_{cz}} \, E_n e^{jn \, \theta_m} \tag{IV.4}$$

Chaque force est multipliée par un coefficient de défaut *k*, qui modélise l'effet de la désaimantation.

 $\theta_{cz}$  est l'angle du  $z^{th}$  enroulement de la phase *a* donnée par l'expression suivante [117].

$$\theta_{cz} = (z-1)\frac{c}{N_s}360$$
 (IV.5)

 $N_s$  est le nombre des encoches du stator

*C* est le pas de l'enroulement du stator donné par

$$C = \frac{N_s}{p} \tag{IV.6}$$

Après le calcul de la FEM dans le  $z^{th}$  enroulement, la FEM dans toute la phase *a* est calculée par la somme de toutes les FEM de tous les enroulements. La FEM dans la phase *a* est donnée par.

$$e_{a} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left( \sum_{i=1}^{p} (-1)^{i-1} k e^{jn(i-1)\frac{360}{p}} \right) \left( \sum_{z=1}^{N_{e}} (-1)^{z-1} e^{jn\theta_{cz}} \right) E_{n} e^{jn\theta_{m}}$$
(IV.7)

La FEM dans la phase a peut être écrite comme suit

$$e_a = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} k_n k_{san} E_n e^{jn \theta_m}$$
(IV.8)

Cette équation contient 3 parties:

- $E_n e^{jn \theta_m}$  représente la FEM d'un seul aimant.
- Le terme  $k_n$  est donné par

$$k_n = \sum_{i=1}^p (-1)^{i-1} k \, e^{jn \, (i-1)\frac{360}{p}}$$
(IV.9)

Il est appelé facteur magnétique, il exprime le pourcentage des aimants défectueux en utilisant l'indice k. Dans des conditions saines, k est égal à 1 et pour toute valeur de n dans (IV.9), le facteur magnétique est égal à zéro sauf lorsque le nombre de paires de pôles est impair. Cependant, lors de l'apparition de la désaimantation, toutes les fréquences mécaniques multiples peuvent apparaître dans la forme d'onde de la force électromotrice.

• Le terme  $k_{san}$  est donné par

$$k_{san} = \sum_{z=1}^{N_{coil}} (-1)^{z-1} e^{jn \theta_{cz}}$$
(IV.10)

Il est appelé facteur d'enroulement. Dans chaque phase, il exprime l'emplacement et le nombre des enroulements. Pour les autres phases, l'amplitude de ce facteur est la même; cependant, le déphasage est égal à 120 °.

Les autres phases ont des FEM identiques avec des facteurs d'enroulements différents. Les expressions des FEM des phases b et c sont données par

$$e_b = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} k_n k_{sbn} E_n e^{jn \theta_m}$$
(IV.11)

$$e_c = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} k_n k_{scn} E_n e^{jn \theta_m}$$
(IV.12)

## VI. Résultats de la simulation

## VI.1 Résultats de la simulation avec régulateurs PI

La figure IV.7 montre l'évolution de la vitesse rotorique de la MSAP pour des modes de fonctionnement sain et en défaut (5% des aimants sont endommagés) et où le contrôle est réalisé par des régulateurs de type proportionnel intégral PI. Nous notons que la vitesse du rotor présente une ondulation dès l'apparition du défaut (t=2s). Afin d'étudier l'impact de la gravité des aimants endommagés sur le comportement de la chaîne de conversion, on a fait varier le coefficient k et les figures IV.8, IV.9, IV.10 et IV.11 représentent l'évolution de la vitesse du rotor pour différentes valeurs du coefficient k (10%, 20%, 25% et 30% respectivement). Ces figures indiquent que la démagnétisation provoque une augmentation significative des ondulations de la vitesse de la MSAP avec l'augmentation du facteur k, cela prouve que les régulateurs PI ne sont pas utiles et ne présentent aucune robustese contre les défauts des aimants. Par conséquent, une technique de commande robuste et tolérante aux défauts, telle que la commande par mode glissant de deuxième ordre, est nécessaire.



Figure IV.7 : Vitesse de la MSAP (*k*=5%).



Figure IV.8 : Vitesse de la MSAP (*k*=10%).



Figure IV.9 : Vitesse de la MSAP (*k*=20%).



Figure IV.10 : Vitesse de la MSAP (*k*=25%).



Figure IV.11 : Vitesse de la MSAP (*k*=30%).

## VI.2 Résultats de la simulation avec la commande par mode glissant d'ordre 2

La puissance, la vitesse rotorique et le couple sont représentés par les figures IV.12, IV.13 et IV.14 respectivement en utilisant les régulateurs PI et la commande par mode glissant d'ordre 2. A t = 2s, 5% des aimants sont endommagés. Les résultats obtenus montrent clairement que par l'utilisation de régulateurs PI, la démagnétisation affecte tous les signaux ; et par conséquent, les performances dynamiques de tout le système sont fortement dégradées. Cependant, en utilisant la commande par mode glissant de deuxième ordre, les performances dynamiques du système sont pratiquement très améliorées par rapport à la commande basée sur PI comme le montre les résultats obtenus.







Figure IV.13 : Couple électromagnétique de la MSAP.



Figure IV.14 : Puissance de la MSAP.
# **VII.** Conclusion

Ce chapitre a mis en œuvre la méthode des circuits équivalents magnétiques pour la modélisation et l'analyse des défauts des aimants dans la machine synchrone à aimants permanents utilisée dans une chaîne de conversion hydrolienne. Les résultats de la simulation prouvent que lors d'utilisation des régulateurs PI, les performances dynamiques sont fortement dégradées. Par conséquent, une technique tolérante aux défauts telle que la commande par mode glissant de deuxième ordre a été adoptée. Cette technique permet de maintenir la puissance optimale et les performances dynamiques de toute la chaîne sous un défaut des aimants permanents. Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la commande par mode glissant est plus robuste et donne de meilleures performances par rapport à la commande par PI.



Le travail présenté dans le cadre de cette thèse a porté sur l'étude d'une chaîne de conversion hydrolienne en mode sain et en mode dégradé. Elle a présenté les différents défauts qui peuvent apparaître dans cette chaîne de conversion d'énergie des courants marins en montrant leurs impacts sur le fonctionnement de l'ensemble du système. L'objectif de cette thèse était l'utilisation des commandes tolérantes aux défauts en cas de l'apparition d'un défaut que se soit au niveau de la MSAP ou bien au niveau du convertisseur statique afin d'assurer un bon fonctionnement pour l'hydrolienne.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une étude bibliographique exhaustive sur les différents types d'énergies de la mer ainsi que les différentes chaînes de conversion hydroliennes. De plus, nous avons cité les différents types de défauts qui peuvent exister dans cette chaîne de conversion, que ce soit au niveau de la turbine, au niveau du multiplicateur, au niveau de la machine

synchrone à aimants permanents ou au niveau des convertisseurs statiques aussi que les différentes stratégies et commandes tolérantes à ces défauts.

Le deuxième chapitre a porté sur l'étude, la modélisation et la simulation d'une chaîne globale de conversion hydrolienne à vitesse variable. Ce chapitre a commencé par présenter la modélisation des courants marins, la turbine marine, la génératrice synchrone à aimants permanents et le convertisseur statique. Pour extraire une puissance optimale de l'hydrolienne, nous avons développé une stratégie de commande MPPT (Maximum Power Point Traking). Dans le même cadre, nous avons étudié une commande vectorielle de la MSAP basée sur l'utilisation des régulateurs de type proportionnel intégral PI.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié le défaut de type 'circuit ouvert' dans le convertisseur statique en décrivant son impact sur le comportement du toute la chaîne. En utilisant la commande classique basée sur les correcteurs PI, ce défaut a engendré des dégradations importantes des performances de l'ensemble de la chaîne de conversion. Nous avons alors enregistré que la commande vectorielle à flux rotorique orienté, abordée pour la MSAP, n'est pas assez robuste en cas d'un défaut. Ainsi, une nouvelle structure du convertisseur basée sur l'utilisation des triacs a été adoptée. Par ailleurs, une comparaison entre la commande par régulateurs PI, la commande par backstepping et la commande par mode glissant d'ordre 2 a été présentée. Les résultats de simulation obtenus ont permis de valider la stratégie de commande développée et ont confirmé la grande efficacité de la commande par mode glissant d'ordre 2 par rapport aux régulateurs PI et à la commande par backstepping.

Le dernier chapitre a porté sur les défauts des aimants permanents. En effet, la désaimantation a engendré une dégradation dans les performances globales de la génératrice. Par conséquent, une technique basée sur la méthode du circuit magnétique équivalent (MCME) a été proposée pour la modélisation de la MSAP en présence de ce défaut. Les résultats obtenus montrent que les techniques de contrôle classiques telles que les régulateurs PI sont très sensibles aux conditions défectueuses et à leurs conséquences. Ainsi, une stratégie de contrôle par mode glissant du deuxième ordre a été adoptée afin d'obtenir de meilleures performances pour toute la chaîne de conversion hydrolienne.

Certes, les travaux développés dans cette thèse ne constituent qu'un pas dans un champ de recherche très riche, où de nombreux problèmes méritent d'être mieux investigués et où de nouvelles méthodes de commande peuvent aussi être synthétisées.

Certaines perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de la structure étudiée telles que:

- Utilisation des méthodes de commande modernes comme les réseaux de neurones et la logique floue.
- Compléter la chaîne de conversion hydrolienne en ajoutant l'onduleur de connexion au réseau.
- La validation expérimentale du fonctionnement du système proposé.

## **Références Bibliographiques**

- [1] 'la production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde', Quinzième inventaire, Edition 2013, disponible sur le site : <u>http://www.energies-</u> renouvelebles.org/observer/html/inventaire/Fr/preface.asp
- [2] S. Djebarri, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier and F. Scuiller, "A comparative study of modular axial flux podded generators for marine current turbines," International Review on Modelling and Simulation, Vol. 7, No. 3, pp. 30-34, 2014.
- [3] <u>http://www.planete-energies.com</u>
- [4] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid and J.F. Charpentier, "Modeling and control of a marine current turbine driven doubly-fed induction generator," *IET Renewable Power Generation*, Vol. 4, No.1, pp.1-11, January 2010.
- [5] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, T. Ahmed-Ali and J.F. Charpentier, "High-order sliding mode control of a marine current turbine driven doubly-fed induction generator," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 35, No. 2, pp. 402-411, April 2010.
- [6] T. Divett, R. Vennel, C. Stevens, "Optimisation of Multiple Turbine Arrays in a Channel with Tidally Reversing Flow by Numerical Modelling with Adaptive Mesh", *in proceeding of the European Wave and Tidal Energy Conference (EWTEC)*, Southampton, 2011.
- [7] Z. Zhou, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, F. Scuiller, and T. Tang, "A review of energy storage technologies for marine current energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Review*, vol. 18, pp. 390-400, February 2013.
- [8] F. Chris, E. Andonegi, J. Depestele, A. Judd, D. Rihan, S.I. Rogers et E. Kenchington, "The environmental interactions of tidal and wave energy generation devices," *Environmental Impact Assessment Review*, Vol. 32, No. 1, pp.133-139, Aug. 2011.
- [9] R. Inger, M.J. Attrill, S. Bearhop, A.C. Broderick, W.J. Grecian, D.J. Hodgson, C. Mills, E. Sheehan, S.C. Votier. M.J. Witt1 et B.J. Godley, "Marine renewable energy: potential benefits to biodiversity? An urgent call for research," *Journal of Applied Ecology*, Vol. 11, No. 46, pp. 1145-1153, Sept. 2009.
- [10] M. Dansoko, H. Nkwawo, B. Diourté, F. Floret, R. Goma, G. Kenné, "Robust Multivariable Sliding Mode Control design for Generator Excitation of marine turbines in Multimachine configuration", *Electrical Powers and Energy Systems*, Vol. 63, pp.423-428, 2014.
- [11] S. Belakehal, A. Bentounsi, M. Merzoug, H. Benalla, "Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne", *Revue des Energies Renouvelables,* Vol. 13, No.1, pp. 149-161, 2010.
- [12] B. Beltran, M.E.H. Benbouzid, A.A. Tarek, "Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 27, No. 2, pp. 261-269, June 2012.
- [13] M. Dansoko, H. Nkwawo, B. Diourté, F. Floret, R. Goma, G. Kenné, "Decentralized sliding mode control for marine turbines connected to grid", 11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, University of Caen Basse-Normandie, Caen, France July, pp.3-5, 2013.
- [14] W. Bing, Y. QIAN, Y. ZHANG, "Robust nonlinear controller design of wind turbine with doubly fed induction generator by using Hamiltonian energy approach". *Journal Control Theory Appl* Vol. 11, No. 2, pp. 282–287, 2013.
- [15] E. Mahersi, A. Khedher, M.F. Mimouni, "The Wind energy Conversion System Using PMSG Controlled by Vector Control and SMC Strategies", *International Journal Of Renewable Energy Research*, Vol. 3, No.1, 2013.
- [16] S.E. Ben Elghali, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, "Generator Systems for Marine Current Turbine Applications: A Comparative Study", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 37, No. 3, July 2012.

- [17]K. Hamrouni and M. Khaterchi, "Detection des defauts de l'axe rapide du multiplicateur de vitesse d'une eolienne," *4ème Colloque de Recherche Appliquée et de Transfert de Technologie CRATT2012*, pp. 1-5, October 2012.
- [18] M.A. Awadallah, M.M. Morcos, S. Gopalakrishnan, T.W. Nehl, "Detection of Stator Short Circuits in VSI-Fed Brushless DC Motors Using Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 1, pp. 1-8, Mar. 2006.
- [19] M.A. Awadallah, M.M. Morcos, S. Gopalakrishnan, T.W. Nehl, "A neuro-Fuzzy Approach to Automatic Diagnostic and Location of Stator Inter-Turn Faults in CSI-Fed PM Brushless DC Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, pp. 253-259, June. 2005.
- [20] S. Nandi, H.A. Toliyat, Li. Xiaodong, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 4, pp. 719-72, Dec. 2005.
- [21] S. Lee, S. Kim, J.M. Kim, M. H Lee, "Fourier and wavelet transformations for the fault detection of induction motor with stator current," *in proceeding of the 30th Annual Conference IECON*, Nov. 2004.
- [22] M. Khov, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents: detection des courts-circuits par suivi paramétrique," *université de Toulouse*, 2009
- [23] D. Zarko, D. Ban,T.A. Lipo, "Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 1, pp. 52-65, July. 2008.
- [24] W. Jiabin, W. Weiya, G.W. Jewell, D. Howe, "Design of a miniature permanent magnet generator and energy storage system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 5, pp. 1383-1390, Oct. 2005.
- [25] C. Noel, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Short-Circuit Current Reduction Technique for Surface Mounted PM Machines in High Torque-Low Speed Applications," *in proceeding of the conference on the IEEE Industry Applications Society IAS*, 2004.
- [26] A. Stavrou, H. G. Sedding, Penman, "Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, No. 1, pp. 32-37, Mar. 2001.
- [27] J.S. Thomson, C.S. Kallesoe, "Stator fault modelling of induction motors," *in proceeding of the conference SPEEDAM*, 2006.
- [28] A. Abdallah, J. Regnier, J. Faucher, "Simulation of Internal Faults in Permanent magnet Synchronous Machines," in proceeding of the 6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005.
- [29] A. Abdallah, "Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques : application à la traction ferroviaire," *Thèse de doctorat*, INPT, France, 2005.
- [30] V. Devanneaux, "Modélisation de machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic," *Thèse de doctorat,* INPT, France, 2002.
- [31] R.M. Tallam, S.B. Lee, G. Stone, G.B. Kliman, J. Yoo, T.G. Habetler, B.G. Hareley, "A survey of methods for detection of stator-related faults in induction machines," *IEEE Transactions on Indudtry Applications*, Vol. 43, No. 4, pp. 920-933, 2007.
- [32] G.B. Kliman, S.B. Lee, M.R. Shah, R.M. Lusted, N.K. Nair, "new method for synchronous generator core quality evaluation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 3, pp. 576-582, Sept. 2004.
- [33] S.B. Lee, G.B. Kliman, M.R. Shah, N.K. Nair, R.M. Lusted, "An iron core probe based interlaminar core fault detection technique for generator stator cores," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, pp. 344-335, Jun. 2005.
- [34] S. Barker, "Avoiding premature bearing failure with inverter fed induction motors," *Power Engineering Journal*, Vol. 14, No. 4, pp. 182-189, Ang. 2000.

- [35] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity," *in proceeding of the IEEE SDEMPED*, pp. 121-126, Septembre 2001.
- [36] R. N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, F-M. Sargos, "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, pp. 4238-4251, Dec. 2008.
- [37] B.K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 2, pp. 581-588, 2009.
- [38] R. Trabelsi, A. Khedher, F. M'sahli, and M.F. Mimouni, "Input-Output FeedBack Linearization Control Applied to an induction motor drive," *Conference: SENDA2008*, January 2014.
- [39] E. Arbin and M. Gregory, "Adaptative backstepping control of a speed sensorless induction motor under time varying load torque and rotor resistance uncertainly," *39 Southeastern Symposium on System Theory, Tennessee technological university Cookeville*, T. N. USA, pp. 341-346, 2007.
- [40] F. Pozo, F. Ikhouane, J. Rodellar, "Numerical issues in backstepping control: sensitivity and parameter tuming," *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 345, No. 8, pp. 891-905, 2008.
- [41] H.T. Lee, L.Ch. Fu, F.L. Lian, "sensorless adaptative backstepping speed control of induction motor," *45 th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1252-1257, 2006.
- [42] J. Soltani, A.F. Payam, M.A. Abbasian, "A speed sensorless sliding mode controller for doubly fed induction machine drives with adaptative backstepping observer," *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT*, pp. 2725-2730, 2006.
- [43] O. Elmaguiri, F. Giri," Digital backstepping control of induction motors," *IEEE Symposium* on Industrial Electronics ISIE, pp. 221-226, 2007.
- [44] F.J. Lin, C.C. Lee, "Adaptative backstepping control for linear induction motor drive to track periodic references," *IEEE proceeding on electronic power application*, pp. 147, 449-458, 2000.
- [45] J. Li, Z. Hong, W. Yang, "Application of variable structure theory to direct field oriented induction motor speed controllers," *International Workshop in Intelligent Systems and Applications, ISA*, pp.1-4, 2009.
- [46] C. Lascu, I. Boldea, F. Bloabjerg, "Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding mode approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 2, pp. 582-590, 2004.
- [47] M. Hajian, G. R. Arab Markadch, J. Soltani, S. Hossenia, "Energy, optimized sliding mode control of sensorless induction motor drives," *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 9, pp. 2296-2306, 2009.
- [48] M-A. Rodríguez-Blanco, A. Vázquez-Pérez, L. Hernández-González, V. Golikov, J. Aguayo-Alquicira, and M. May-Alarcón, "Fault Detection for IGBT Using Adaptive Thresholds During the Turn-on Transient," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, pp. 1975-1983, 2015.
- [49] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 47, No. 3, pp. 1441-1450, 2011.
- [50] U-M. Choi, F. Blaabjerg, and K-B. Lee, 'Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems,' *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 30, No. 5, pp. 2517-2533, 2015.
- [51] James M. Hurley, "Estimating the Engineering Properties of Electronic Packaging Materials," *IEEE Transactions on components and packaging technologies*, Vol. 31, No. 2, pp. 417-424, June. 2008.
- [52] W. Zhang, D.Xu, Enjeti, P.N.; H. Li. Hawke, J.T. Krishnamoorthy, H.S, "Survey on Fault Tolerant Techniques for Power Electronic Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29, No. 1, 2014.

- [53] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of PMSM drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 47, No.5, pp.1134-1141, Oct. 2000.
- [54] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 51, No. 2, pp. 439-446, Apr. 2004.
- [55] C. Delpha, D. Diallo, M.E.H. Benbouzid, and C. Marchand, "Application of classifi-cation methods in fault detection and diagnosis of inverter fed induction machine drive : a trend toward reliability.", *EPJ Applied Physics*, Vol. 43, pp. 245-251, July 2008.
- [56] Y. Song and B. Wang, "Analysis and experimental verification of fault tolerant HEV powertrain," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 12, pp. 5854-5864, Dec. 2013.
- [57] F. Richardeau, J.Mavier, H. Piquet, and G.Gateau, "Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA," in *Proc.Conf. Rec. Eur. Power Electron. Appl, pp.* 1-9, 2007.
- [58]Z. Zhou, F. Scuiller, J.F. Charpentier, M.E.H. Benbouzid and T. Tang, "An up-to-date review of large marine tidal current turbine technologies," *in Proceedings of the 2014 IEEE PEAC, Shanghai* (China), pp. 448-484, November 2014.
- [59] EDF: Rapport Hydroliennes, projet ADEM1. Mai 2005.
- [60] G. Kenné, R. Goma, H. Nkwawo, F. Lamnabhi-Lagarrigue, A. Arzandé, J.C. Vannier, "Realtime transient stabilization and voltage regulation of power generators with unknown mechanical power input", Energy Conversion and Management, Vol. 51, pp. 218–224, 2010.
- [61] W.M.J. Batten, A.S. Bahaj, A.F. Molland, J.R. Chaplin, "Hydrodynamics of marine current turbines". Renewable Energy, Vol. 31, pp. 249–256, 2006.
- [62] L. Myers et *al.*, "Simulated electrical power potential harnessed by marine current turbine arrays in the Alderney Race," *Renewable Energy*, Vol. 30, pp. 1713-1731, 2005
- [63] S. Benelghali, R. Balme, K.L. Saux, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, F. Hauville. "A Simulation Model for the Evaluation of the Electrical Power Potential Harnessed by a Marine Current Turbine." *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 32, No. 4, October 2007.
- [64] B. Multon, X. Roboam, B. Dakyo, C. Nichita, O. Gergaud et H. Ben Ahmed, "Aérogénérateurs Electriques," *Techniques de l'Ingénieur, Traités de Génie Electrique, D3960*, Novembre 2004.
- [65] Y. Amirat, M. E. H. Benbouzid, B. Bensaker, R. Wamkeue, "Generators for Wind Energy Conversion Systems: State of the Art and Coming Attractions," *J. Electrical Systems*, Vol. 3, No. 1, pp. 26-38, 2007.
- [66] J.S. Couch and I. Bryden, "Tidal current energy extraction: Hydrodynamic resource characteristics," *Proc. IMechE, Part M: Journal of Engineering for the Maritime*, Vol. 220, No. 4, pp. 185-194, December 2006.
- [67] S. Djebarri, J.F. Charpentier, F. Scuiller and M.E.H. Benbouzid, "Comparison of direct-drive PM generators for tidal turbines," *in Proceedings of the 2014 IEEE PEAC, Shanghai* (China), pp. 474-479, November 2014.
- [68] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, "Marine Tidal Current Electric Power Generation Technology: State of the Art and Current Status", *IEEE Trans. IEMDC* 2007.
- [69]Z. Zhou, F. Scuiller, J.F. Charpentier, M.E.H. Benbouzid, and T. Tang, "Power smoothing control in a grid-connected marine current turbine system for compensating swell effect," *IEEE Trans. Sustainable Energy*, Vol. 4, No. 3, pp. 816-826, July 2013.
- [70] Z. Zhou, F. Scuiller, J.F. Charpentier, M.E.H. Benbouzid and T. Tang, "Power control of a non-pitchable PMSG-based marine current turbine at over-rated current speed with flux-weakening strategy," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 40, No. 3, pp. 536-545, October 2014.
- [71] S. Chaithongsuk, B. Nahid-Mobarakeh, J.P. Caron, N. Takorabet and F. Meibody-Tabar, "Optimal design of permanent magnet motors to improve field-weakening performances in variable speed drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 6, pp. 2484-2494, June 2012.

- [72] Andoni Urtasun, Pablo Sanchis, Idoia San Martín, Jesús López, Luis Marroyo, "Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking,," *Renewable Energy, Vol.* 55, pp. 138-149, 20 January 2013.
- [73] A. H.K. Alaboudy, A. A. Daoud, S.S. Desouky, A.A. Salem, "Converter controls and flicker study of PMSG-based grid connected wind turbine," *Ain Shams Engineering Journal*, Vol. 4, No. 1, pp. 75-91, March 2013.
- [74] A. Abdelkafi, L. Krichen, "New strategy of pitch angle control for energy management of a wind farm," *Energy*, 36, pp. 1470-1479, 2011.
- [75] **S. Toumi**, Y. Amirat, E. Elbouchikhi, M. Trabelsi, M.E.H. Benbouzid, and M.F. Mimouni, "A comparison of fault-tolerant control strategies for a PMSG-based marine current turbine system under converter faulty conditions," *Journal of Electrical Systems*, vol. 13, n°3, pp. 472-488, June 2017.
- [76] M. Mansour, M.N. Mansouri, and M.F. Minouni, "Comparative study of fixed speed and variable speed wind generator with pich angle control", "*IEEE International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA'11),* Hammamet, Tunisia, March, 3-5, 2011,
- [77] Nabil A. Ahmed, A.K. Al-Othman, M.R. AlRashidi, "Development of an efficient utility interactive combined wind/photovoltaic/fuel cell power system with MPPT and DC bus voltage regulation," *Electric Power Systems Research, Vol.* 81, pp. 1096–1106, 2011.
- [78] Shigeo M, Keisuke K, Masayuki S, Yoji T, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE transactions on industry applications*, Vol. 38, No. 4, July/August 2002.
- [79] A. Ansel, B. Robyns, "Modelling and simulation of an autonomous variable speed micro hydropower station," *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 71, pp. 320- 332, 2006.
- [80] M. Mansour, M.N. Mansouri, and M.F. Minouni, "Characteristic Study for Integration of Fixed Speed and Variable Speed Grid-Connected Wind Generators", *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*," Vol. 4, No. 3, pp. 1094-1103, June 2011.
- [81] M. A. Elgenedy, A. S. Abdel-Khalik, A. Elserougi, S. Ahmed, and A. Massoud, "Fault-Tolerant Control of Five Phase Current Source Inverter for Medium-Voltage Drives," *in proceeding of the 2014 Power Electronics Machines and Drives (PEMD 2014),* 7th IET International Conference, April 2014.
- [82] O. López, D. Dujic, M. Jones, F.D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, and E. Levi, "Multidimensional Two-Level Multiphase Space Vector PWM Algorithm and Its Comparison With Multifrequency Space Vector PWM Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *Vol.* 58, No. 2, pp. 465-475, 2011.
- [83] Y. Amirat, M.E.H. Benbouzid, E. Al-Ahmar, B. Bensaker and S. Turri, "A brief status on condition monitoring and fault diagnosis in wind energy conversion systems," *Renewable & Sustainable Energy Reviews, Vol.* 3, No. 9, pp. 2629-2636, December 2009.
- [84] M.A Parker, L. Ran and S.J. Finney, "Distributed Control of a Fault-Tolerant Modular Multilevel Inverter for Direct-Drive Wind Turbine Grid Interfacing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.* 60, No. 2, pp. 509-522, February 2013.
- [85] B. Lu, S.K. Sharma, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 5, pp. 1770-1777, 2009.
- [86] K.-H. Kim, D.-U. Choi, B.-G. Gu, I.-S. Jung, "Fault model and performance evaluation of an inverter-fed permanent magnet synchronous motor under winding shorted turn and inverter switch open," *Electric Power Applications, IET*, Vol. 4, No. 4), pp. 214-225, April 2010.
- [87] S.Toumi, S. Benelghali, M. Trabelsi, E. Elbouchikhi, Y. Amirat, M.E.H. Benbouzid and M.F. Mimouni, "Robustness analysis and evaluation of a PMSG-based marine current turbine system under faulty conditions," in International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control and computer engineering STA, Hammamet. Tunisia, pp. 1-6, December 2014.

- [88] K. D. Hoang, Z. Q. Zhu, and M. P. Foster, "Influence and compensation of inverter voltage drop in direct torque-controlled four-switch three-phase PM brushless ac drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 8, pp. 2343-2357, Aug. 2011.
- [89] A. Stabile, J.O. Estima, C. Boccaletti, A.J. Marques Cardoso, "Converter power loss analysis in a fault-tolerant permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, Mar. 2015.
- [90] Campos-Delgado DU, Espinoza-Trejo DR, Palacios E, "Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey," *IET Electric Power Applications*; Vol. 2, No. 2, pp. 121-134, 2007.
- [91] R. Yazdanpanah, J. Soltani, G.R. Arab Markadeh, "Nonlinear torque and stator flux controller for induction motor drive based on adaptive input–output feedback linearization and sliding mode control," *Energy Conversion and Management, Vol. 49, No. 4*, pp. 541-550, 2007.
- [92]Z. Xu, J. Wang, P. Wang, "Passivity-based control of induction motor based on Euler-Lagrange (EL) model with flexible damping," *International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.* 48-52, 2008.
- [93] Y.H. Hwang, K.K. Park, H.W. Yang, "Robust adaptive backstepping control for efficiency optimization of induction motors with uncertainties," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 878–883, 2008.
- [94] X. Yu and O. Kaynak, "Sliding-mode control with soft computing: A survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 9, pp. 3275-3285, Sep. 2009.
- [95] **S. Toumi**, Y. Amirat, E. Elbouchikhi, M. Trabelsi, M. F. Mimouni and M. E. H. Benbouzid, "Second-order sliding mode for marine current turbine fault-tolerant control," *in Proceeding of the 2016 IEEE CEIT*, Hammamet (Tunisia), pp. 1-6, December 2016.
- [96] M. Trabelsi, M. Boussak and M. Gossa, Multiple IGBTs open circuit faults diagnosis in voltage source inverter fed induction motor using modified slope method, *In: Conf. ICEM.* 2010. CD ROM.
- [97] S. Toumi, S.E. Ben Elghali, M. Trabelsi, E. Elbouchikhi, Y. Amirat, M.E.H. Benbouzid and M.F. Mimouni, "Modeling and Simulation of a PMSG-based Marine Current Turbine System under Rectifier Faulty Conditions," *Electric Power Components and Systems Journal (EPCS)*, Vol. 45, No. 7, pp. 715-725, 2017.
- [98] H. Titah-Benbouzid and M.E.H. Benbouzid, "Marine renewable energy converters and biofouling: A review on impacts and prevention," *in Proceedings of the 2015 EWTEC*, Nantes (France), pp. 1-8, Paper 09P1-4-2, September 2015.
- [99] J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique", thèse de doctorat, INPT, Toulouse, mars 2007.
- [100] M. Trabelsi, M. Boussak and M.E.H. Benbouzid,"Multiple criteria for high performance online diagnosis of single and multiple open-switch faults in AC motor drives: Application to IGBT-based voltage source inverter",*Elsevier Electric Power System Research (EPSR)*, Vol. 144, pp.136–149, mars 2017.
- [101] M. Trabelsi, P. Mestre, M. Boussak, M. Gossa "PWM Switching pattern based diagnosis scheme for single and multiple open switches damage in VSI fed induction motor drives", *Instrumentation, Systems, and Automation (ISA) Transactions*, Vol. 55, pp. 333–344, mars 2012.
- [102] M. Trabelsi, M. Boussak, A. Chaari, "High Performance Single and Multiple Faults Diagnosis in Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Drives", *IEEE International Congress of Electrical Machines (ICEM '2012)*, septembre 2012.
- [103] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahs, S.E. Schulz, "Fault-tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, pp. 1108-1116, 2004.
- [104] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, T. Ahmed-Ali and I. Munteanu, "Experimental validation of a marine current turbine simulator: Application to a PMSG-based system second-order sliding mode control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 1, pp. 118-126, January 2011.

- [105] R. Trabelsi, A. Khedher, M.F. Mimouni and F. M'sahli, "Backstepping control for an induction motor using an adaptative sliding rotor-flux observer," *Electric Power Systems Research*, Vol. 93, pp. 1-15, December 2012.
- [106] M. Shige, K. Keisuke, S. Masayuki, T. Yoji, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE transactions on industry applications*, Vol. 38, No. 4, July/August 2002.
- [107] S. Chi, Z. Zhang and L. Xu, "Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 2, pp. 582-590, March-April 2009.
- [108] J. Sung-Yoon, C.C. Mi, N. Kwanghee, "Torque control of IPMSM in the field-weakening region with improved DC-link votage utilization," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 6, pp. 3380-3387, June 2015.
- [109] S. Muller et *al.*, "Doubly fed induction generator systems," *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 8, No. 3, pp. 26-33, May-June 2002.
- [110] M. Zafarani, T. Goktas, B. Akin, "A simplified mathematical approach to model and analyze magnet defects fault signatures in permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 5, No. 4, pp.1-5, Oct 2015.
- [111] M. Zafarani, T. Goktas, B. Akin, "A simplified numerical approach to analyze magnet defects in permanent magnet synchronous motors," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Vol. 4, No. 3, pp. 1-5, Sep 2015.
- [112] K-C. Kim, K. Kim, H.J. Kim, J. Lee, "Demagnetization analysis of permanent magnets according to rotor types of interior permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 45, No. 6, pp. 2799-2802, 2009.
- [113] J. Wang, W. Wang, K. Atallah, D. Howe, "Demagnetization assessment for the three-phase tubular brushless permanent-magnet machines," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 44, No. 9, pp. 2195-2203. 2008.
- [114] J.A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, "Analytical modeling approach to detect magnet defects in permanent magnet brushless motor," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 44, No. 12, pp. 4599-4604, 2008.
- [115] J. Urresty, J. Riba, L. Romeral, "A back-emf based method to detect magnet failures in PMSMs, *IEEE Trans. on Magnetics*," Vol. 49, No. 1, pp. 591-598, Jan. 2013.
- [116] T. Raminosoa, J.A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, "Reluctance network modelling of surface permanent magnet motor considering iron nonlinearities," *Energy Convers. Manage*, *Vol.* 50, No. 5, pp. 1356-1361, 2009.
- [117] **S.Toumi**, S. Benelghali, M. Trabelsi, E. Elbouchikhi, Y. Amirat, M.E.H. Benbouzid and M.F. Mimouni, "Robustness analysis and evaluation of a PMSG-based marine current turbine system under faulty conditions", *in International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control and computer engineering STA*, Hammamet. Tunisia, pp. 1-6, December 2014.
- [118] jawad Ahmed Farooq, "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vu de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," Le 05 décembre 2008, Thèse de doctorat à l'université de technologies de Belfort-Monbeliard.
- [119] http://vdm-hydrolienne.webnode.fr

# Annexe N°1

	Paramètre	valeur
Turbine	Rayon de la turbine ( <i>r</i> )	0.87 m
	Nombre de pales	3
	Masse volumique de l'eau $(\rho)$	1027.68 kg/m <sup>3</sup>
MSAP	Puissance nominale ( <i>P</i> )	7.5 kW
	Vitesse nominale (N)	3000 tr/mn
	Couple nominal $(C_{em})$	17 N.m
	Tension nominale $(V_n)$	270 V
	Courant nominal $(I_n)$	31 A
	Resistance du stator $(R_s)$	0.173 mΩ
	Inductance du stator $(L_s)$	0.085 mH
	Flux induit par les aimants permanents ( $\Phi_a$ )	0.112 Wb
	Moment d'inertie total (turbine et MSAP) $(J_t)$	1.3131x10 <sup>6</sup> kg.m <sup>2</sup>
	Coefficient de frottement ( <i>f</i> )	8.5 10 <sup>-3</sup> Nm/s
	Nombre de paire de pôles ( <i>p</i> )	4
Convertisseur coté machine	Turn-on time	0.13 µs
	Turn-off time	0.445 μs
	Temps mort	4 µs
	Fréquence de découpage	5 kHz
	Tension continue	600 V

### Paramètres de la chaîne de conversion hydrolienne

### Annexe N°2

# Paramètres des régulateurs PI

Paramètre	Valeur	
Régulateur de vitesse $(b_0, b_1)$	(0.56, 1.7)	
Régulateur du courant $(K_p, K_i)$	(0.0173, 5.49)	

### Annexe N°3

#### **Commande par Backstepping**

La conception d'un contrôleur pour un système non linéaire où le vecteur d'état est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du *Backstepping* offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de *Lyapunov* est une procédure du contrôleur récursive.

Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le *Backstepping* permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on soit en mesure de trouver, au moins pour un système scalaire, une fonction de contrôle de *Lyapunov* et une loi de commande qui stabilise son origine.

La commande par *Backstepping* a donné un nouvel essor à la commande des systèmes non linéaires qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Elle se base sur la deuxième méthode de *Lyapunov*, dont elle combine le choix de la fonction avec celui des lois de commande. Ceci permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

#### 1. Conception de la commande par Backstepping

Afin d'illustrer le principe de la méthode de *Backstepping*, on considère le cas de système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1) + x_2 \\ \dot{x}_2 = u \end{cases}$$
(1)

Où:

 $[x_1 x_2]$ : le vecteur d'état,

*u*: l'entrée de commande.

f(0) = 0, alors son origine ( $x_1 = 0, x_2 = 0$ ) est un point d'équilibre du système défini par (1).

La commande par *Backstepping* est développée ci-dessous :

### <u>Étape 1 :</u>

Premièrement, on définit pour la sortie une trajectoire désirée  $x_{1d}$ , on introduit alors l'erreur de poursuite suivant :

$$e_1 = x_{1d} - x_1$$
 (2)

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_{1d} - \dot{x}_1 = \dot{x}_{1d} - f(x_1) - x_2$$
 (3)

Où les deux sont associées à la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2$$
 (4)

La dérivée de la fonction de Lyapunov s'écrit :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (\dot{x}_{1d} - f(x_1) - x_2)$$
 (5)

L'état  $x_i$  est ensuite utilisé comme commande intermédiaire afin de garantir la stabilité de (3). On définit pour cela une *commande virtuelle* :

$$x_{2\alpha} = a_1 e_1 + \dot{x}_{1d} - f(x_1) \tag{6}$$

Où :

 $X_{2\alpha}$ : la valeur désirée de  $x_2$ .

 $a_i$ : une constante positive permettant d'assurer la négativité de *V*, donc la convergence de l'erreur vers 0:

$$\dot{x}_{2\alpha} = a_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1)$$
 (7)

#### <u>Étape 2 :</u>

Il apparaît une nouvelle erreur :

$$e_2 = x_{2\alpha} - x_2 = a_1 e_1 + \dot{e}_1 \tag{8}$$

$$\dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{e}_2 - \mathbf{a}_1 \mathbf{e}_1$$
 (9)

La dérivée de (8) s'écrit comme suit :

$$\dot{\mathbf{e}}_2 = \dot{\mathbf{x}}_{2\alpha} - \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{a}_1 \dot{\mathbf{e}}_1 + \ddot{\mathbf{x}}_{1d} - \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}_1) - \mathbf{u}$$
 (10)

Pour tenir compte de cette erreur, la fonction candidate de *Lyapunov*  $V_1$  précédente (4) est augmentée d'un autre terme, tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \tag{11}$$

Ainsi que sa dérivée :

$$\dot{V}_2 = -a_1 e_1^2 + e_2 (a_1 e_1 + \ddot{x}_{1d} + \dot{f}(x_1) - u + e_1)$$
(12)

L'expression entre parenthèse doit être égale à  $-a_2e_2$  ( $a_2$  une constante positive), ce qui donne la loi de commande finale suivante *u* pour assurer la négativité de la fonction de *Lyapunov* :

$$u = a_1 \dot{e}_1 + e_1 + a_2 e_2 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1)$$
  
=  $(a_1 + a_2)e_2 + (1 - a_1^2)e_1 + \ddot{x}_{1d} - \dot{f}(x_1)$  (13)

De telle sorte que :

$$\dot{V}_2 = -a_1 e_1^2 - a_2 e_2^2 \le 0 \tag{14}$$

Et  $V_2$  apparaît maintenant comme une fonction de *Lyapunov* pour le système (1), ce qui prouve la stabilité asymptotique vers l'origine.

Donc, l'avantage globale de la technique du Backstepping est sa flexibilité par le choix simple des

fonctions stabilisantes  $\alpha_i$  sans élimination des non-linéarités afin de rendre négative la fonction  $\dot{V}_i$ .

## Contribution à la Commande Résiliente aux Défaillances des Convertisseurs Statiques et à la Démagnétisation de la Génératrice Synchrone à Aimants Permanents d'une Hydrolienne

**Résumé**— De nos jours, l'exploitation des énergies renouvelables afin de générer de l'électricité est en croissance soutenue puisqu'elles sont à ressource illimitée, gratuites et ne provoquent pas de déchets ou d'émissions polluantes. Dans cette thèse, on se propose d'étudier l'un de ces types d'énergie à savoir l'énergie issue des courants marins. Il s'agit plus particulièrement de s'intéresser à la commande tolérante aux défauts des systèmes de récupération de l'énergie des courants marins. Le potentiel de la production d'électricité à partir des courants marins est estimé à une production de 100 GW dans le monde. Cependant, ces chaînes de conversion d'énergie sont exposées et soumises à des contraintes fonctionnelles et environnementales importantes et sévères. Ces contraintes favorisent inévitablement la dégradation des performances des différents blocs fonctionnels de ces systèmes et l'accélération de leur processus de vieillissement, conduisant ainsi à l'apparition des défauts d'origines mécaniques et/ou électriques. Ainsi, la mise en place des techniques de commande tolérantes aux défauts de ces systèmes permettra d'améliorer la fiabilité, les performances et réduire les coûts relatifs au fonctionnement en mode dégradé et aux opérations de maintenance. Le but des travaux de cette thèse est l'étude, la modélisation et la simulation d'une chaîne de conversion hydrolienne à vitesse variable dans le cas sain et le cas d'un défaut (soit au niveau de la machine synchrone à aimants permanents (défaut de la désaimantation) ou au niveau du convertisseur statique (défaut d'un circuit ouvert d'un interrupteur). Il s'agira donc d'étudier les différentes commandes tolérantes aux défauts utilisées en cas d'un défaut au niveau de la génératrice ou au niveau de l'électronique de puissance associée.

*Mots-Clés*— Hydrolienne, génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), convertisseur, IGBT, modélisation, défaut de circuit ouvert de l'IGBT, désaimantation, commande tolérante au défaut, commande par Backstepping, commande par mode glissant.

### On Fault-Tolerant Control of a Permanent Magnet Synchronous-based Tidal Turbine under Faulty Converter and Magnet Failure

**Abstract**— Nowadays, the exploitation of renewable energies in order to generate electricity is growing steadily because they are unlimited resources, free and don't cause waste or polluting emissions. In this context, it is proposed to study one of these types of energy, which is marine currents energy. In particular, we are interested in fault-tolerant control of tidal turbines. The potential for power generation from marine currents is estimated at 100GW in the world. However, tidal turbines are submitted to severe operational and environmental constraints. These constraints inevitably will lead to these systems performance degradation and the acceleration of their aging process, thus leading to the occurrence of mechanical and/or electrical faults. The implementation of fault-tolerant control techniques will improve the tidal turbines reliability, performance, and reduce costs relating to maintenance operations. The aim of this thesis is to study, model, and simulate a tidal turbine system in healthy and faulty conditions (either in the converter (switch open circuit) or in the permanent magnet synchronous generator (magnet failure). Various fault-tolerant control approaches are therefore evaluated and compared under these specific failure

It will therefore be necessary to study the various fault-tolerant controls used in the event of a fault in the generator or in the associated power electronics.

*Keywords*— Tidal turbine, PMSG, IGBT, modeling, IGBT open circuit, magnet failure, fault-tolerant control, Backstepping control, sliding mode control.