

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

و البحث العلمي وزارة التعليم العالي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université MUSTAPHA Stambouli



جامعة مصطفى اسطمبولي

معسكر

Mascara

Faculté des Science et technologie
Département d'Électrotechnique
Laboratoire de LSTE, Université Mustapha Stambouli de Mascara

THESE de DOCTORAT

Spécialité Electro statique appliqué à l'environnement

Intitulée

Contribution à l'étude et Commande d'un couplage des systèmes hybrides (réseau et centrale électrique à base d'une machine synchrone) pour la production d'énergie

Présentée par : **Bouziane Abdelkader Hafid**

Le 21 / 12 / 2023

Devant le jury :

Président	BOUGUENNA F.IBRAHIM	MCA	U. Mascara
Examineur	BACHIR BOUYADJRA	MCA	U. Mascara
Examineur	KERBOUA ABDELFETTAH	MCA	ESSA Tlemcen
Co-Directeur de Thèse	DEBBAT B. MOHAMED	MCA	U. Mascara
Directeur de Thèse	TAHOUR AHMED	PR	ESSA Tlemcen

Année Universitaire : 2022-2023

Résumé

L'énergie éolienne est la ressource énergétique renouvelable qui connaît la croissance la plus rapide. Elle est propre et joue un rôle crucial dans la mise en place d'un contexte de qualité pour le développement durable. Ce travail se concentre sur l'étude des techniques de commande robuste appliquées à la génératrice, avec pour objectif d'optimiser la production d'énergie éolienne, en mettant particulièrement l'accent sur les éoliennes équipées d'un générateur synchrone à rotor bobiné (GSRB). Pour atteindre cet objectif, la thèse est structurée en quatre parties. Dans le premier point, un rappel sur les systèmes de conversion de l'énergie éolienne et les concepts physiques régissant leurs fonctionnements sont présentés. Un aperçu sur les différents types d'éoliennes à axe vertical ou horizontal, leurs caractéristiques technologiques sont également exposées, suivies par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers les différents types de machines électriques utilisées et les convertisseurs qui leur sont associés. La deuxième partie est consacrée à la description du modèle de la partie mécanique de l'éolienne comprenant le multiplicateur, ainsi qu'à la modélisation de la partie électrique incluant la GSRB dans le repère (d,q). La troisième partie, est consacrée à la commande d'un aérogénérateur connecté au réseau électrique basé sur la GSRB. Des modèles analytiques de la turbine éolienne et les stratégies de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) ont été conçus en utilisant deux méthodes d'extractions de puissance sous l'environnement Matlab/Simulink. La commande vectorielle à base de régulateurs proportionnel-intégral PI a été appliquée. Dans la dernière partie, nous avons élaboré deux stratégies de contrôle pour le système éolien basé sur une GSRB. La première a été réalisée par le contrôleur FOPI optimisé avec l'algorithme AG, la seconde par un contrôleur adaptatif flou -GAFOPi.

Ces contrôleurs sont conçus pour réguler l'échange de puissance réactive et active entre le stator de la machine et le réseau. Bien que les différences entre les deux contrôleurs en termes de suivi de consigne ne soient pas particulièrement importantes, nous avons constaté que le contrôleur adaptatif flou -GAFOPi est plus performant en termes de rapidité et de robustesse.

Mots clés

Energie Eolienne, Générateur synchrone à rotor bobiné, MPPT, Commande vectorielle, Contrôleur AFLC-GAFOPi.

Abstract

Wind power is the fastest-growing renewable energy resource. It is clean and plays a crucial role in creating a quality environment for sustainable development. This work focuses on the study of robust control techniques applied to the generator, with the aim of optimizing wind power generation, with particular emphasis on wind turbines equipped with a synchronous wound rotor generator (GSRB). To achieve this objective, the thesis is structured in four parts. In the first section, a review of wind energy conversion systems and the physical concepts governing their operation are presented. An overview of the different types of vertical and horizontal axis wind turbines and their technological characteristics is also given, followed by a state-of-the-art review of electromechanical conversion through the different types of electrical machines used and their associated converters. The second part describes the model of the mechanical part of the wind turbine, including the gearbox, and the model of the electrical part, including the GSRB in the (d,q) reference frame. The third part is devoted to the control of a grid-connected wind turbine based on the GSRB. Analytical models of the wind turbine and MPPT (Maximum Power Point Tracking) control strategies have been designed using two power extraction methods under the Matlab/Simulink environment. Vector control based on proportional-integral PI controllers was applied. In the final section, we developed two control strategies for the GSRB-based wind power system. The first was implemented by the FOPI controller optimized with the AG algorithm, the second by an adaptive fuzzy-GAFOPI controller.

These controllers are designed to regulate the exchange of reactive and active power between the machine stator and the grid. Although the differences between the two controllers in terms of set point tracking are not particularly significant, we found that the adaptive fuzzy-GAFOPI controller performs better in terms of speed and robustness.

Keywords

Wind energy, Wound rotor synchronous generator, MPPT, Vector control, AFLC-GAFOPI controller.

Dédicace

*Afin d'être reconnaissant envers ceux qui m'ont appuyé et encouragé
à effectuer ce travail de recherche, je dédie ce mémoire :*

*À ma très chère mère et mon très cher père pour leur soutien moral, et
pour tous les sentiments d'affection et d'amour qui représentent pour
moi le pilier de tous mes efforts.*

*À tous les membres de ma famille, sans exception, et tout
particulièrement à ma chère grande sœur, à qui je souhaite une
excellente santé et beaucoup de bonheur.*

Et à tous ceux que ma réussite leur tient à cœur.

Remerciement

Tout d'abord, je remercie ALLAH le tout puissant, de m'avoir donné la force, le courage, la volonté et la patience pour réaliser ce travail dans les meilleures circonstances.

J'exprime une très grande gratitude à Monsieur TAHOUR Ahmed directeur de thèse et Monsieur DEBBAT Mohammed Benmadani co-directeur de thèse. J'ai éprouvé un réel plaisir de travailler avec eux, leurs conseils toujours justes et judicieux ont été d'une aide précieuse.

J'adresse également mes vifs remerciements à tous les membres du jury pour le temps qu'ils ont consacré à l'évaluation de mes travaux de thèse

J'exprime ma profonde gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Table des matières

RESUME	I
ABSTRACT	II
DEDICACE	III
REMERCIEMENT.....	IV
TABLE DES MATIERES.....	V
TABLE DES FIGURES	VIII
LISTE DES TABLEAUX	XII
LISTE DES SYMBOLES	XIII
LISTE DES ABREVIATIONS	XVI
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
1. Généralité sur les systèmes éoliens	5
1.1 Introduction	5
1.2 Le développement de l'énergie éolienne.....	5
1.3 Énergie éolienne en Algérie	8
1.3.1 Potentiel éolien en Algérie	8
1.3.2 Synthèse du nouvel atlas éolien	8
1.4 Différents types des turbines éoliennes	9
1.5 Les composants essentiels d'un système éolien	10
1.5.1 La partie mécanique.....	10
1.5.2 La partie électrique	12
1.6 Aperçu des différents systèmes éoliens/générateurs	12
1.6.1 Éoliennes à vitesse fixe.....	12
1.6.2 Éoliennes à vitesse variable limitée.....	13
1.6.3 Éoliennes à vitesse variable avec un convertisseur de puissance à capacité réduit.....	14
1.6.4 Éolien à vitesse variable avec un convertisseur de puissance à pleine capacité.....	14
1.7 Type de configuration de conversion de puissance	15
1.7.1 Configuration de conversion unidirectionnel	15
1.7.1.1 Configuration de conversion unidirectionnel simple.....	15

Table des matières

1.7.1.2 Configuration de conversion unidirectionnel avec un convertisseur boost	16
1.7.1.3 Configuration de conversion unidirectionnel avec une Z-source	16
1.7.2 Configuration de conversion bidirectionnel	17
1.7.2.1 Configuration à deux convertisseurs triphasés à transistors	17
1.7.2.2 Configuration à deux convertisseurs triphasés à thyristors.	18
1.8 Topologie utilisant la machine synchrone à rotor bobiné.....	18
1.9 Conclusion.....	20
2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien.....	21
2.1 Introduction	21
2.2 Modélisation d'une éolienne à vitesse variable	21
2.2.1 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne	21
2.2.1.1 Couple aérodynamique	22
2.2.1.2 Courbe de puissance avec différentes valeurs de β	23
2.2.1.3 Équation dynamique de l'arbre	24
2.2.1.4 Schéma fonctionnel de la turbine éolienne.....	25
2.2.2 Zones de fonctionnement d'une éolienne.....	26
2.2.3 Modélisation de la partie électrique de l'éolienne.....	27
2.2.3.1 Modélisation du générateur	27
synchrone.....	34
2.2.4 Expression du couple électromagnétique.....	39
2.3 Conclusion.....	41
3. Commande d'une turbine éolienne à vitesse variable basé sur une GSRB	42
3.1 Introduction	42
3.2 Technique d'extraction du maximum de la puissance (mppt)	42
3.2.1 Contrôle sans asservissement de la vitesse	43
3.2.2 Contrôle avec asservissement de la vitesse	45
3.3 Synthèse des différents régulateurs de vitesse	46
3.3.1 Régulateur IP	46
3.3.2 Commande par mode glissant.....	47

Table des matières

3.4 Résultats de Simulations.....	49
3.4.1 Interprétations.....	52
3.5 Modèle du convertisseur électronique de puissance.....	53
3.5.1 Commande par modulation de largeur d’impulsion	55
3.5.2 Modélisation de la liaison au réseau	57
3.5.2.1 Modélisation du bus continu	57
3.5.2.2 Modélisation du filtre passif	58
3.6 Principe de la commande vectorielle.....	59
3.6.1 Commandes des courants de la GSRB à base d’un régulateur PI	61
3.6.2 Commandes du CCR à base d’un régulateur PI	64
3.6.3 Boucle à verrouillage de phase PLL	66
3.6.4 Stratégie de commande de la tension du bus continu	68
3.6.5 Résultats de simulation du système de conversion éolien	69
3.3 Conclusion.....	74
4. Application des commandes robustes au système éolien basé sur une GSRB	76
4.1 Introduction	76
4.2 Contrôleur d'ordre fractionnaire optimisé par l’algorithme génétique	76
4.2.1 Calcul fractionnaire	77
4.2.2 Représentation des systèmes d’ordre fractionnaires	77
4.2.2.1 Equation différentielle généralisée.....	77
4.2.2.2 Fonction de transfert non entière	78
4.2.2.3 Représentation dans l’espace d’état	78
4.2.3 Contrôleurs d'ordre fractionnaire	79
4.2.3.1 Famille de contrôleurs PID d'ordre fractionnaire	79
4.2.3.2 Contrôleur PI d'ordre fractionnaire	81
4.2.4 Description des algorithmes génétiques	81
4.2.4.1 Réglage d'un contrôleur PI d'ordre fractionnaire basé sur un algorithme génétique	82

Table des matières

4.2.4.2 Les opérateurs génétiques	84
4.2.4.3 Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques	85
4.2.4.4 Critère de performances	86
4.3 Commande adaptative basée sur la logique floue	86
4.3.1 Généralités sur la logique floue	87
4.3.1.1 Variables linguistiques et ensembles flous	87
4.3.1.2 Univers de discours	89
4.3.1.3 Fonction d'appartenance	88
4.3.1.4 Système d'inférence floue	90
4.3.2 Système de commande floue	93
4.3.2.1 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur FOPI par la logique floue	93
4.3.3 Structure de la commande CCM proposée	97
4.4 Resultats de simulation et discussion	98
4.4.1 Structure de la commande CCR	104
4.5 Resultats de simulation et discussion... ..	104
4.6 Teste de robustesse des types de commandes étudiées	107
4.7 Conclusion	110
Conclusion Générale et perspectives.....	111
Bibliographie	113

Table des figures

Figure 1.1- Nouvelles installations d'énergie éolienne	6
Figure 1.2- Nouvelle capacité éolienne en 2021 Par région	7
Figure 1.3 - Nouvelle capacité éolienne en 2021 et part des cinq premières marches	7
Figure 1.4- La moyenne spatiale de la vitesse du vent en Algérie à 10 m a.g.l	8
Figure 1.5- Technologies d'éoliennes : (a) axe horizontal (b) axe vertical	9
Figure 1.6- Principaux éléments d'une éolienne	11
Figure 1.7- La partie électrique	12
Figure 1.8 - Schéma de principe des systèmes éoliens à vitesse fixe	13
Figure 1.9- Schéma de principe des systèmes éoliens à vitesse variable limitée	13
Figure 1.10- Système éolien à vitesse variable basé sur une GADA avec convertisseur à capacité réduite	14
Figure 1.11- Système éolien à vitesse variable à pleine capacité	15
Figure 1.12 - Configuration de conversion d'énergie unidirectionnel simple	16
Figure 1.13- Configuration de conversion d'énergie unidirectionnel avec un convertisseur boost	16
Figure 1. 14- Configuration de conversion d'énergie unidirectionnel avec un Z-source	17
Figure 1. 15- Configuration à deux convertisseurs triphasés à transistors	17
Figure 1. 16- Configuration à deux convertisseurs triphasés à thyristors.	18
Figure 1. 17 - Système de conversion de l'énergie éolienne basé sur le GSRB	19
Figure 2. 1– Caractéristiques du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différent angle calage β	26
Figure 2.2– Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de sa vitesse de rotation (à $\beta = 0$).	27
Figure 2. 3– Couplage mécanique entre la turbine et le générateur.	26
Figure 2.4 – Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.	27
Figure 2.5 – Courbe de puissance du WECS en fonction de la vitesse du vent	27
Figure 2.6– Schéma simplifié de la génératrice synchrone avec ses amortisseurs	27
Figure 2.7 – Vue schématique des différents flux dans la machine sur les axes d et q	36
Figure 2. 8 – Schéma électrique de la génératrice synchrone GSRB	37
Figure 2. 9 – Schéma Simulink du modèle du générateur synchrone	40
Figure 3.1 – Schéma bloc de la maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse.	45

Figure 3.2 – Schéma bloc de la maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse.	45
Figure 3. 3 – Schéma bloc du régulateur IP	46
Figure 3. 4 – Fonction (Commande de type relais)	46
Figure 3. 5– Profil du vent.....	49
Figure 3.6 – Résultat de simulation de la turbine sans asservissement de la vitesse.....	50
Figure 3. 7 – Résultat de simulation de la turbine avec asservissement de la vitesse	51
Figure 3. 8– Modèle de convertisseur	53
Figure 3. 9 – Exemple de chronogramme d’une commande Sinus-triangle triphasée	56
Figure 3. 10 – Schéma électrique du bus continu.....	57
Figure 3. 11 – Schéma électrique du filtre.....	58
Figure 3. 12 – Diagramme vectoriel du flux orienté de la GSRB	60
Figure 3. 13 – Principe de la commande du courant i_{ds}	62
Figure 3. 14 – Principe de la commande du courant i_{qs}	63
Figure 3. 15 – Commande vectoriel de la GSRB	64
Figure 3. 16 – Principe du contrôle des courants circulant dans le filtre RL	66
Figure 3. 17 –Structure classique d'une PLL triphasée	67
Figure 3. 18 –Principe de commande de la tension du bus continu	68
Figure 3. 19 – Commande du CCR	68
Figure 3. 20 – Vitesse de vent	70
Figure 3. 21 – Vitesse de la GSRB	71
Figure 3. 22 – Couple électromagnétique	71
Figure 3. 23 – Courant quadratique de stator	72
Figure 3. 24 – Courant direct de stator	72
Figure 3. 25 –La tension du bus continu	73
Figure 3. 26 –Les puissances active et réactive du réseau	73
Figure 4. 1– Structure parallèle du contrôleur FOPID	80
Figure 4. 2– Correcteur PID et $PI^\lambda D^\mu$	81
Figure 4. 3 – Croisement en chaîne de bits des parents (a) et (b) pour former la descendance (c) et (d)	82
Figure 4.4 – Principe de l’optimisation par algorithme génétique	83
Figure 4.5 – Organigramme de l'algorithme AG.....	83
Figure 4.6 – Variable linguistique	88
Figure 4.7 – Structure interne d’un système de contrôle floue.....	90

Figure 4.8 – Méthodes de définition des règles floues.....	92
Figure 4. 9 – Principe d’adaptation du FOPI par la logique floue.....	94
Figure 4. 10 – Fonction d’appartenance de E et ΔE	96
Figure 4. 11– Fonction d’appartenance de U	96
Figure 4. 12 – Schéma bloc de commande du CCM par le AFLC-GAFOPI proposé.	97
Figure 4. 13 – Vitesse de vent en échelons.....	98
Figure 4. 14 – Comparaison des performances selon un profil du vent en échelons des contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur,	99
Figure 4.15 – Comparaison des performances selon un profil du vent en échelons des contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI. (a) le couple électromagnétique de GSRB, (b) le courant quadratique de stator, (c) courant direct du stator	100
Figure 4.16 – Comparaison des performances selon un profil du vent en échelons des contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI. Courants statoriques triphasés.....	102
Figure 4.17 – Vitesse de vent aléatoire.....	102
Figure 4.18 – Comparaison des performances selon une vitesse de vent aléatoire pour les deux contrôleurs (AFLC-GAFOPI) et (GAFOPI). (a) la vitesse du générateur, (b) le couple électromagnétique de GSRB	103
Figure 4.19 – Comparaison des performances selon une vitesse de vent aléatoire pour les deux contrôleurs (AFLC-GAFOPI) et (GAFOPI).(a) le courant quadratique de stator, et (b) le courant direct du stator, (c) Courants statoriques triphasés.....	103
Figure 4. 20 – Schéma bloc de commande du CCR par le AFLC-GAFOPI proposé	104
Figure 4. 21 – Les performances du CCR en utilisant un contrôleur AFLC-GAFOPI. (a) Tension du bus continu, (b) Puissances active et réactive coté réseau.....	106
Figure 4. 22 – Les performances du CCR en utilisant un contrôleur AFLC-GAFOPI., (a) Courants triphasés coté réseau, (b) Tension et courant coté réseau de la phase "a."	106
Figure 4.23 – Testes de robustesse des courants statoriques d’axe (d) avec le régulateur GAFOPI en cas d’une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf})	108
Figure 4. 24 – Testes de robustesse des courants statoriques d’axe (d) avec le régulateur AFLC- GAFOPI, cas d’une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf})	108

Figure 4. 25 – Testes de robustesse des courants statoriques d’axe (q) avec le régulateur GAFOPi, cas d’une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf}) 109

Figure 4. 26 – Testes de robustesse des courants statoriques d’axe (q) avec le régulateur AFLC-GAFOPi, cas d’une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf}) 109

Liste des tableaux

Tableau 1.1 – Avantages et inconvénients des éoliennes a vitesse fixe et variable	10
Tableau 3.1 – Paramètres des régulateurs PI	69
Tableau 4.1 – Matrice d’inférence du régulateur AFLC-GAFOPI	96
Tableau 4.2 – Paramètres des régulateurs GAFOPI côté GSRB.	98
Tableau 4.3 – Gains de normalisation pour le réglage des courants de la GSRB	96
Tableau 4.4 – Paramètres des régulateurs GAFOPI côté CCR.	104
Tableau B.1 – Paramètres de la turbine, du transformateur et de la source.	121
Tableau B.2 – Paramètres du générateur synchrone à rotor bobiné	121

Liste des Symbole

C	Capacité du condensateur du bus continu	F
C_p	Coefficient de puissance de la turbine éolienne	
C_q	Coefficient de couple de la turbine éolienne	
C_t	Couple aérodynamique	N.m
C_{mec}	Couple mécanique totale appliqué au rotor	Nm
C_{em}	Couple électromagnétique de la GSRB	N.m
C_g	Couple sur l'arbre de la GSRB issu du multiplicateur	N.m
C_{p-max}	Coefficient de puissance maximal	
f_r	Fréquence de la tension de référence	Hz
f_p	Fréquence de la porteuse	Hz
f_s	Fréquence du réseau	Hz
f	Coefficient de frottements visqueux totaux	Hz
f_g	Coefficient de frottements visqueux de la GSRB	Hz
f_t	Coefficient de frottements visqueux de la turbine	Hz
G	Gain du multiplicateur	
G_c	Gain des convertisseurs	
i_{ds}, i_{qs}	Composantes du courant statorique dans le repère (d,q)	A
i_f	Composantes du courant d'excitation	A
i_{td}, i_{tq}	Composantes d et q du courant transitant dans le filtre	A
i_{mac}	Courant continu modulé par le convertisseur côté machine	A
i_{res}	Courant continu modulé par le convertisseur côté réseau	A
i_c	Courant capacitif traversant le condensateur du bus continu	A
J_g	Moment d'inertie de la GSRB	Kg.m2
J_t	Moment d'inertie de la turbine	Kg.m2
K_i	Gain intégral	
K_p	Gain proportionnel	
K	Constante positive.	
P	Nombre de paires de pôles	
P_a	Puissance mécanique captée par la turbine	W
P_e	Puissance électrique produite par l'aérogénérateur	W
P_g, Q_g	Puissances échangées entre l'aérogénérateur et le réseau	W, V Ar

Liste des Symboles

P_c	Puissance active dans le condensateur du bus continu	W
R	Rayon des pales	
R_f	Résistance du filtre	Ω
r_f	Résistance rotorique de la GSRB	Ω
	Résistance statoriques de la GSRB	Ω
S	Surface circulaire balayée par la turbine	m^2
s	Opérateur de Laplace	
S_a, S_b, S_c	États des interrupteurs hauts des trois bras de l'onduleur	
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	
T_p	Période de la porteuse	s
t	Temps	s
t_r	Temps de réponse	s
v_{ds}, v_{qs}	Composantes de la tension statoriques dans le repère (d,q)	V
v_f	Composantes de la tension d'excitation	V
V_{dg}, V_{qg}	Composantes de la tension réseau dans le repère tournant (d,q)	V
V_{md}, V_{mq}	Composantes de la tension modulé par le convertisseur côté réseau	V
v_g	Tension efficace simple du réseau	V
v_{dc}	Tension au bornes du condensateur du bus continu	V
v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}	Tensions de sortie de l'onduleur rapportées au point milieu	V
$[v_s], [v_r]$	Vecteurs tensions stator et rotor définis dans le repère de Park	V
v_{max}	Vitesse du vent maximale	
v	Vitesse du vent équivalente m/s	
ω_n	Vitesse du vent nominale	
ω_s	Vitesse du vent de seuil	
$[X]$	Vecteur d'état	
x	Variable d'état	
Ω_{mec}	Vitesse mécanique de la GSRB issue du multiplicateur	rad/s
Ω_n	Vitesse mécanique nominale	rad/s
Ω_t	Vitesse de la turbine	rad/s
β	Angle de calage des pales	
λ	Vitesse relative	
λ_{opt}	Vitesse relative optimal	
$[\phi_s], [\phi_r]$	Vecteurs tensions stator et rotor définis dans le repère de Park	
ϕ_d, ϕ_q	Composantes du flux statoriques dans le repère (d,q)	wb
ϕ_f	Composantes du flux rotorique dans le repère (d,q)	wb

Liste des Symboles

ϕ_D, ϕ_Q	Flux totaux induits dans les amortisseurs de l'axe polaire et de l'axe interpolaire	wb
ω_e	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques	wb
ω_n	Pulsation propre d'un système de deuxième ordre	wb
ω_g	Pulsation des tensions du réseau	wb
ρ	Densité de l'air	

Liste des Abréviations

WECS	Wind Energy Conversion System
AC/DC/AC	Alternatif/ Continu/ Alternatif
AG	Algorithme Génétique
BTB	Back-to-Back Connected
CCM	Convertisseur Côté Machine
CCR	Convertisseur Côté Réseau
FOC	Field Oriented Control (Commande à flux orienté)
SCIG	Générateur Asynchrone à Cage d'écureuil
WRIG	Générateur à Induction à Rotor Bobiné
GADA	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
GSAP	Générateur Synchrone à Aimants Permanents
GSRB	Générateur Synchrone à Rotor Bobiné
IAE	Integration Absolute Error
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
ISE	Integrated of Squared Error
ITAE	Integral Time Absolute Error
MLI	Modulation par Largeur d'impulsion
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MS	Machine Synchrone
GS	Generator Synchrone
PI	Proportional-Integral
FOPI	Fractional order-proportional and integral
FOPID	Fractional order-proportional-integral- derivative
AFLC	Adaptive Fuzzy Logic Control
GAFOPID	Genetic Algorithm Fractional Order-Proportional and Integral
FS	Factor Scaler
PLL	Phase-Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
FLC	Fuzzy Logic Control
WRIG	Générateur à induction à rotor bobiné
SCIG	Générateur à induction à cage d'écureuil
PMSG	Générateurs synchrones à aimant permanent

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les ressources énergétiques fossiles sont issues de la combustion de matières premières telles que le pétrole, le gaz et le charbon. Ces dernières sont polluantes, leurs réserves diminuent et, malheureusement, elles ne sont pas renouvelables. En outre, il existe une forte opposition politique à l'expansion de l'énergie nucléaire dans de multiples régions du monde. Pour faire face à l'augmentation constante de la demande d'énergie dans le monde, les fabricants investissent de plus en plus dans les énergies renouvelables [1]

Le cadre variable des combustibles fossiles, la flambée de la demande mondiale d'électricité et la sensibilité environnementale, ont renforcé le besoin d'une énergie propre et durable où l'énergie éolienne détient une place importante. De part son potentiel global, l'énergie éolienne a séduit différents acteurs du monde économique et plus particulièrement du secteur de l'énergie. Cela a entraîné une profonde recomposition et mutation du marché de l'énergie éolienne [2].

Les éoliennes peuvent fonctionner à vitesse fixe ou variable. Quand elle est fixe la génératrice est directement reliée au réseau électrique. Cela signifie que la vitesse du rotor d'une éolienne doit rester constante quelle que soit la vitesse du vent. Les turbulences du vent, provoquent dans ce cas des variations de puissance et diminuent la qualité de l'énergie produite. En revanche, les éoliennes à vitesse variable sont capables d'atteindre un rendement maximal de conversion d'énergie sur une large plage de vitesses de vent, la génératrice est reliée au réseau électrique via des convertisseurs d'électroniques de puissance, ce qui permet de réguler la vitesse du rotor. Les fluctuations de puissance causées par les variations du vent peuvent être amortis en ajustant la vitesse du rotor, ce qui permet de minimiser les charges mécaniques et améliore la qualité de l'énergie électrique produite [3, 4].

Dans les WECSs, une variété de générateurs électriques a été utilisée. Les générateurs synchrones à rotor bobiné (GSRB) sont considérés comme des générateurs auto-excités prometteurs, largement utilisés dans les systèmes de production d'énergie en raison de leurs avantages, notamment leur capacité de production d'énergie élevée, l'amélioration du facteur de puissance, le contrôle indépendant de la puissance active et réactive et le rendement élevé [5].

Par conséquent, nous avons choisi de contribuer à l'étude des éoliennes à vitesse variable basées sur des machines synchrones à rotor bobiné (MSRB). Cette thèse se concentre sur les

systèmes de contrôle modernes des éoliennes. L'objectif principal est d'améliorer la production d'énergie éolienne en développant des systèmes de contrôle plus avancés, robuste et plus performants.

Les stratégies traditionnelles de commande sont des techniques classiques pour la plupart de type (PI-PID) basées sur un modèle linéarisé, qui peuvent ne pas donner des performances satisfaisantes en cas de variations de paramètres, de perturbations de la charge ou variation du vent à grande échelle [6]. Pour surmonter ces problèmes, de nombreuses stratégies de commande robuste ont été proposées dans la littérature [7, 8,9]. Parmi ces commandes robustes, on trouve les commandes d'ordre fractionnaire [10, 11]. Ce sont des commandes qui utilisent des dérivateurs et des intégrateurs d'ordre fractionnaire et elles sont plus performantes que les commandes classiques [12].

Le contrôleur PID d'ordre fractionnaire, proposé par Podlubny en 1999, a démontré l'efficacité et la flexibilité et permet une réponse plus précise avec une dynamique supérieure [13, 14]. Les paramètres des contrôleurs FOPID sont composés d'une constante qui est proportionnelle, intégrale et dérivée ainsi qu'un ordre dérivé et intégral, dont la sélection des gains devient plus compliquée que celle d'un contrôleur PID d'ordre entier conventionnel. La complexité du système WT et le grand nombre de paramètres de contrôle constituent des obstacles au choix des meilleurs gains. Ce problème peut être résolu en appliquant des techniques d'optimisation telles que l'algorithme génétique (AG), qui a permis de résoudre cette complexité en facilitant la sélection rapide et efficace de meilleurs gains des contrôleurs [15]. Il convient toutefois de noter que les contrôleurs FO sont dépendants du modèle et ne fournissent de meilleures performances que lorsque le modèle mathématique exact est disponible. L'inconvénient susmentionné des contrôleurs FO peut être surmonté en utilisant la commande par logique floue (FLC) qui présente deux avantages : d'une part, ils sont généralement construits à partir de l'expertise humaine et, d'autre part, l'incorporation de variables linguistiques renforce leur pouvoir descriptif [16]. Le FLC est considéré comme un contrôleur efficace et offre une flexibilité et des performances supplémentaires dont il est capable de piloter des systèmes non linéaires et complexes [17]. Cependant, il y a toujours le risque d'avoir des oscillations de faible amplitude en régime permanent [18]. L'incorporation de la logique floue à la commande adaptative standard est un autre moyen efficace pour garantir une commande optimale répondant aux besoins de l'utilisateur. Une approche pour modifier les gains du FOPI afin d'inclure une certaine intelligence dans la stratégie de contrôle devrait être créée même dans un contexte difficile et dynamique. Cette approche associant le régulateur FOPI et le contrôleur flou à base de règles permet l'ajustement dynamique du gain du système

ce qui améliorera l'action du contrôleur et amènera rapidement la sortie de la boucle à un état stable. Ce type de commande, dite adaptative, permet donc d'exploiter les avantages présentés par des contrôleurs FOPI et ceux de la logique floue [19]. Cette thèse est organisée en quatre chapitres principaux :

Le premier chapitre présente les technologies des éoliennes ainsi que les différents composants de l'aérogénérateur. Les différents types, les stratégies de fonctionnement (vitesse fixe, vitesse variable), ainsi que les configurations de générateurs les plus courantes pour la conversion éolienne.

Au second chapitre, nous présenterons la modélisation d'une éolienne à vitesse variable comprenant la partie mécanique et électrique ainsi que la détermination des différentes régions de fonctionnement de la turbine en fonction de la vitesse. Le concept de la chaîne de conversion éolienne à base de la génératrice synchrone à rotor bobiné (GSRB) fera l'objet du troisième chapitre. Nous développerons dans un premier temps la stratégie de contrôle choisie, c'est-à-dire le contrôle vectoriel de la chaîne globale de conversion du vent, ainsi qu'un modèle mathématique de simulation de l'ensemble, à savoir le contrôle de la turbine pour extraire le maximum de puissance du vent. Une stratégie de commande de réglage de la vitesse de rotation de la turbine, de sorte à optimiser la puissance extraite quel que soit la vitesse du vent, est proposée dans un second temps. Deux méthodes de régulation de vitesse utilisant un régulateur IP et un régulateur en mode glissant ont été traitées. Ensuite nous élaborons un contrôleur PI en utilisant la commande vectorielle par orientation du flux d'excitation sur la GSRB, ainsi qu'un contrôle de la liaison au réseau avec la régulation du bus continu.

Le quatrième chapitre concerne principalement l'amélioration de la commande vectorielle classique. Deux types de régulateurs intelligents seront développées, permettant le maintien d'une dynamique de hautes performances du système éolien même en cas de variations des conditions d'opérations. Ensuite on va procéder à une analyse de la simulation des performances dynamiques des régulateurs proposés.

Dans la dernière partie, une conclusion générale résumant l'ensemble des travaux présentés et des perspectives pour de futurs travaux sont suggérées.

Chapitre 1

Généralité sur les Systèmes Éoliens

1.1 Introduction

Considéré comme une énergie propre, le vent est aujourd'hui une ressource énergétique renouvelable et un secteur en pleine croissance suscitant un intérêt particulier dans le contexte de la création d'un environnement sain et d'un développement durable. L'énergie éolienne s'est avérée être une solution rentable et fiable pour produire de l'électricité. Étant donné qu'il est principalement influencé par des facteurs environnementaux, il est essentiel de concevoir des systèmes capables de générer une puissance maximale dans toutes les situations de travail [20,21].

La recherche se concentre actuellement sur l'amélioration de l'éolienne elle-même, ainsi que sur le processus de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique qui peut être injectée dans le réseau. Ces améliorations ont pour effet de diminuer le coût de l'énergie éolienne et de la rendre concurrentielle dans le secteur de la production d'électricité.

Dans ce présent chapitre, les technologies éoliennes ainsi que les différents composants de l'aérogénérateur sont présentés. Les différents types, les stratégies de fonctionnement (vitesse fixe, vitesse variable), ainsi que les configurations de générateurs les plus courantes pour la conversion éolienne sont abordées. Enfin, nous montrons les avantages qu'elle offre la génératrice synchrone à rotor bobiné GSRB.

1.2 Le développement de l'énergie éolienne

L'éolienne est le produit de la science et de la technologie modernes. Il s'agit d'un équipement de production d'énergie qui utilise l'énergie éolienne naturelle pour convertir d'abord l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Ensuite, la turbine entraînant le générateur, la production d'électricité est possible. En tant qu'énergie propre, abondante, inépuisable et gratuite, l'énergie éolienne joue un rôle important dans le système d'alimentation électrique mondial et devient la nouvelle énergie électrique propre qui connaît la croissance la plus rapide [22]. 93,6 GW de nouvelles capacités éoliennes ont été ajoutées dans le monde en 2021, soit seulement 1,8 % de moins que le record de 2020 (Fig.1.1).

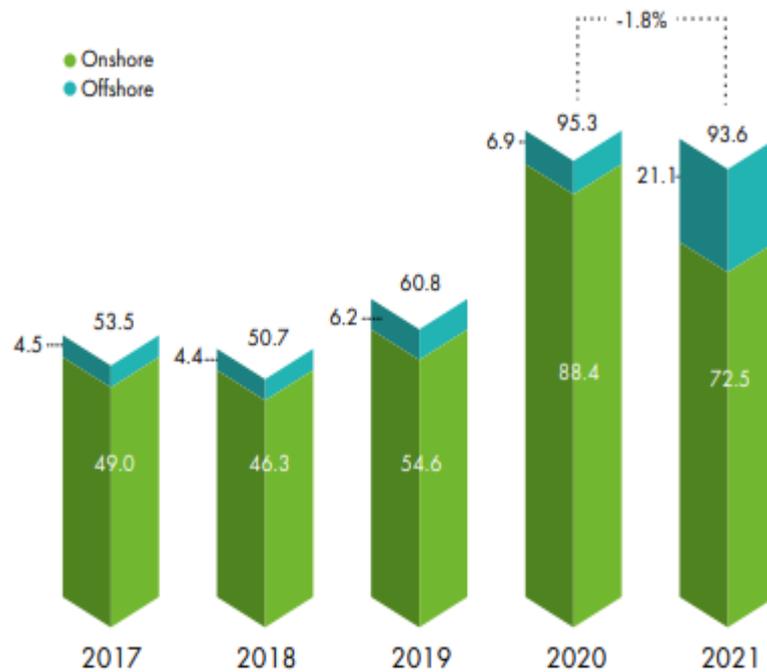


Figure 1.1–Nouvelles installations d'énergie éolienne [23].

Bien que les nouvelles installations sur le marché de l'éolien terrestre aient chuté à 72,5 GW l'année 2021, il s'agissait toujours de la deuxième année la plus élevée de l'histoire. Le marché de l'éolien offshore a connu une année record avec plus de 21 GW connectés au réseau, soit trois fois plus que l'année précédente, faisant de 2021 l'année la plus élevée de tous les temps. Grâce à la croissance fulgurante des installations en Chine (offshore) et au Vietnam, l'Asie-Pacifique continue de prendre la tête du développement mondial de l'éolien avec une part de marché en 2021 quasiment identique à celle de 2020. Poussée par une année record d'installations éoliennes terrestres, l'Europe (19 %) a repris à l'Amérique du Nord (14 %) le titre de deuxième plus grand marché régional pour les nouvelles installations de 2021. L'Amérique latine, l'Afrique et le Moyen-Orient ont également connu une année record en termes de nouvelles installations en 2021, leur part de marché mondiale atteignant respectivement 6 % et 2 %, respectivement, mais les deux régions restent dans la même position que l'année précédente (Fig. 1.2) [23].

Les cinq principaux marchés mondiaux en 2021 pour les nouvelles installations étaient la Chine, les États-Unis, le Brésil, le Vietnam et le Royaume-Uni. Ces cinq marchés combinés ont représenté 75,1 % des installations mondiales de 2021, soit collectivement 5,5 % de moins qu'en 2020, principalement en raison de la Chine et des États-Unis qui ont perdu une part de marché combinée de 10 % par rapport à 2020. En termes d'installations cumulées, les cinq premiers marchés à la fin de 2021 sont restés inchangés (Fig. 1.3). Il s'agit de la Chine, des États-Unis,

Chapitre 1. Généralité sur les systèmes éoliens

de l'Allemagne, de l'Inde et de l'Espagne, qui représentaient ensemble 72 % du total des installations éoliennes dans le monde, soit 1 % de moins qu'en 2020 [23].

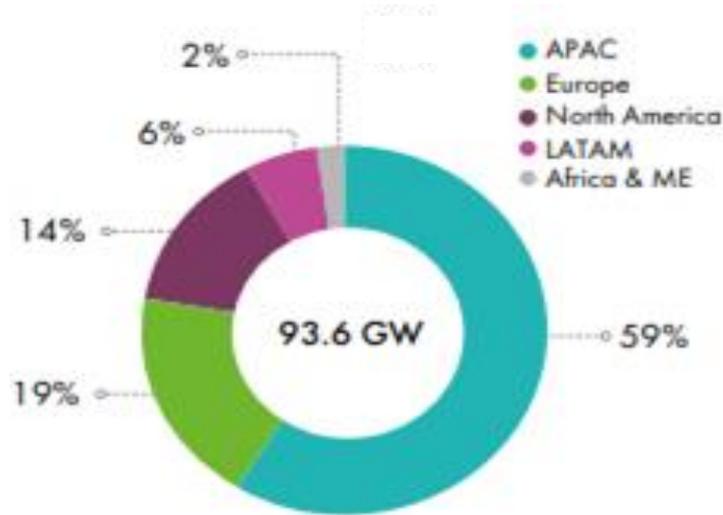


Figure 1.2–nouvelle capacité éolienne en 2021 par région [23]

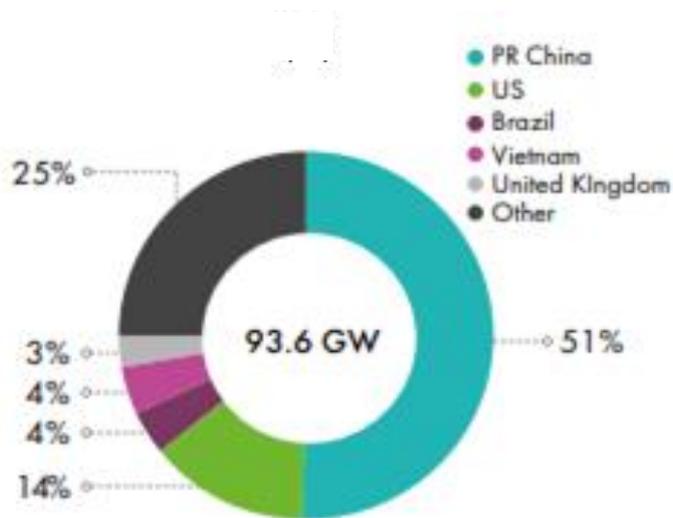


Figure 1.3 – Nouvelle capacité éolienne en 2021 et part des cinq premiers marchés [23]

1.3 Énergie éolienne en Algérie

1.3.1 Potentiel éolien en Algérie

Dans le cadre de la dynamique de la transition énergétique, l'Algérie, à l'instar de nombreux autres pays dans le monde, cherche à utiliser les énergies renouvelables pour renforcer sa sécurité énergétique en diversifiant son mix énergétique et en réduisant sa dépendance aux énergies fossiles. Le pays bénéficie d'un grand potentiel en matière d'énergies renouvelables, notamment solaire et éolienne, en raison d'un ensoleillement abondant et de vents forts dans certaines régions. Avec des investissements continus et un soutien politique, l'Algérie a le potentiel de devenir un leader dans le domaine des énergies renouvelables et d'atteindre la sécurité énergétique tout en relevant les défis du changement climatique. Les ressources en énergie éolienne en algérie varient selon les régions, avec des vitesses de vent qui augmentent particulièrement dans le sud-ouest, ils ont été identifiés sur la base d'une analyse préliminaire de la variation saisonnière et annuelle de la vitesse moyenne du vent. L'objectif est d'identifier les régions clés présentant le plus grand potentiel en matière d'énergie éolienne est d'attirer l'attention sur la façon dont la ressource varie relativement à travers le pays [24]

1.3.2 Synthèse du nouvel atlas éolien

Dans la figure 1.4, la nouvelle carte annuelle des vents de l'Algérie est représentée à 10 m. L'étude du potentiel éolien pour l'ensemble du pays montre que l'Atlas saharien constitue la limite entre deux régimes éoliens différents entre le Nord et le Sud. La révision et l'actualisation de la ressource éolienne ont permis d'identifier de nouveaux sites éoliens potentiellement ventée. La distribution surfacique de la vitesse moyenne annuelle du vent reflète les changements dans les estimations des ressources éoliennes par rapport à la Atlas précédents [25].

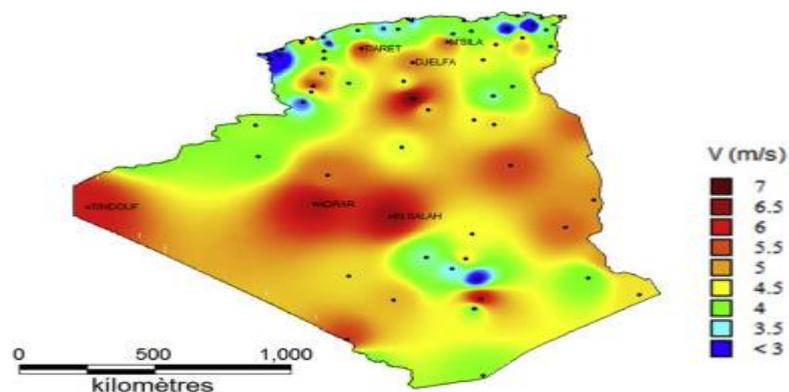


Figure 1.4– La moyenne spatiale de la vitesse du vent en Algérie à 10m au-dessus du niveau du sol [25]

Chapitre 1. Généralité sur les systèmes éoliens

En occurrence, avec un plus grand nombre de stations utilisées et une meilleure qualité des données, l'atlas éolien obtenu donne des informations plus détaillées et plus précises, en particulier dans le Sahara. En effet, la carte des vents montre qu'une large bande de vitesse supérieure à 5 m/s s'étendant d'ouest en est et délimitée par le mont Hoggar à l'extrême sud se distingue au sud du massif saharien. Le vent dominant le long de l'axe de cette plate-forme saharienne est principalement canalisé en direction du nord-est, ce qui semble intéressant en termes de production si la hauteur des turbines est bien choisie. Comme démontré précédemment par [26, 27,28], où la vitesse du vent est plus grande que 6 m/s depuis 2014, une capacité éolienne installée de 10 MW existe à Adrar en Algérie, en tant que projet pilote financé par le service public Sonelgaz.

1.4 Différents types des turbines éoliennes

Selon l'axe sur lequel est montée à l'hélice, les éoliennes sont classées en deux groupes : les éoliennes à axe vertical et les éoliennes à axe horizontal.

Les éoliennes à axe vertical (Fig.1.5a) peuvent fonctionner dans n'importe quelle direction du vent et avec des vents faibles, de sorte qu'elles sont moins bruyantes que les éoliennes à axe horizontal. Cependant, les vents sont assez faibles près du sol et montrent de fortes turbulences, pour cela ce type d'éolienne est incapable de démarrer automatiquement et nécessite un mécanisme de lancement supplémentaire [29].

Pour ce qui est des éoliennes à axe horizontal, elles sont généralement soit bipales ou tripales (Fig. 1.5b). Le rotor de ce type d'éolienne est situé au sommet d'une tour, là où le vent a plus d'énergie et moins de turbulences. Le générateur et le système de transmission sont abrités à l'intérieur de la nacelle. La nacelle intègre aussi un mécanisme pour orienter la nacelle et le rotor afin de suivre la direction du vent. En fonctionnement normal, le rotor fait face au vent pour extraire un maximum d'énergie [30].



Figure 1.5 –Technologies d'éoliennes : (a)axe vertical (b) axe horizontal [31].

Chapitre 1. Généralité sur les systèmes éoliens

Les éoliennes peuvent fonctionner à vitesse fixe ou variable. Une éolienne à vitesse fixe tourne à une vitesse constante déterminée par le rapport de transmission, la fréquence du réseau et le nombre de pôles du générateur [32]. Concernant les éoliennes à vitesse variable, la génératrice est connectée au réseau électrique via une interface d'électronique de puissance, ce qui permet le contrôle de la vitesse du rotor [33]. De cette façon, les fluctuations de la puissance dues aux variations du vent peuvent être absorbées en changeant la vitesse du rotor, et le rendement énergétique peut être amélioré. Le tableau 1.1 présente les avantages et les inconvénients associés aux éoliennes à vitesse fixe et variable.

Tableau 1.1– Avantages et inconvénients des éoliennes a vitesse fixe et variable

Mode Vitesse	Avantage	Inconvénients
Vitesse Fixe	-Simple, Fiable, Robuste	-Faible efficacité énergétique
	-Faible coût d'installation et de maintenance	-Stresse mécanique élevé
Vitesse Variable	-Bonne conversion d'énergie	- Coût de fabrication
	- Meilleure qualité d'énergie	-Nécessité de Convertisseur
	-Stresse mécanique réduit	-Complexité du système de contrôle

1.5 Les composants essentiels d'un système éolien au réseau

Le système de production de l'énergie éolienne est composée de plusieurs composants qui fait la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, contrôlée de façon performante. Ce système se compose en général de deux parties : une partie mécanique et une partie électrique [34].

1.5.1 La partie mécanique

Comme on voit dans la (figure. 1.6), le rotor de cette éolienne est raccordé mécaniquement avec le rotor du générateur afin convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" est composée généralement de trois éléments principaux.

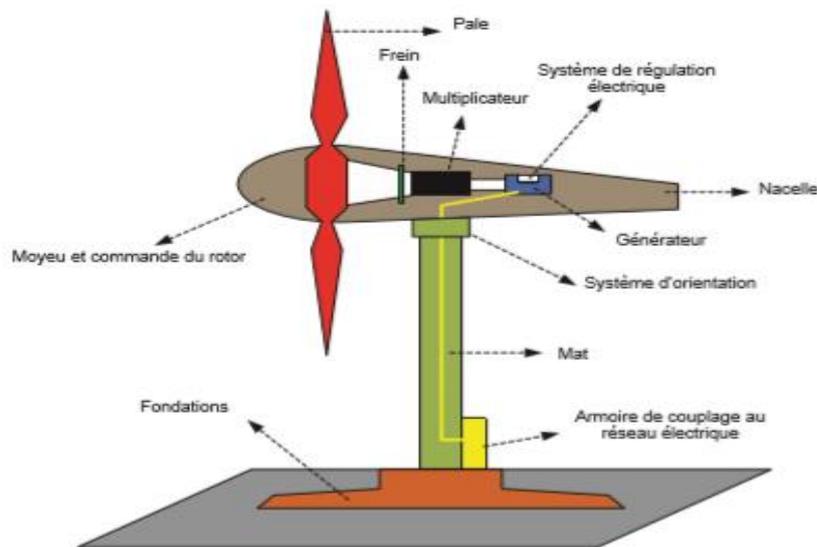


Figure 1.6– Principaux éléments d'une éolienne [35].

Le mât, le plus souvent un tube d'acier ou parfois un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité. Un compromis consiste généralement à prendre un mât de taille très légèrement supérieure au diamètre du rotor de l'aérogénérateur.

La nacelle est une partie montée au-dessus du mât. Elle regroupe les composants mécaniques, hydrauliques, les composants électriques et électroniques nécessaires au fonctionnement de la machine. La nacelle peut tourner pour orienter l'hélice dans la bonne direction.

Le rotor reçoit l'énergie cinétique du vent par les pales et la transforme en énergie mécanique. Il se compose de pales, d'un moyeu, d'un arbre, de roulements et d'autres éléments internes. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale (concept danois) étant de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit [36].

Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale [37] :

- Éoliennes de petite puissance : inférieure à 40 kW
- Éoliennes de moyenne puissance : de 40 kW à 1 MW.
- Éoliennes de forte puissance : supérieure à 1 MW.

1.5.2 La partie électrique

Elle est constituée des éléments suivants : un générateur électrique, un système de conversion, et une charge électrique (réseau électrique, batterie, charge isolée...) (Fig. 1.7).

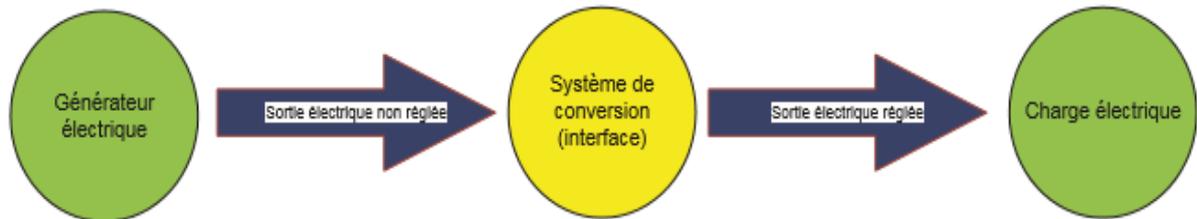


Figure 1.7– La partie électrique [35].

La tension et la fréquence de l'énergie électrique produite à la sortie du générateur ne permettent pas, en général, le couplage direct du générateur avec le réseau électrique à cause de non compatibilité entre la tension et la fréquence. Pour résoudre ces problèmes, on installe un système de conversion entre le générateur et le réseau électrique. Ce système comporte deux étages de conversion : le premier étage est AC/DC, et permet d'obtenir une tension continue et le deuxième étage est DC/AC, et permet de générer une tension électrique sinusoïdale avec une amplitude et une fréquence contrôlable. Le système de conversion sera choisi suivant le type du générateur (induction ou synchrone) [36].

1.6 Aperçu des différents systèmes éoliens/générateurs

Selon la vitesse du rotor, les éoliennes sont classées en vitesse fixe ou vitesse variable. La littérature fait état de quatre grandes configurations d'éoliennes [38] :

1.6.1 Éoliennes à vitesse fixe

Cette configuration désigne l'éolienne à vitesse fixe avec un générateur à induction à cage d'écurueil directement connecté au réseau via un transformateur (Fig. 1.8). Cette configuration utilise une batterie de condensateurs pour compenser la puissance réactive. L'utilisation d'un démarreur progressif permet d'obtenir une connexion au réseau plus douce. Quel que soit le principe de contrôle de la puissance dans une éolienne à vitesse fixe, les fluctuations du vent sont converties en fluctuations mécaniques et, par conséquent, en fluctuations de la puissance électrique. Les principaux inconvénients de ce concept sont donc qu'il ne permet aucun contrôle de la vitesse et que sa construction mécanique doit être capable de tolérer des contraintes mécaniques élevées [38].

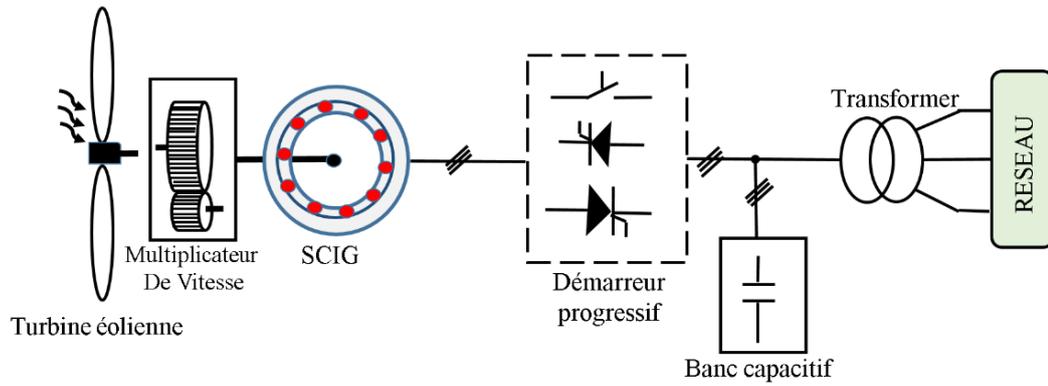


Figure 1.8– Schéma de principe des systèmes éoliens à vitesse fixe

1.6.2 Éoliennes à vitesse variable limitée

Cette configuration correspond à un générateur à induction à rotor bobiné équipé d'un circuit de résistance de rotor variable. Dans ce système, les enroulements du rotor sont connectés avec une résistance variable est ajusté à l'aide d'un contrôle électronique du système et le stator de la génératrice est connecté directement au réseau électrique. La résistance du rotor affecte la caractéristique couple/vitesse du générateur, permettant un fonctionnement à vitesse variable. Le réglage de la résistance est garanti par un convertisseur de puissance et limité à environ 10 % au-dessus de la vitesse synchrone [39]. Un démarreur progressif et un compensateur de puissance réactive sont nécessaires. Alors que plus de puissance éolienne est capturée en raison de la caractéristique de vitesse variable, certaines pertes d'énergie sont enregistrées dans la résistance du rotor. Le diagramme de configuration est illustré sur la (Fig. 1.9).

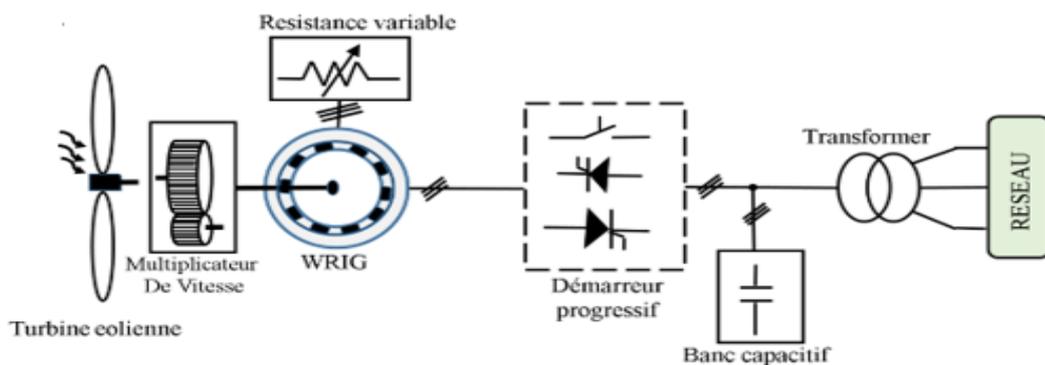


Figure 1.9– Schéma de principe des systèmes éoliens à vitesse variable limitée

1.6.3 Éoliennes à vitesse variable avec un convertisseur de puissance à capacité réduite

La (figure 1.10) représente la configuration des turbines éoliennes à vitesse variable avec convertisseur de fréquence à capacité réduite, connue sous le nom de concept de générateur asynchrone à double alimentation GADA. Le rotor de la génératrice est connecté au réseau via un convertisseur de puissance dos à dos tandis que le stator est directement connecté au réseau. Classiquement, la plage de vitesse variable de la GADA est de $\pm 30\%$ autour de la vitesse synchrone [40,41]. La vitesse de rotation de la génératrice peut être réglée pour optimiser l'extraction de la puissance du vent en contrôlant la puissance active du convertisseur coté rotor. Par ailleurs, la puissance réactive fournie au réseau peut également être contrôlée par le convertisseur côté rotor grâce au découplage de la puissance active et de la puissance réactive. Cependant, un tel système présente certains inconvénients, d'une part l'utilisation des bagues collectrices nécessitent un entretien fréquent et peuvent entraîner des pannes de la machine et des pertes, et d'autre part la GADA est très sensible aux perturbations / défauts du réseau, en particulier pour les chutes de tension [38].

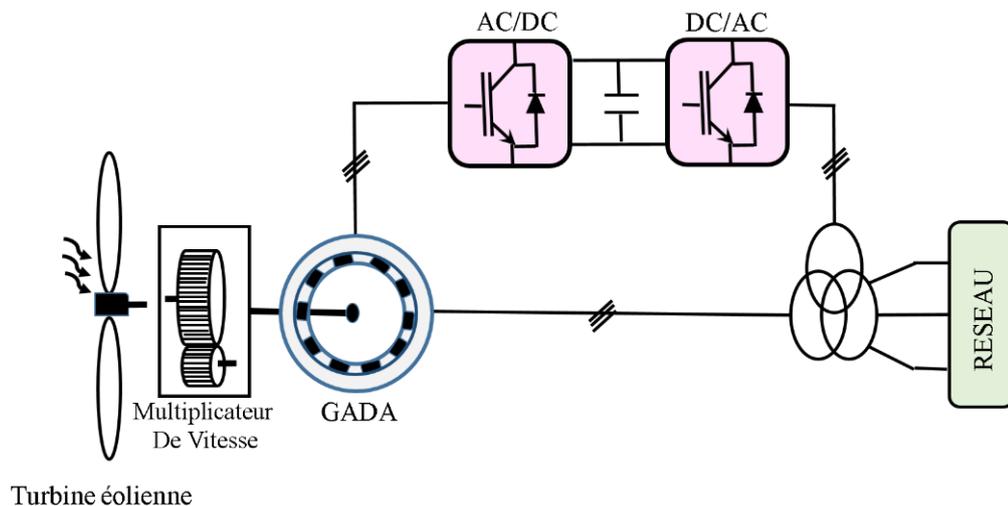


Figure 1.10– Système éolien à vitesse variable basé sur une GADA avec convertisseur à capacité réduite.

1.6.4 Éolien à vitesse variable avec un convertisseur de puissance à pleine capacité

Les éoliennes à pleine capacité sont des éoliennes de pointe dans lesquelles le générateur est complètement découplé du réseau par deux convertisseurs dos à dos et toute la puissance est transférée par ces convertisseurs contrôlés. Dans ce cas, le générateur est découplé du réseau et capable de fonctionner à pleine vitesse. De plus, une compensation de puissance réactive et une intégration en douceur du réseau sont garanties. Le principal inconvénient est la complexité

Chapitre 1. Généralité sur les systèmes éoliens

accrue du système, qui entraîne des coûts d'installation plus élevés. Deux types de générateurs sont utilisés dans cette configuration : les générateurs synchrones à rotor bobiné (GSRB), qui sont excités électriquement, et les générateurs synchrones à aimant permanent (Fig. 1.11) [38].

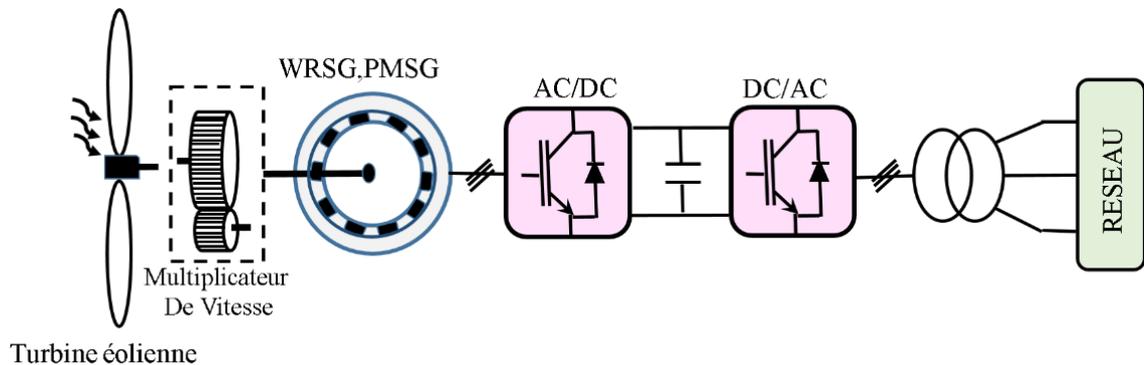


Figure 1.11 – Système éolien à vitesse variable à pleine capacité.

1.7 Type de configuration de conversion de puissance

Au cours des dernières décennies, diverses topologies de générateur-convertisseur ont été élaborées dans le but d'améliorer l'efficacité du système de conversion d'énergie. Deux types de configurations de conversion sont utilisées pour injecter l'énergie produite dans le réseau :

1.7.1 Configuration de conversion unidirectionnel

Généralement, on distingue trois types de configuration de conversion unidirectionnel:

- Configuration de conversion unidirectionnel simple ;
- Configuration de conversion unidirectionnel avec un boost ;
- Configuration de conversion unidirectionnel avec une Z-source ;

1.7.1.1 Configuration de conversion unidirectionnel simple

Le dispositif de base est représenté sur la (figure. 1.12). Cette configuration autorise un fonctionnement à vitesse variable sans limite physique théorique. En effet, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension produite est redressée et transformée en tension continue. Le fonctionnement de l'onduleur est alors classique et une commande adéquate permet de délivrer une tension alternative de fréquence fixe correspondant à celle du réseau avec un facteur de puissance unitaire. La puissance nominale de la génératrice détermine alors la puissance maximale que peut fournir l'éolienne. De plus, la présence des condensateurs est

Chapitre 1. Généralité sur les systèmes éoliens

indispensable pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine. Cette énergie ne peut pas être fournie par le réseau car le redresseur est unidirectionnel [36].

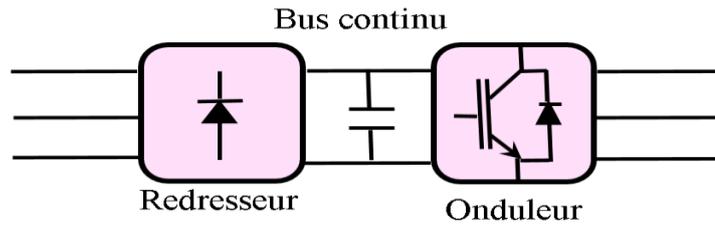


Figure 1.12– Configuration de conversion d'énergie unidirectionnel simple.

1.7.1.2 Configuration de conversion unidirectionnel avec un convertisseur boost

Cette configuration est composé d'un pont à diodes du côté du générateur, d'un onduleur commandé du côté du réseau électrique et d'un convertisseur booste entre les deux côté (Fig. 1.13). Elle permet d'appliquer une stratégie de commande optimale de la puissance en commandant le convertisseur boost [42].

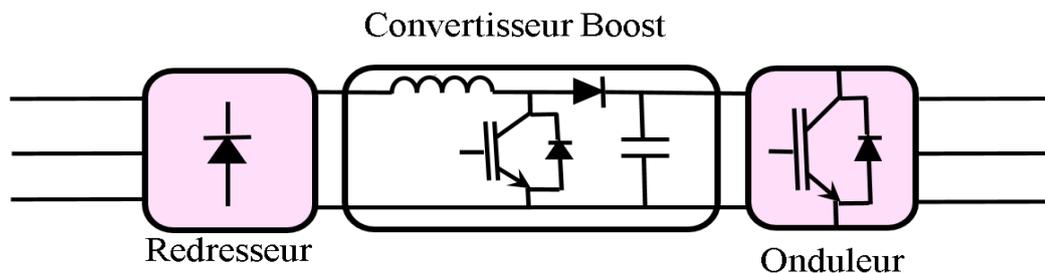


Figure 1.13– Configuration de conversion d'énergie unidirectionnel avec un convertisseur boost

1.7.1.3 Configuration de conversion unidirectionnel avec un Z-source

Ce système est composé d'un pont à diodes du côté du générateur, d'un onduleur commandé du côté du réseau électrique et un Z-source entre les deux côtés (Fig. 1.14)

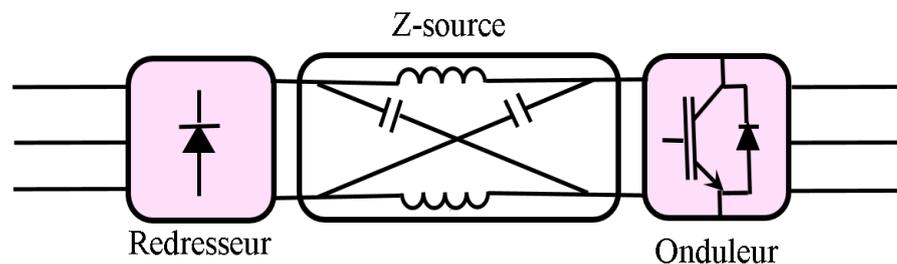


Figure 1.14– Configuration de conversion d'énergie unidirectionnel avec un Z-source

Chapitre 1. Généralité sur les systèmes éoliens

Cette configuration est économique car elle est composée d'un seul convertisseur de puissance avec ce système d'interface. Il est possible de réaliser une stratégie de commande optimale de la puissance. En outre, elle a la capacité d'atténuer les composantes indésirables présentes dans le signal électrique [43].

1.7.2 Configuration de conversion bidirectionnel

Les techniques de conversion les plus courantes à l'heure actuelle sont les configurations bidirectionnelles. Une configuration bidirectionnelle a l'avantage de permettre la réalisation de toutes sortes de techniques de contrôle. Il se présente sous différentes formes :

- Une configuration à deux convertisseurs triphasés à transistors qui offrent une commutation plus rapide et précise.
- Une configuration à deux convertisseurs triphasés à thyristors sont souvent utilisés dans des applications nécessitant une gestion de puissance robuste.

1.7.2.1 Configuration à deux convertisseurs triphasés à transistors

Cette configuration est basée sur un redresseur IGBT côté générateur et un onduleur IGBT côté réseau électrique. Les convertisseurs connectés à la génératrice permettent d'imposer les courants nécessaires afin de contrôler le couple et le flux et celui connecté au réseau s'occupe de l'échange de puissance entre la machine et le réseau. La connexion des enroulements du stator au réseau est assurée par un convertisseur dos à dos avec un bus CC au milieu, comme le montre la (figure 1.15). Les deux convertisseurs sont à base d'IGBT, ce qui confère à cette configuration un avantage par rapport à la précédente en termes de rendements [44,45].

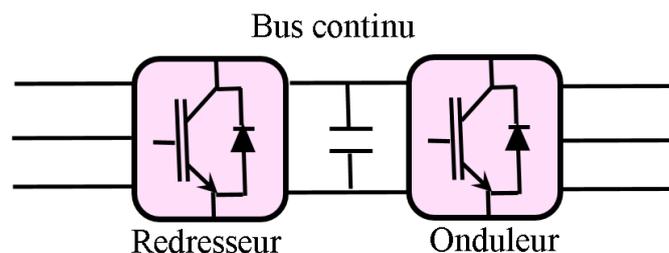


Figure 1.15– Configuration à deux convertisseurs triphasés à transistors

1.7.2.2 Configuration à deux convertisseurs triphasés à thyristors

La configuration bidirectionnelle à thyristor comprend un redresseur à thyristor AC/DC du côté du générateur et un onduleur à thyristor DC/AC du côté du réseau électrique, comme illustré dans la (figure 1.16). Ces composants sont caractérisés par une commutation relativement plus lente [46].

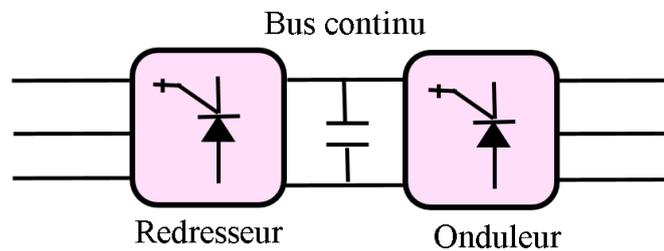


Figure 1.16 – Configuration à deux convertisseurs triphasés à thyristors

1.8 Topologie utilisant la machine synchrone à rotor bobiné (GSRB)

Ce type de machine est utilisé dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité. La connexion directe des enroulements statoriques au réseau est impossible à cause de la variation de la fréquence de la tension générée, cette dernière dépendant de la vitesse de rotation du rotor et par conséquent de la vitesse du vent. Pour cela le stator doit être connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur dos à dos séparé par un bus continu. La génératrice utilisée est une machine synchrone à rotor bobiné (GSRB) qui permet le fonctionnement sur une grande plage de vitesse. Le fonctionnement à vitesse de rotation variable implique la possibilité d'extraction maximale de la puissance par la turbine.

Le convertisseur côté rotor converti la tension générée par la génératrice en tension continue et permet également le contrôle de la vitesse de rotation. Le bus continu joue le rôle de régulateur de tension continue, il réagit généralement comme une source de tension. Le convertisseur côté rotor permet de convertir la tension continue en tension alternative, avec une fréquence similaire à celles du réseau, il assure aussi l'extraction d'un maximum de puissance et l'injecte au réseau avec la compensation de la puissance réactive (Fig.1.17).

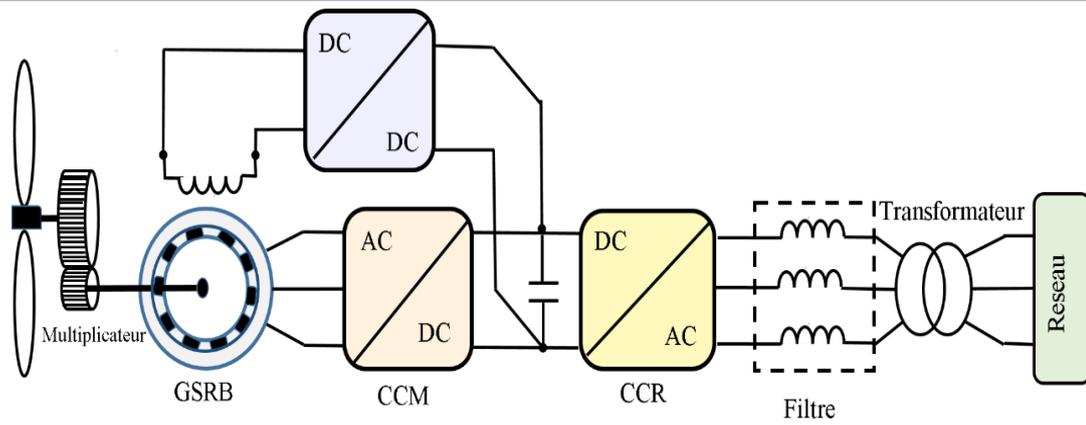


Figure 1.17– Système de conversion de l'énergie éolienne basé sur le GSRB.

1.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté un aperçu de l'énergie éolienne dans le monde, des étapes du développement des éoliennes et leurs différents types selon leurs axes de rotation et selon le type de vitesse de fonctionnement fixe ou variable, et les avantages et les inconvénients de chaque type et leur application. De plus, les différentes parties d'une éolienne sont évoquées. Nous avons également vu les différentes configurations existant dans la littérature. Ensuite, nous avons abordé les différents types, et topologies de générateurs utilisés dans les systèmes d'énergie éolienne. Les topologies les plus répandues pour chaque type de système ont été décrites, y compris les différents types de conversion de puissance présents dans un système de production éolien.

Ce premier chapitre nous a ainsi permis d'expliquer le choix du type d'aérogénérateur étudié. La génératrice la plus approprié pour ce type de système, est la machine synchrone à rotor bobiné. La GSRB offre plusieurs avantages, dont un très bon rendement énergétique, une bonne robustesse ainsi qu'une facilité d'exploitation et de commande énergétique.

L'établissement de modèles de simulation et de réglage est les outils particuliers à la structure choisie qui seront traités dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Modélisation de la GSRB dans un système éolien

2.1 Introduction

Une éolienne est un dispositif qui capte l'énergie cinétique du vent et la convertit en énergie mécanique qui sera ensuite convertie en énergie électrique. Par conséquent, la production d'énergie éolienne dépend de l'interaction entre le rotor et le vent d'une part et entre le rotor et le générateur d'autre part. Pour garantir l'efficacité de cette conversion et obtenir le rendement énergétique le plus élevé, les nombreuses composantes de l'éolienne doivent bien fonctionner ensemble [47].

Dans ce chapitre, le concept de la chaîne de conversion éolienne à vitesse variable basé sur une génératrice synchrone à rotor bobiné (GSRB) sera développé et analysé.

Dans un premier temps, nous présentons pour commencer le modèle de la partie mécanique de l'éolienne comprenant le multiplicateur ainsi que la détermination des différentes régions de fonctionnement de la turbine en fonction de la vitesse. Ensuite, nous présentons un modèle de la partie électrique concernant la GSRB avec l'établissement de ce modèle en utilisant l'environnement Simulink de Matlab.

2.2 Modélisation d'une éolienne à vitesse variable

2.2.1 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne

La partie mécanique de la turbine qui sera étudiée comprend trois pales orientables de longueur R .

Elles sont fixées dans un arbre d'entraînement tournant à une vitesse Ω_t qui est relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique.

La turbine capte l'énergie du vent traversant ses pales et la transforme en énergie mécanique. En supposant que l'éolienne soit face au vent, la puissance mécanique peut être exprimée comme suit [48,49].

$$P_a = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p (\lambda, \beta) v^3 \quad (2.1)$$

où ρ est la densité de l'air, R est le rayon des pales de l'éolienne, V est la vitesse du vent (m/s) et C_p est appelé le coefficient de puissance, qui est fonction à la fois de l'angle d'inclinaison

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

des pales β et de la vitesse spécifique λ abrégée TSR (Tip-Speed Ratio) [50]. Ce dernier paramètre est décrit par l'équation (2.2).

$$\lambda = \frac{R\Omega_t}{v} \quad (2.2)$$

avec

Ω_t : est la vitesse de rotation de la turbine.

2.2.1.1 Couple aérodynamique

L'énergie cinétique du vent capturée par l'aéroturbine se transforme en énergie mécanique qui se traduit par un couple moteur C_t faisant tourner le rotor à une vitesse Ω_t . De l'équation (2.1), nous pouvons simplement déduire l'expression du couple de vent (aérodynamique) C_t en fonction de λ [51] :

$$C_t = \frac{P_a}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 C_q(\lambda, \beta) v^3 \quad (2.3)$$

$$C_q(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (2.4)$$

$C_q(\lambda, \beta)$ est le coefficient du couple aérodynamique.

Ce coefficient est utile pour estimer la valeur du couple en différents points de fonctionnement. Ce paramètre caractéristique de l'aérogénérateur est en fonction de la vitesse du vent v , de la vitesse de rotation de la turbine Ω_t et l'angle de calage β . Il est aussi exprimé, le plus souvent, en fonction de λ et β .

2.2.1.2 Courbe de puissance avec différentes valeurs de β

Les caractéristiques décrivant les relations entre C_p , λ et β sont montrées sur la (Fig. 2.1) ce qui permet d'observer, que pour une éolienne donnée, la valeur maximale de C_p , notée C_{Pmax} , est obtenue pour $\beta = 0$ et $\lambda = \lambda_{opt}$ [52].

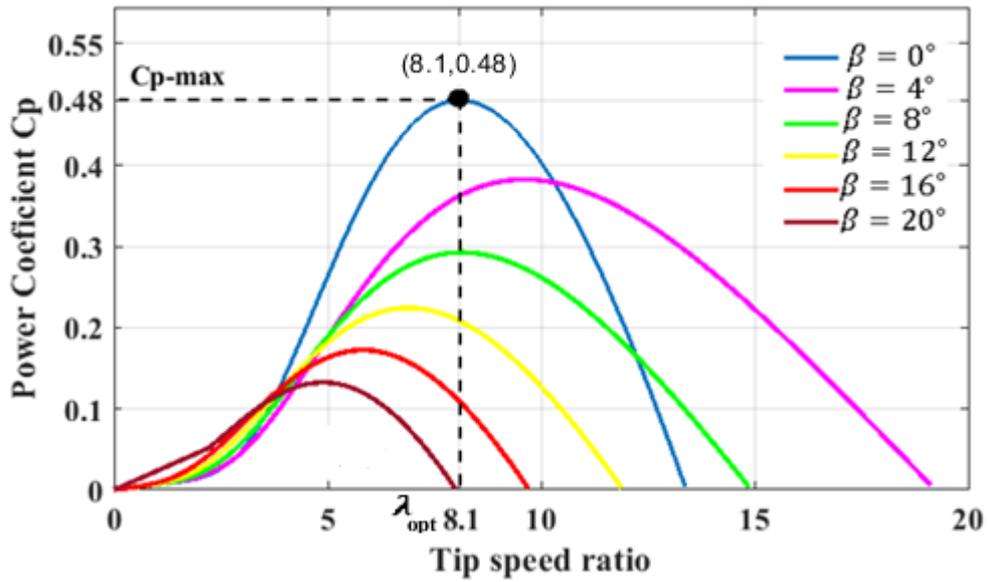


Figure 2.1– Caractéristiques du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différent angle calage β

Ces courbes éoliennes sont similaires et peuvent être calculées à partir de mesures, d'équations approximatives ou de méthodes numériques. Où $C_p(\lambda, \beta)$ est le coefficient de conversion aérodynamique de la puissance du vent donné par le constructeur de l'éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Dans cette thèse, nous utilisons l'expression empirique (2.5) comme décrit dans [53,54].

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} - 0.0068\lambda \quad (2.5)$$

Où, le paramètre, λ_i dépend de λ et β .

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.6)$$

Dans la (figure 2.2), la puissance éolienne est tracée en fonction de la vitesse de rotation de la turbine du système proposé est tracée pour plusieurs valeurs de la vitesse du vent et un angle de calage nul.

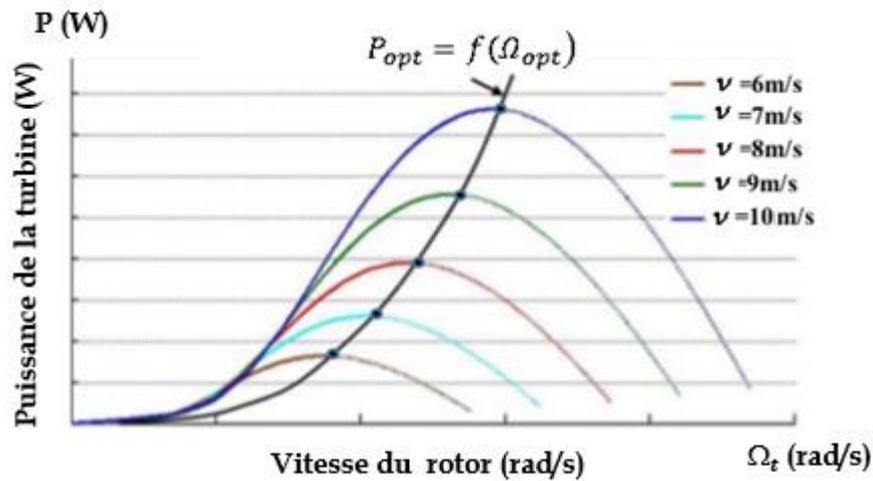


Figure 2.2– Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de sa vitesse de rotation (à $\beta = 0$).

On peut observer que pour chaque vitesse du vent correspond une vitesse de rotation pour laquelle la puissance de l'éolienne présente un maximum.

2.2.1.3 Équation dynamique de l'arbre

Le système, qui est étudié ici, consiste en une éolienne contenant des pales de longueur R entraînant un générateur à travers un multiplicateur de vitesse de gain G , comme le montre la (figure. 2.3) [55].

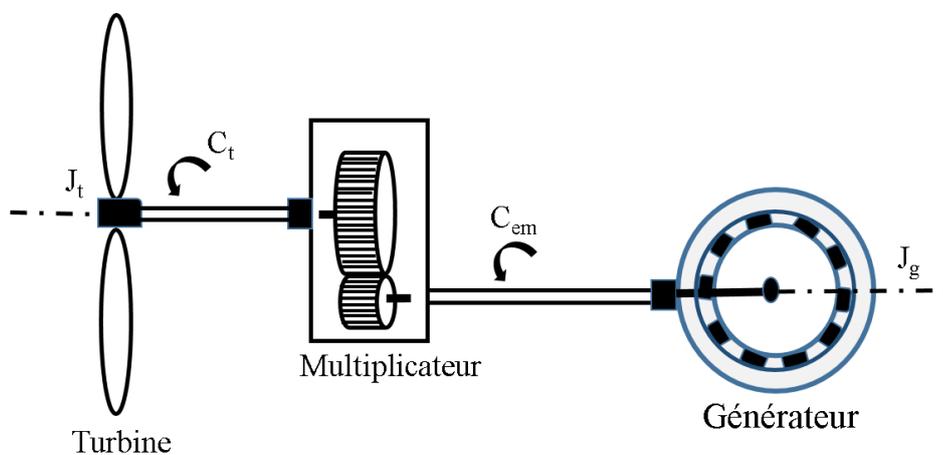


Figure 2.3– Couplage mécanique entre la turbine et le générateur.

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

L'équation fondamentale de la dynamique du système permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir d'un couple mécanique totale C_{mec} appliqué au rotor.

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (2.7)$$

Avec

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - f\Omega_{mec} \quad (2.8)$$

Où J est l'inertie totale de la partie tournante de la chaîne de conversion (rotor de l'éolien, multiplicateur et le rotor de la génératrice), C_g est le couple issu du multiplicateur, C_{em} est le couple électromagnétique exercé par la génératrice, f est le coefficient des frottements visqueux totale, Ω_{mec} est la vitesse mécanique de la génératrice, défini comme suit :

$$\Omega_{mec} = G.\Omega_t \quad (2.9)$$

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (2.10)$$

2.2.1.4 Schéma fonctionnel de la turbine éolienne

À partir des équations présentées précédemment, nous pouvons créer une stratégie de contrôle pour l'éolienne. Une méthode basée sur un modèle mathématique des différentes parties du système éolien proposé sous forme de schéma bloc est présentée à la (figure 2.4) .

Étant donné que la vitesse mécanique du générateur Ω_{mec} , qui est la sortie du système, dépend d'un certain nombre de facteurs d'entrée, notamment la vitesse du vent V et l'angle de calage β , le couple électromagnétique C_{em} est considéré comme une perturbation [56].

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

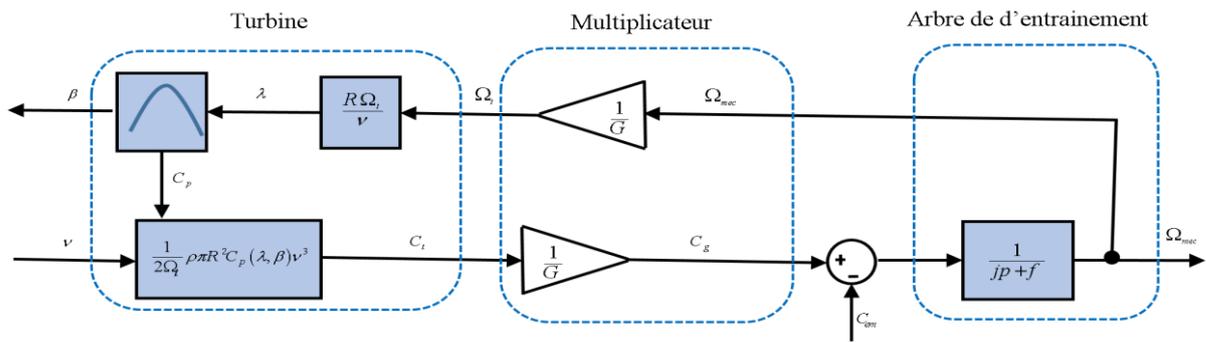


Figure 2.4– Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.

2.2.2 Zones de fonctionnement d'une éolienne

Généralement, les éoliennes sont contrôlées pour fonctionner uniquement dans une plage de vitesses de vent spécifiée, délimitée par les vitesses de démarrage (v_d), à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie, et de la vitesse maximale du vent (v_{max}), pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement. Lorsque les conditions de fonctionnement sont en dehors de ces limites, l'ensemble du système de production doit être arrêté pour protéger à la fois le générateur et la structure mécanique de l'éolienne. La figure 2.5 montre la courbe de puissance typique d'une éolienne [57,58]. On peut observer qu'il existe trois régions opérationnelles différentes.

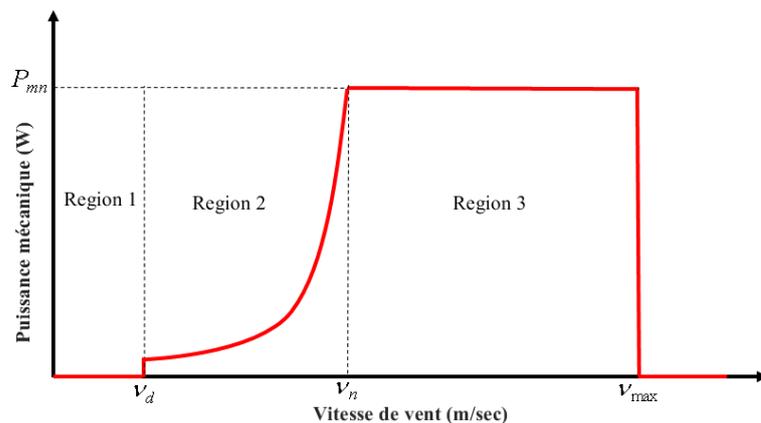


Figure 2.5– Courbe de puissance en fonction de la vitesse du vent [58]

La première est la région à faible vitesse, dans laquelle l'éolienne doit être arrêtée et déconnectée du réseau ou de sa charge pour éviter qu'elle ne soit entraînée par le générateur.

La deuxième est la région à vitesse modérée, délimitée par la vitesse de démarrage à laquelle l'éolienne commence à fonctionner et la vitesse nominale (v_n), à laquelle l'éolienne

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

produit sa puissance nominale. Pour extraire le maximum de puissance ; l'angle de calage est maintenu constant (dans notre cas $\beta = 0$) et un algorithme de commande est appliqué afin de garder un rapport de vitesse tout en agissant sur le couple électromagnétique pour contrôler la vitesse de rotation.

Dans la troisième région (c'est-à-dire entre V_n et V_{\max}), et afin de protéger la génératrice, la puissance générée doit être maintenue à la valeur nominale de l'éolienne. Dans cette région, c'est l'angle de calage des pales qui est commandé afin de limiter le coefficient de puissance C_p , et ainsi limiter la puissance. Une fois que la vitesse limite du vent est dépassée, l'éolienne est arrêtée afin d'éviter une défaillance du système [58].

2.2.3 Modélisation de la partie électrique de l'éolienne

2.2.3.1 Modélisation du générateur

L'enroulement statoriques est composé de trois phases identiques déphasées entre elles d'un angle d'espace de $2\pi/3$. En ce qui concerne le rotor, il possède un enroulement distribué suivant les axes polaires. En plus de cet enroulement d'excitation, chaque pôle du rotor est équipé de barres de cuivre en court-circuit appelées amortisseurs qui ont un rôle prépondérant dans le fonctionnement global (stabilité) des machines et qui, en cas de court-circuit sur une génératrice synchrone, fournissent un chemin privilégié aux forts courants dans le but d'éviter une surtension dans l'inducteur et par conséquent une surchauffe anormale de la machine [59]. La (figure 2.6) donne une représentation schématique des emplacements des enroulements de la machine ayant une paire de pôles.

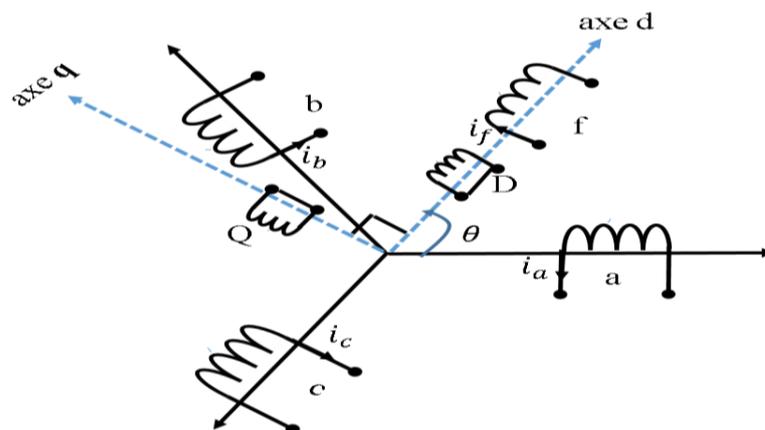


Figure 2.6– Schéma simplifié de la génératrice synchrone avec ses amortisseurs [59].

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

L'expression des inductances présentes dans la machine synchrone sera basée sur cette représentation schématique. Sur l'axe polaire (axe d), on distingue l'enroulement amortisseur longitudinal (D) et l'enroulement d'excitation (f) tandis que dans l'axe inter polaire (axe q), on ne trouve que l'enroulement amortisseur en quadrature (Q).

Au niveau du rotor, on adopte une convention "récepteur" et au niveau du stator, une convention "générateur". Sous ces hypothèses, la machine peut être décrite dans le référentiel triphasé par les équations électriques suivantes [60, 61, 62,63].

$$\begin{cases} v_a = -r_s i_a + \frac{d\phi_a}{dt} & v_f = -r_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ v_b = -r_s i_b + \frac{d\phi_b}{dt} & 0 = -r_D i_D + \frac{d\phi_D}{dt} \\ v_c = -r_s i_c + \frac{d\phi_c}{dt} & 0 = -r_Q i_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \end{cases} \quad (2.11)$$

Où $(\phi_i)_{i=a,b,c}$ sont les flux totaux induits dans les phases a, b, et c du stator ; ϕ_f est le flux total dans l'enroulement de l'inducteur (la roue polaire) ; ϕ_D et ϕ_Q sont les flux totaux induits dans les enroulements amortisseurs ; r_s, r_f, r_D, r_Q sont respectivement les résistances d'une phase de l'induit, de la roue polaire, des amortisseurs de l'axe d et de l'axe q.

La modélisation des machines est nécessaire à la conception de systèmes de contrôle performants. Pour ce faire, le comportement de la machine doit être modélisé mathématiquement. Compte tenu des nombreuses variables existantes, la recherche analytique de la machine est assez compliquée. La matrice de transformation de Park peut prendre des écritures différentes, nous avons choisi de prendre la matrice suivante

$$P(\theta_e) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

On peut alors déduire la matrice de PARK inverse :

$$P^{-1}(\theta_e) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = P^T(\theta_e) \quad (2.13)$$

La modélisation de la machine dans le repère (d-q) est obtenue en tenant compte de la position électrique θ_e .

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = P(\theta_e) \begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

v_0 est la composante homopolaire de la tension statoriques, v_d et v_q sont respectivement les composantes de l'axe d et de l'axe q. En supposant que la machine est parfaitement équilibrée, les composantes homopolaires de la tension, du courant et du flux sont nulles [60].

a- Les inductances et mutuelles rotoriques

- Le stator de la machine est triphasé et équilibré,
- La variation de la reluctance due aux encoches statoriques est négligeable.

Alors, nous pouvons dire que les inductances propres rotorique l_f , longitudinale l_D et transversale l_Q des amortisseurs sont constantes. Pour ce qui est des mutuelles et compte tenu de la structure du pole, nous pouvons écrire que

$$m_{fD} = m_{Df} = cte \quad (2.15)$$

Où m_{fD} est la mutuelle entre l'enroulement d'excitation et celui de l'amortisseur longitudinal.

Etant donné que les axes polaire et inter polaire sont en quadrature [59], il vient également que

$$m_{fQ} = m_{Qf} = m_{DQ} = m_{QD} = 0 \quad (2.16)$$

Où m_{fQ} est la mutuelle entre l'enroulement d'excitation et celui des amortisseurs transversaux et m_{DQ} est l'inductance mutuelle entre les amortisseurs longitudinaux et transversaux. En prenant comme référence la phase a de la machine synchrone, les inductances mutuelles entre

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

les enroulements rotoriques et statoriques s'expriment en fonction de l'angle électrique comme suit [59, 61, 63]

$$\begin{aligned}
 M_{aD}(\theta_e) &= M_{Da}(\theta_e) = M_{sD} \cos(\theta_e) \\
 M_{bD}(\theta_e) &= M_{Db}(\theta_e) = M_{sD} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{cD}(\theta_e) &= M_{Dc}(\theta_e) = M_{sD} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{af}(\theta_e) &= M_{Da}(\theta_e) = M_{sf} \cos(\theta_e) \\
 M_{bf}(\theta_e) &= M_{bf}(\theta_e) = M_{sf} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{cf}(\theta_e) &= M_{fc}(\theta_e) = M_{sf} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{aQ}(\theta_e) &= M_{Qa}(\theta_e) = -M_{sQ} \sin(\theta_e) \\
 M_{bQ}(\theta_e) &= M_{Qb}(\theta_e) = -M_{sQ} \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{cQ}(\theta_e) &= M_{Qc}(\theta_e) = -M_{sQ} \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Où $(M_{fi})_{i=a,b,c}$ sont les inductances mutuelles entre l'inducteur et les enroulements d'induit,

$(M_{iD})_{i=a,b,c}$ sont les inductances mutuelles entre les enroulements d'induit et les amortisseurs de l'axe polaire et $(M_{iQ})_{i=a,b,c}$ sont les inductances mutuelles entre les enroulements d'induit et les amortisseurs de l'axe inter polaire.

b- Les inductances et mutuelles statoriques

En considérant que la variation de la reluctance due au rotor n'est pas négligeable, les inductances propres au niveau du stator peuvent être décomposées chacune en une composante continue et une somme infinie d'harmoniques. Mais en approximation du premier harmonique, nous pouvons écrire pour les trois phases [61] :

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

$$\begin{aligned}
 L_a(\theta_e) &= L_{s0}(\theta_e) + L_{s2} \cos(2\theta_e) + L_\sigma \\
 L_b(\theta_e) &= L_{s0}(\theta_e) + L_{s2} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) + L_\sigma \\
 L_c(\theta_e) &= L_{s0}(\theta_e) + L_{s2} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + L_\sigma
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Où $(L_i)_{i=a,b,c}$ sont les inductances propres de l'enroulement statoriques et L_σ représente les fuites dans le stator. Les inductances mutuelles sont obtenues en faisant une projection des inductances propres précédentes sur les axes a, b et c du stator. Tout calcul fait, on trouve [61] :

$$\begin{aligned}
 M_{ab}(\theta_e) &= M_{s0}(\theta_e) = M_{s2} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{bc}(\theta_e) &= M_{s0}(\theta_e) = M_{s2} \cos(2\theta_e) \\
 M_{ca}(\theta_e) &= M_{s0}(\theta_e) = M_{s2} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Avec $M_{s0}(\theta_e) = -\frac{1}{2} L_{s0}$ et $M_{s2} = L_{s2} = L_{sv}$

Comme la machine est équilibrée, on a une égalité entre les résistances des trois phases et nous poserons dans toute la suite r_a, r_b, r_c, r_s . En outre, r_D, r_Q et r_f désigneront respectivement les résistances des amortisseurs de l'axe polaire, inter polaire et celle du rotor.

Les égalités de l'équation (2.11) sont relatives aux amortisseurs qui en tenant compte des inductances mutuelles et propres, les flux totaux sont donnés par l'équation (2.20) [59]

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_a(\theta_e) & -M_{ab}(\theta_e) & -M_{ac}(\theta_e) & M_{af}(\theta_e) & M_{aD}(\theta_e) & M_{aQ}(\theta_e) \\ -M_{ab}(\theta_e) & -L_b(\theta_e) & -M_{bc}(\theta_e) & M_{bf}(\theta_e) & M_{bD}(\theta_e) & M_{bQ}(\theta_e) \\ -M_{ac}(\theta_e) & -M_{bc}(\theta_e) & -L_c(\theta_e) & M_{cf}(\theta_e) & M_{cD}(\theta_e) & M_{cQ}(\theta_e) \\ M_{af}(\theta_e) & -M_{bf}(\theta_e) & -M_{cf}(\theta_e) & L_f & L_{fD} & 0 \\ M_{aD}(\theta_e) & -M_{bD}(\theta_e) & -M_{cD}(\theta_e) & M_{fD} & L_D & 0 \\ M_{aQ}(\theta_e) & -M_{bQ}(\theta_e) & -M_{cQ}(\theta_e) & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

c- Modèle de l'alternateur dans le repère de PARK

c-1 Application de la transformée de Park aux flux

Afin de trouver la représentation d'état du modèle de la génératrice dans le repère de Park nous adopterons les écritures suivantes [59] :

$$\phi_s = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} ; \quad \phi_r = \begin{bmatrix} \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} ; \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} ;$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta_e) + L_\sigma & M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + L_\sigma & M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e) \\ M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & M_{s0} + M_{s2} \cos(2\theta_e) & L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + L_\sigma \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\theta_e) & M_{sD} \cos(\theta_e) & M_{sQ} \cos(\theta_e) \\ M_{sf} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & M_{sD} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -M_{sQ} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sf} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & M_{sD} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -M_{sQ} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\theta_e) & M_{sf} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & M_{sf} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sD} \cos(\theta_e) & M_{sD} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & M_{sD} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -M_{sQ} \sin(\theta_e) & -M_{sQ} \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -M_{sQ} \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

Grace à ces expressions, la relation (2.20) peut être réécrite de la façon suivante [59] :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{ss}(\theta_e) & M_{sr}(\theta_e) \\ -M_{rs}(\theta_e) & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\text{Avec : } M_{s0} = -\frac{1}{2}L_{s0} \text{ et } M_{s2} = L_{s2} = L_{sv} \quad (2.22)$$

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

L'objectif est d'identifier les expressions des flux dans le repère de Park. Pour cela, nous allons multiplier l'expression ci-dessus par la matrice $\begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix}$, ce qui donne

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} \psi_{dq} \\ \psi_r \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -L_{ss}(\theta_e) & M_{sr}(\theta_e) \\ -M_{rs}(\theta_e) & L_{rr}(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1}(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_r \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Que l'on peut également écrire [59] :

$$\begin{bmatrix} \psi_{dq} \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P(\theta_e)L_{ss}(\theta_e)P^{-1}(\theta_e) & P(\theta_e)M_{sr}(\theta_e) \\ -M_{rs}(\theta_e)P^{-1}(\theta_e) & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

En négligeant les fuites au stator ($L_\sigma = 0$) les multiplications matricielles par blocs conduisent aux résultats suivants :

$$P(\theta_e)(-L_{ss})(\theta_e)P^{-1}(\theta_e) = \begin{bmatrix} L_{s0} + 2M_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & M_{s0} - L_{s0} - \frac{3}{2}L_{sv} & 0 \\ 0 & L_{rr} & M_{s0} - L_{s0} - \frac{3}{2}L_{sv} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_e)(M_{sr})(\theta_e) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ M_{sf}\sqrt{\frac{3}{2}} & M_{sd}\sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ 0 & 0 & M_{sQ}\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

$$-M_{rs}(\theta_e)P^{-1}(\theta_e) = \begin{bmatrix} 0 & -M_{sf}\sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ 0 & -M_{sd}\sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ 0 & 0 & -M_{sQ}\sqrt{\frac{3}{2}}L_{sv} \end{bmatrix}$$

Enfin en posant :

$$(-L_d) = M_{s0} - L_{s0} - \frac{3}{2}L_{sv}$$

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

De l'équation (2.22) $2M_{s0} + L_{s0} = 0$, on obtient finalement $(-L_q) = M_{s0} - L_{s0} + \frac{3}{2}L_{sv}$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & M_{sf}\sqrt{3/2} & M_{sD}\sqrt{3/2} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & M_{sQ}\sqrt{3/2} \\ -M_{sf}\sqrt{3/2} & 0 & L_f & M_{fD} & 0 \\ -M_{sD}\sqrt{3/2} & 0 & M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & -M_{sQ}\sqrt{3/2} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ainsi, une relation simple entre les flux et les courants, ne dépendant pas de l'angle électrique [59]. Pour plus de simplicité dans les expressions nous poserons

$$m_{sf} = M_{sf}\sqrt{3/2} \quad \text{L'inductance mutuelle entre le stator et la roue polaire.}$$

$$m_{sD} = M_{sD}\sqrt{3/2} \quad \text{L'inductance mutuelle entre le stator et les amortisseurs de l'axe polaire.}$$

$$m_{sQ} = M_{sQ}\sqrt{3/2} \quad \text{L'inductance mutuelle entre le stator et les amortisseurs de l'axe inter polaire.}$$

c.2 Modèle électrique générique de la génératrice synchrone

Nous partons de l'équation (2.11) que nous récrivons comme suit :

$$\begin{aligned} v_s &= -[r_s]i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ v_r &= -[r_r]i_r + \frac{d\phi_r}{dt} \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\text{Où } [r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; \quad [r_r] = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}; \quad [v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad [v_r] = \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

En faisant une multiplication du premier terme de cette équation par la matrice de Park et en utilisant l'identité $P^{-1}(\theta_e).P(\theta_e)=I_3$, de l'équation (2.26) nous obtenons [63]

$$\underbrace{P(\theta_e) v_s}_{v_{dq0}} = -[r_s] \underbrace{P(\theta_e) i_{abc}}_{i_{dq0}} + P(\theta_e) \frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_e) \cdot \underbrace{P(\theta_e) \phi_s}_{\phi_{dq0}} \right) \quad (2.27)$$

$$v_r = -[r_r] i_r + \frac{d\phi_r}{dt}$$

En considérant uniquement la tension statorique de la machine, nous pouvons écrire :

$$v_{dq0} = -[r_s] i_{dq0} + P(\theta_e) \frac{d}{dt} (P^{-1}(\theta_e)) \cdot \phi_{dq0} + \frac{d}{dt} \cdot \phi_{dq0} \quad (2.28)$$

On a la relation très connue suivante :

$$P(\theta_e) \frac{d}{dt} (P^{-1}(\theta_e)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Le modèle électrique de base de la machine synchrone peut alors être écrit dans le repère de Park comme suit [62,64].

$$\begin{cases} v_d = -r_s i_d - \omega_e \cdot \phi_q + \frac{d}{dt} \phi_d \\ v_q = -r_s i_q + \omega_e \cdot \phi_d + \frac{d}{dt} \phi_q \\ v_f = r_f i_f + \frac{d}{dt} \phi_f \\ 0 = r_D i_D + \frac{d}{dt} \phi_D \\ 0 = r_Q i_Q + \frac{d}{dt} \phi_Q \end{cases} \quad (2.30)$$

Nous avons donc, grâce à la transformation de PARK, réussi à trouver un modèle électrique de la machine synchrone en mode générateur ne dépendant pas de l'angle électrique θ_e [59,64]. Ces expressions sont bien formulées à la seule condition que l'angle de transformation soit égal à l'angle électrique de la machine.

La répartition des flux dans la machine sera prise en considération afin d'établir le circuit électrique équivalent du générateur synchrone [64,65]. Le schéma de celui-ci est donné par la (Fig. 2.7).

Chapitre 2. Modélisation de la GSRB dans un système éolien

les inductances magnétisantes de l'axe d et de l'axe q ; $l_{\sigma D}$ et $l_{\sigma Q}$ sont respectivement les inductances de fuite des amortisseurs de l'axe d et de l'axe q. La figure 2.8 montre le schéma électrique équivalent de la machine. Ce circuit est déduit en utilisant les équations de la machine données par (2.30) et (2.31).

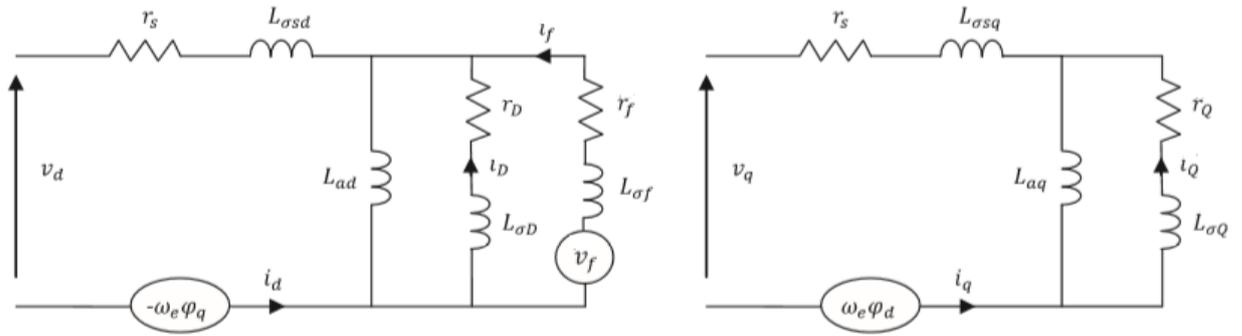


Figure 2.8– Schéma électrique de la génératrice synchrone [59].

Les expressions de flux de l'équation (2.25) sont remplacées dans l'équation (2.30), ce qui nous donne les équations électriques de la machine synchrone comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$R = \begin{bmatrix} -r_s & L_q \omega_e & 0 & 0 & -m_{sQ} \omega_e \\ -L_d \omega_e & -r_s & -m_{sf} \omega_e & m_{sD} \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

et

$$M = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & m_{sf} & m_{sD} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & m_{sQ} \\ -m_{sf} & 0 & L_f & m_{fD} & 0 \\ -m_{sD} & 0 & m_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & -m_{sQ} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Il est possible de mettre le système obtenu sous la forme d'une représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = X \end{cases} \quad (2.35)$$

Où : $A = -M^{-1}R$ est la matrice d'état. $B = M^{-1}$ est la matrice de commande. $U = [U_1 \ U_2 \ 0 \ 0]^t$, avec le vecteur de sortie correspondant à la tension dans le repère de Park et $U_2 = [v_f]$ est le vecteur d'entrée ou de commande lorsque nous voulons contrôler la tension de sortie de la machine. Il s'agit de la tension d'excitation de la roue polaire. $X = [i_d \ i_q \ i_f \ i_D \ i_Q]^t$ est le vecteur d'état.

2.2.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_{em} = p \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (2.36)$$

W_e : Énergie emmagasiné dans le circuit magnétique.

P : Nombre de paires de pôles.

L'expression du couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = p \cdot (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (2.37)$$

Tout en sachant que : $\omega_e = p \cdot \Omega_{mec}$ et $P_e = C_{em} \cdot \Omega_{mec}$

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement de la turbine éolienne à une vitesse de vent variable, avec la définition des zones de fonctionnement de la turbine en fonction de la vitesse. Dans la deuxième partie de ce chapitre, la modélisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné a été abordée. Sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi et simplifié en utilisant la transformation de Park.

Étant donné que le modèle GSRB est fortement couplé. Ce problème sera soulevé en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Commande d'une turbine éolienne à vitesse variable basé sur une GSRB

3.1 Introduction

Tout système physique peut être considéré comme un ensemble de sous-systèmes. Ainsi, pour faciliter l'étude de l'ensemble, chacune de ses composantes est abordée séparément. Ensuite, on en déduit une synthèse de toutes ces parties constituant le système global.

Dans ce chapitre, le concept de la chaîne de conversion éolienne à base de la génératrice synchrone à rotor bobiné est proposé. Nous développerons la stratégie de contrôle choisie, c'est-à-dire le contrôle vectoriel de la chaîne globale de conversion du vent. Un modèle mathématique de simulation de l'ensemble des différentes parties de la turbine et les commandes associées seront établis à savoir le contrôle de la turbine pour extraire le maximum de puissance du vent appelé (MPPT) et cela dans le cas où la caractéristique ($C_p(\lambda)$) de la turbine est connue.

Une stratégie de commande de réglage de la vitesse de rotation de la turbine, de sorte à optimiser la puissance extraite quel que soit la vitesse du vent, est proposée. Deux méthodes de régulation de vitesse utilisant un régulateur IP et un régulateur en mode glissant ont été traitées. Ensuite nous élaborerons un contrôleur PI en utilisant la commande vectorielle par orientation du flux de la GSRB.

Nous envisageons d'utiliser la commande par modulation de largeur d'impulsion pour le contrôle de l'interface de l'électronique de puissance. Pour démontrer l'efficacité de ce système, des résultats de simulation en utilisant de Matlab/Simulink seront présentés.

3.2 Technique d'extraction du maximum de la puissance (MPPT)

La technique la plus répandue pour extraire la puissance maximale est le MPPT, qui nécessite de contrôler la vitesse de rotation du générateur pour capter un maximum de puissance par l'éolienne. Ce concept de contrôle a contribué à l'utilisation généralisée des éoliennes à vitesse variable. Il s'agit de poursuivre le point de puissance maximum quel que soit les conditions atmosphériques et très particulièrement les variations de la vitesse du vent. Cette maximisation se fait à travers l'implémentation d'un algorithme capable d'assurer, en permanence, une extraction maximale à partir de l'énergie cinétique disponible. Pour ce faire, l'algorithme s'occupe de la détermination de la vitesse optimale de la machine qui garantit un coefficient de puissance maximal. Ces vitesses optimales seront, par la suite, exploitées par la stratégie de commande implémentée pour chaque machine sur la zone 2 de fonctionnement. Il existe deux types de MPPT [55] :

- ✓ Contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.
- ✓ Contrôle avec asservissement de la vitesse mécanique

La génératrice électrique GSRB et les convertisseurs de puissance sont considérés parfait, pour toute la gamme de la puissance générée. Par conséquent, le couple électromagnétique développé par la GSRB est donc à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande.

3.2.1 Contrôle sans asservissement de la vitesse

Cette configuration est basée sur la supposition que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine [66].

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = 0 = C_g - C_{em} - f \Omega_{mec} \quad (3.1)$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($f \Omega_{mec} = 0$), on obtient :

$$C_g = C_{em} \quad (3.2)$$

Il faut calculer le couple électromagnétique de référence qui peut être donné par :

$$C_{em-ref} = \frac{C_t}{G} \quad (3.3)$$

Le couple électromagnétique de référence peut être obtenu à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique, en appliquant l'équation ci-dessous.

$$C_{em-ref} = \frac{1}{2\Omega_t G} \rho \pi R^2 C_{p-max}(\lambda, \beta) v^3 \quad (3.4)$$

La vitesse du vent est estimée en fonction du rapport de vitesse λ_{opt} , qui correspond à la puissance maximale capturée de l'éolienne, on peut déduire l'expression de la vitesse estimée du vent

$$v_{est} = \frac{\Omega_{t-est} R}{\lambda_{opt}} \quad (3.5)$$

Ω_{t-est} , est calculée à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la GSRB :

$$\Omega_{ref} = G \times \Omega_{t-est} \quad (3.6)$$

Le couple électromagnétique de référence doit alors être réglé à la valeur suivante :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{p-max} \rho \pi R^5}{2G^3 \lambda_{opt}^3} \Omega_{mec}^2 \quad (3.7)$$

La représentation du schéma fonctionnel de la structure de contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse est donné par la (figure. 3.1) [67].

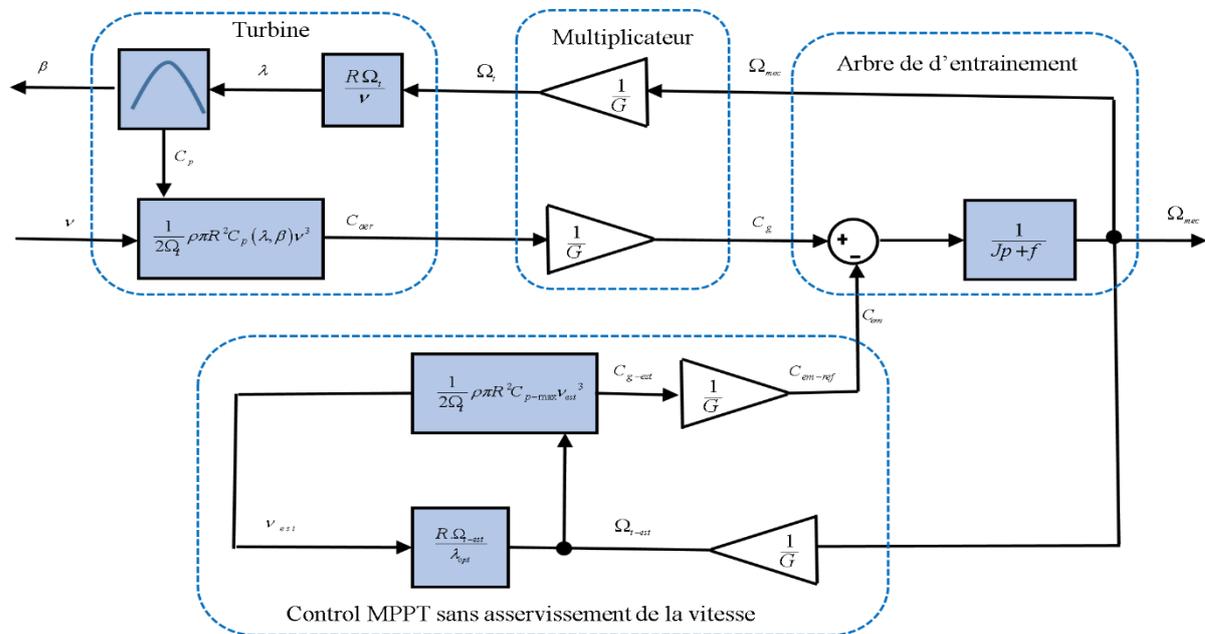


Figure 3.1 – Schéma bloc de la MPPT sans asservissement de la vitesse

3.2.2 Contrôle avec asservissement de la vitesse

Le concept de cette structure est de générer une puissance de référence à chaque valeur de la vitesse. Cette valeur présente la puissance maximale extraite pour une vitesse de vent déterminée. Le couple électromagnétique développé est à tout instant égal à sa valeur de référence [68].

$$C_{em} = C_{em-ref} \quad (3.8)$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em-ref} = R e g (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (3.9)$$

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer Ω_{t-ref} pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc [68] :

$$\Omega_{ref} = G \times \Omega_{t-ref} \quad (3.10)$$

La référence de la vitesse de la turbine Ω_{t-ref} est en fonction du rapport de vitesse optimale λ_{opt} . Celle-ci est obtenue si le coefficient C_p est égal à sa valeur optimale C_{p-max} pour β constant ($\beta = 0^\circ$), comme le montre la (figure. 3.2).

Où

$$\Omega_{t-ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot v}{R} \quad (3.11)$$

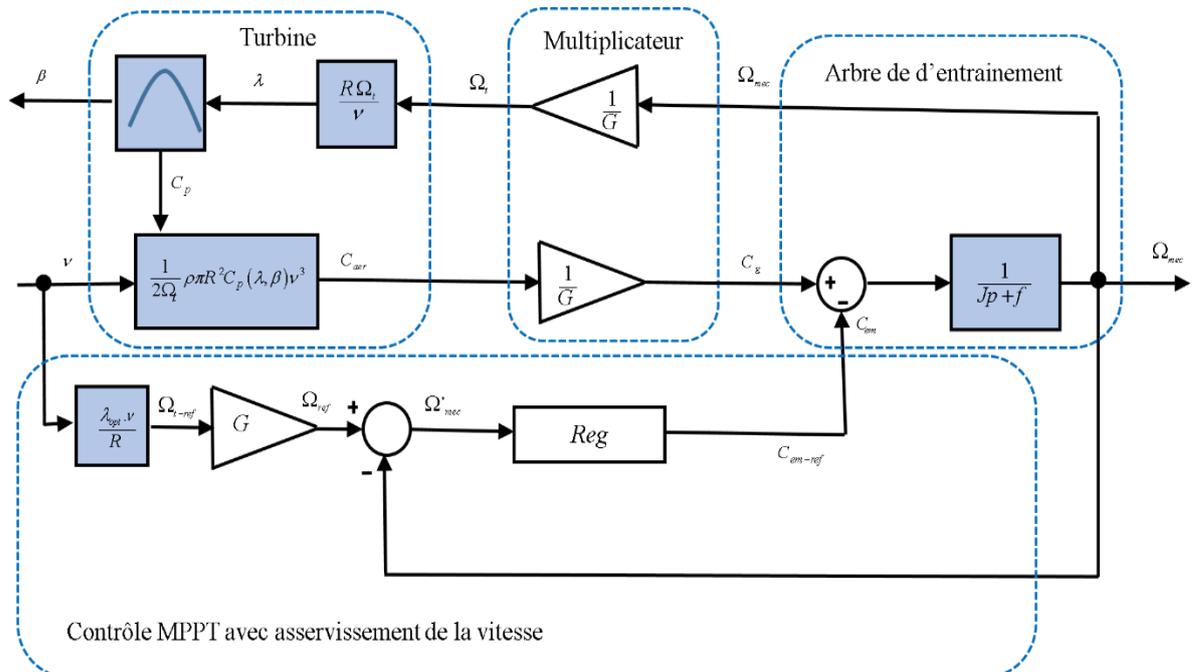


Figure 3.2 -Schéma bloc de la maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse.

3.3 Synthèse des différents régulateurs de vitesse

3.3.1 Régulateur IP

La vitesse de rotation est commandée, via une action sur le couple de la machine, à une référence optimale afin de maintenir le ratio de vitesse λ à la valeur optimale. La régulation de la vitesse de rotation est assurée par un régulateur IP comme il est présenté dans la figure 3.3 [69].

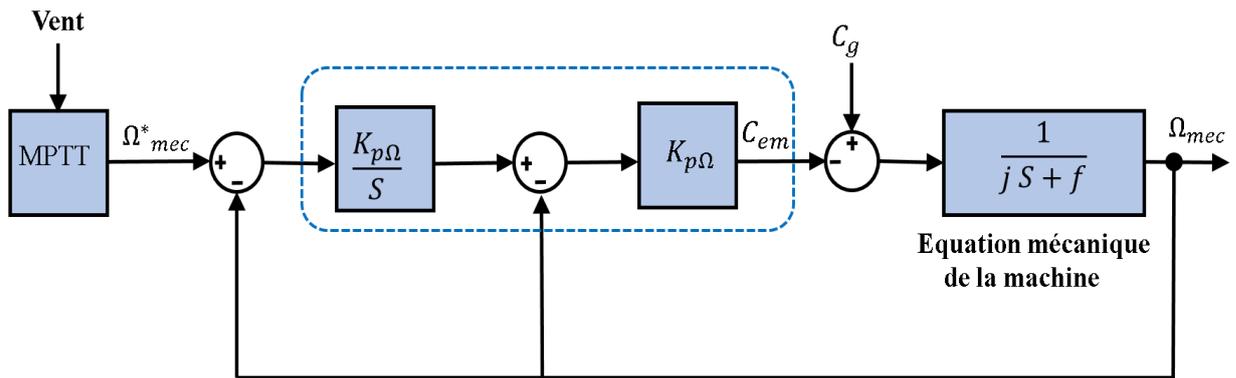


Figure 3.3– schéma bloc du régulateur IP

La fonction de transfert est déduite à partir de la (figure 3.3) et se met sous la forme suivante [69] :

$$\Omega_{mec} = F(s).\Omega_{ref} + P(s).C_g \quad (3.12)$$

$$F(s) = \frac{K_p K_i}{JS^2 + (f + K_p)S + K_p K_i} \quad (3.13)$$

$$P(s) = \frac{S}{JS^2 + (f + K_p)S + K_p K_i} \quad (3.14)$$

Le choix d'une pulsation propre ω_n et d'un facteur d'amortissement ζ_n permette de calculer les coefficients du régulateur IP

$$K_p = (2.\zeta_n.\omega_n.J) - f \quad (3.15)$$

$$K_i = \frac{J.\omega_n^2}{K_p} \quad (3.16)$$

3.3.2 Commande par mode glissant

Pour concevoir une commande par mode glissant de la vitesse, nous considérons le système d'équations (2.7) :

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - C_{em} - f \Omega_{mec}) \quad (3.17)$$

Dans la commande conventionnelle par mode glissant, la surface de glissement dépend généralement de l'erreur, et la dérivée du signal d'erreur. La surface de glissement suivante est utilisée [70]

$$S(X, t) = \left(\frac{d}{dt} + \gamma \right)^{n-1} (X_{ref} - X) \quad (3.18)$$

Où

γ est une constante positif, n représente le degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaitre la commande. Pour $n = 1$ la surface de glissement devienne comme suit :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (3.19)$$

En définissant la fonction de Lyapunov pour notre système et comme suit :

$$V(S(\Omega)) = \frac{1}{2} S(\Omega)^2 \quad (3.20)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(S(\Omega)) = S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) \quad (3.21)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (3.22)$$

avec

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (3.23)$$

En remplaçant (3.17) dans la dernière équation (3.23) on obtient :

$$\dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J}(C_{em} - C_g + f\Omega_{mec}) \quad (3.24)$$

En remplaçant l'expression de C_{em} par les commandes équivalente et discrète ($C_{emeq} + C_{emn}$) dans l'équation précédente, on trouve :

$$\dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J}((C_{emeq} + C_{emn}) - C_g + f\Omega_{mec}) \quad (3.25)$$

Durant le mode de glissement on a : $S(\Omega) = 0$, $\dot{s}(\Omega) = 0$ et $C_{emn} = 0$, d'où l'on déduit l'expression de la commande équivalente C_{emeq} :

$$C_{emeq} = -J.\dot{\Omega}^* - f\Omega_{mec} + C_g \quad (3.26)$$

En remplaçant l'expression (3.26) dans (3.25) on obtient :

$$\dot{s}(\Omega) = \frac{1}{J}C_{emn} \quad (3.27)$$

Et la condition d'attractivité $S(\Omega).\dot{s}(\Omega) < 0$ devient :

$$S(\Omega).\frac{1}{J}C_{emn} < 0 \quad (3.28)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de C_{emn} soit opposé à celui de $S(\Omega).\frac{1}{J}$. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante $C_{emn} = K.sign(S(\Omega))$.

La figure suivante représente la fonction de la commande discrète de type relais :

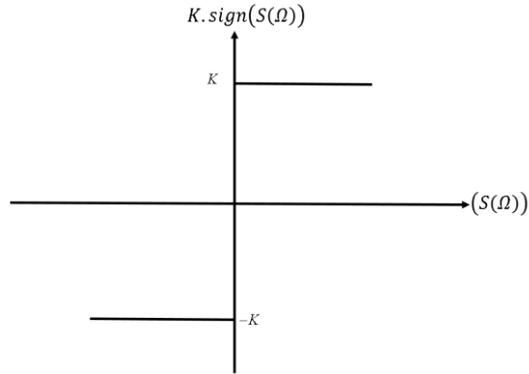


Figure 3.4 : Fonction *sign* (Commande de type relais)

3.4 Résultats de Simulations

Les deux structures de commande ont été simulées en considérant un profil de vent moyen autour de (7,5 m/s). Nous montrons les résultats obtenus pour les différentes stratégies de commande utilisées. L'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est-à-dire $\beta = 0^\circ$. Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de vitesse pour notre cas à la valeur $\lambda^* = 8.1$, ce qui correspond au maximum du coefficient de puissance $C_{p-\max}$ quel que soit la vitesse du vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été utilisées sur l'éolienne pour extraire la puissance maximale disponible du vent. Les résultats des différents tests de simulation sont examinés et comparés voire les figures (3.6 et 3.7)

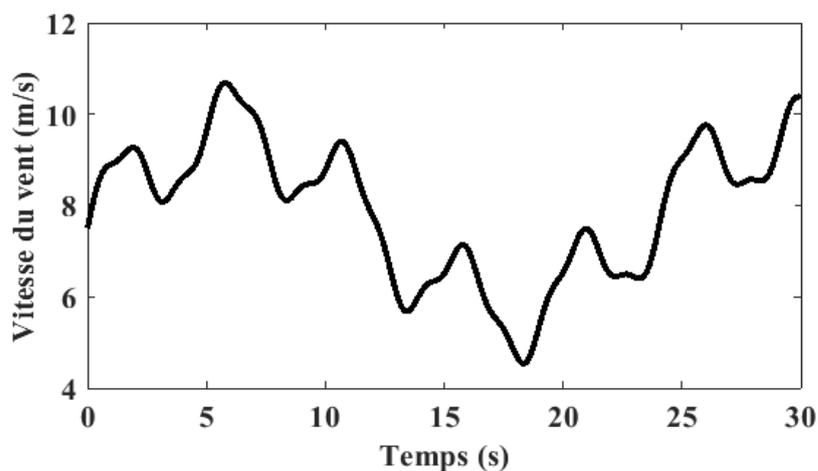


Figure 3.5 – Profil du vent

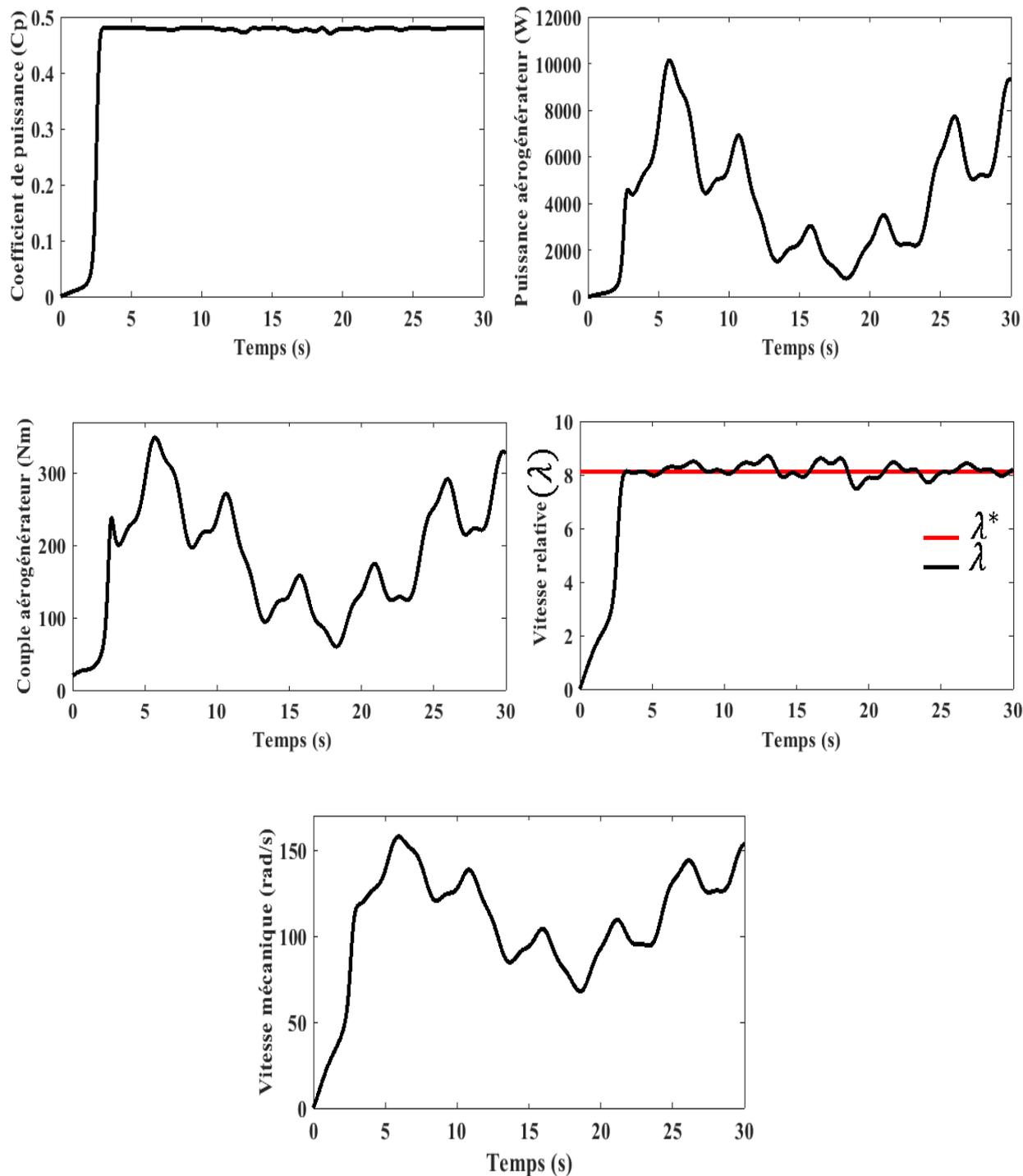
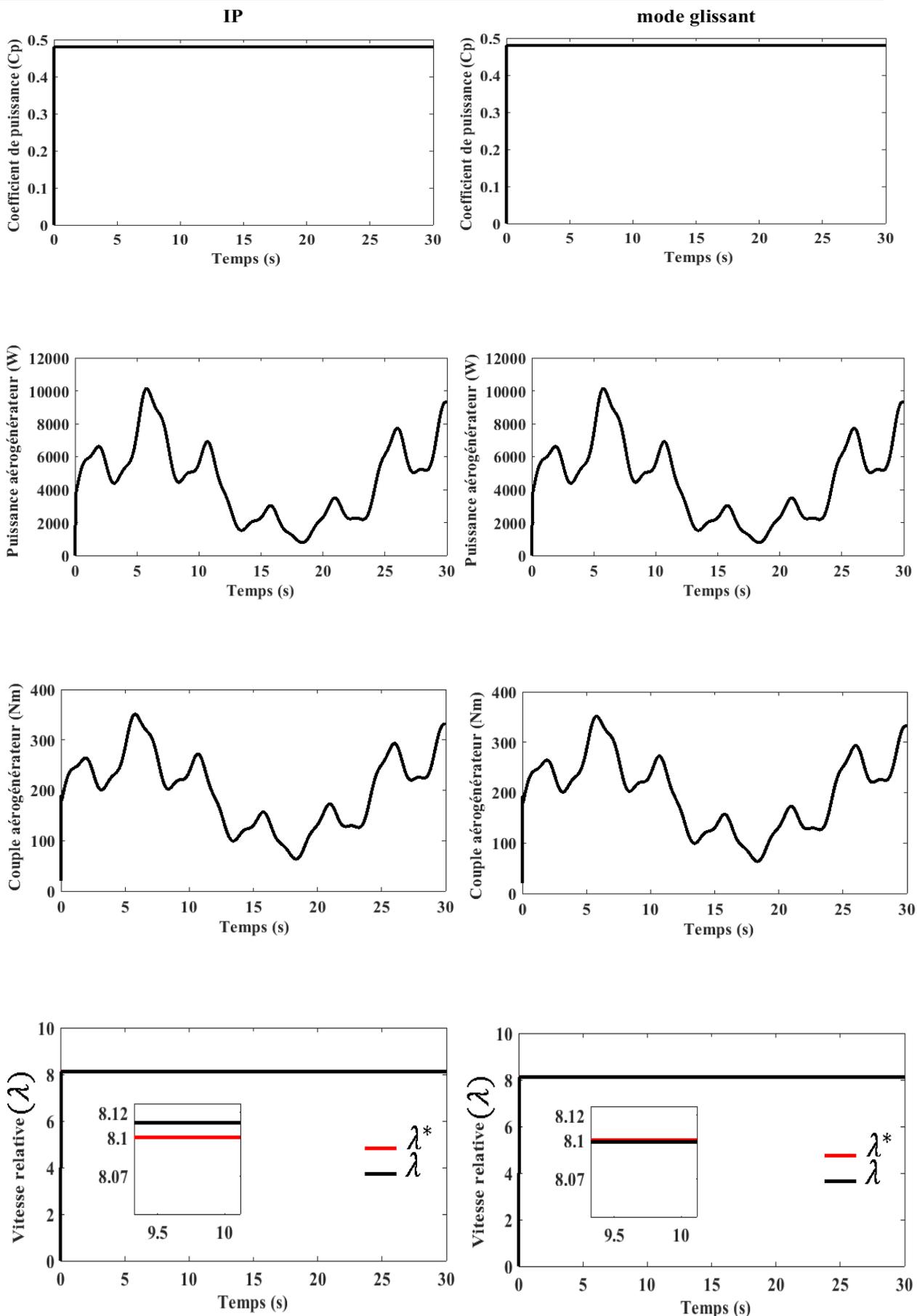


Figure 3.6– Résultat de simulation de la turbine sans asservissement de la vitesse



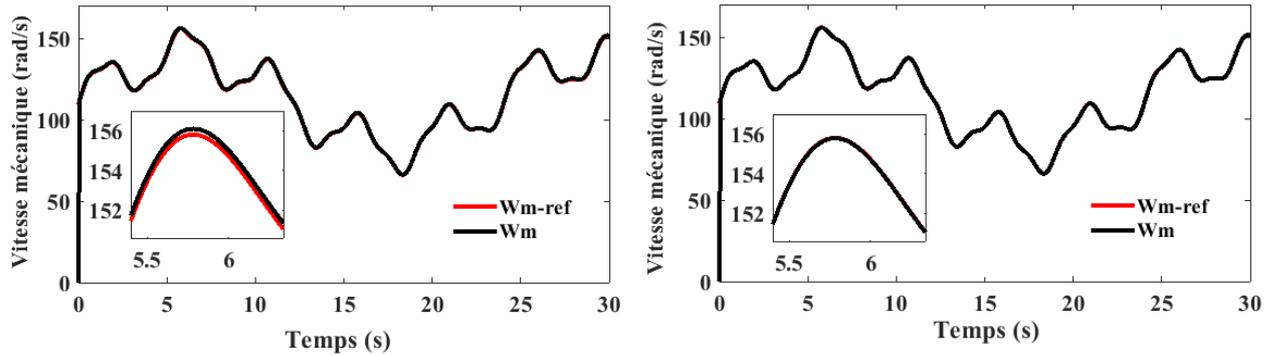


Figure 3.7– Résultat de simulation de la turbine avec asservissement de la vitesse

3.4.1 Interprétations

Ces séries de simulations pour les deux structures de commandes ont été conduites pour un profil de vent ayant une valeur moyenne de (7.5m/s) plus une composante oscillante simulant les variations aléatoires de cette vitesse Fig. 3.5.

Au regard des résultats pour les deux stratégies de commande de vitesse proposées, on observe que la puissance et le couple aérogénérateur varient de manière similaire avec la variation du vent.

Pour les différents résultats sans asservissement de la vitesse mécanique, on note que la vitesse relative λ et le coefficient de puissance C_p suit leurs références, avec un temps de réponse important au démarrage et une erreur statique non nulle en régime permanent. Ceci a pour cause l'absence de régulation de la vitesse de la turbine.

Pour ce qui concerne le coefficient de puissance C_p , pour les deux stratégies de commande étudiées (IP, et la méthode mode glissant), ce coefficient prend une valeur maximale de 0,48 pour un angle de calage $\beta = 0^\circ$. Le maximum de puissance est obtenu sans dépassement ainsi qu'un bon suivi de la consigne. D'autre part, les réponses du système montrent une certaine erreur de suivi par rapport à leur référence pour la vitesse relative λ et la vitesse mécanique au démarrage avec le régulateur IP. En revanche, le contrôle par mode glissant, nous notons que le suivi de la trajectoire est parfait.

3.5 Modèle du convertisseur électronique de puissance

L'électronique de puissance a rapidement progressé, offrant le meilleur rapport qualité-prix tout en fournissant aussi une grande capacité et une remarquable qualité d'énergie. Dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, l'emploi de convertisseurs de puissance permet non seulement d'acquérir la forme d'énergie électrique désirée mais aussi d'optimiser la puissance prélevée [71].

Le convertisseur étudié est constitué de trois cellules de commutation. Chacune est composée de deux transistors IGBT qui sont connectés à deux diodes en antiparallèle est représenté par la (figure. 3.8). Les semi-conducteurs sont considérés idéaux : pas de pertes et les commutations sont instantanées. L'hypothèse de la conduction continue permet de considérer le convertisseur équivalent à des interrupteurs idéaux [66].

Pour modéliser l'onduleur de tension on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $\frac{V_{dc}}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 [67].

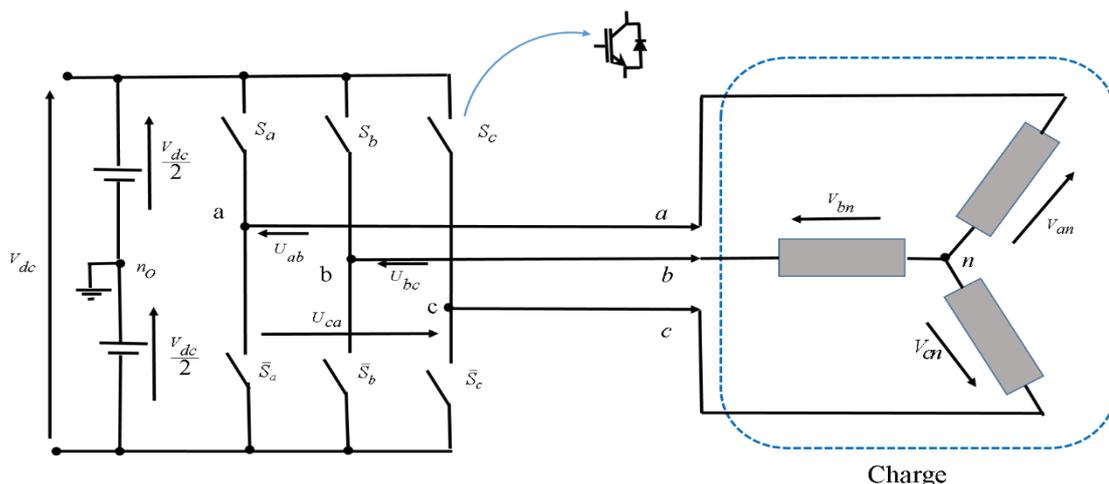


Figure 3.8– Modèle d'un convertisseur triphasé.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur [67] :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (3.29)$$

Les tensions simples des phases de la charge issue des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = 3.V_{an} \\ U_{bc} - U_{ab} = 3.V_{bn} \\ U_{ca} - U_{bc} = 3.V_{cn} \end{cases} \quad (3.30)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_o [67].

$$\begin{cases} V_{an_o} = V_{an} + V_{m_o} \\ V_{bn_o} = V_{bn} + V_{m_o} \\ V_{cn_o} = V_{cn} + V_{m_o} \end{cases} \quad (3.31)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{m_o} = \frac{1}{3}(V_{an_o} + V_{bn_o} + V_{cn_o}) \quad (3.32)$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande S_i avec ($i = a, b, c$) et telle que :

- $S_i = 1$, si l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas est ouvert;
- $S_i = 0$, si l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas est fermé.

Ce qui nous permet d'écrire [67] :

$$V_{in_o} = S_i V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.33)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_o} = (S_a - 0.5)V_{dc} \\ V_{bn_o} = (S_b - 0.5)V_{dc} \\ V_{cn_o} = (S_c - 0.5)V_{dc} \end{cases} \quad (3.34)$$

En remplaçant l'équation (3.32) dans (3.31), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} \cdot (2.V_{an_o} - V_{bn_o} - V_{cn_o}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} \cdot (-V_{an_o} + 2.V_{bn_o} - V_{cn_o}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} \cdot (-V_{an_o} - V_{bn_o} + 2.V_{cn_o}) \end{cases} \quad (3.35)$$

En remplaçant (3.34) dans (3.35), on obtient [67] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Les tensions de sortie de phase délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_a, S_b, S_c qui représentent les signaux de commande des interrupteurs.

3.5.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre l'onde porteuse et l'onde modulante.

- trois ondes de référence, les modulatrices, de forme sinusoïdale, de fréquence f_r et déphasées de 120° ,
- une onde triangulaire porteuse de fréquence f_p

Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes. La loi de modulation est explicitée par :

$$V_{in} = \begin{cases} +V_{dc}/2 & \text{si } V_{mi} \geq V_p \\ -V_{dc}/2 & \text{si } V_{mi} < V_p \end{cases} \quad (3.37)$$

V_{in} et V_{mi} représentant respectivement les tensions délivrées par l'onduleur et les tensions modulantes des phases i ($i = a, b, c$).

Les tensions obtenues en sortie de l'onduleur sont formées d'une succession de créneaux rectangulaires dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour objectifs de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences. Le réglage est réalisé par les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que par les séquences de fonctionnement.

La figure 3.9 représente un exemple de chronogramme délivré par une commande MLI Sinus-triangle triphasée. La tension de référence étant sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- l'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulateur.

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (3.38)$$

L'indice d'amplitude r égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse. \hat{V}_m et la valeur de crête de la porteuse \hat{V}_p ,

$$r = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} \quad (3.39)$$

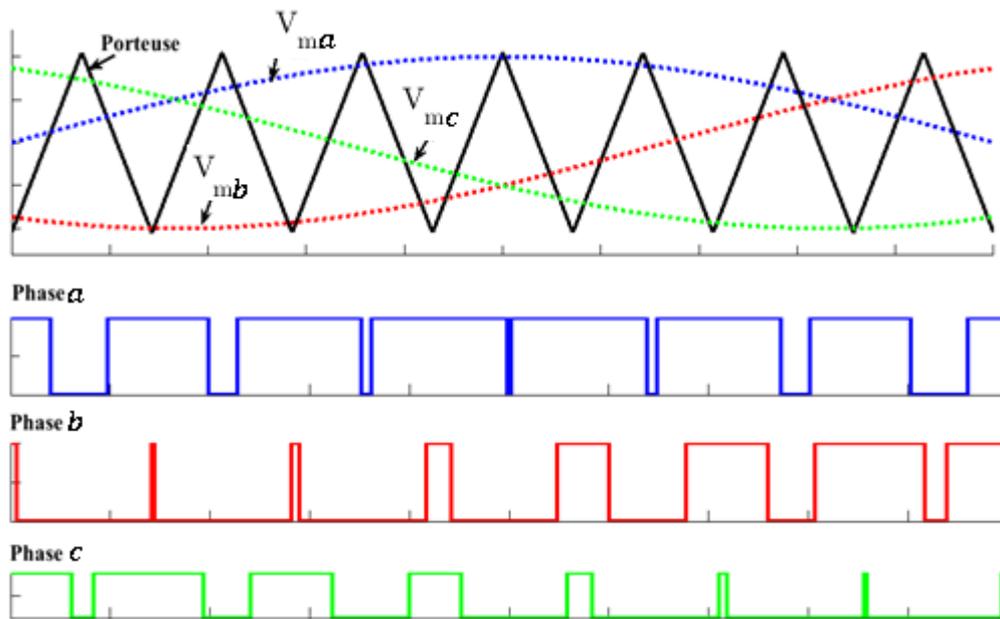


Figure 3.9– Exemple de chronogramme d'une commande Sinus-triangle triphasée

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de commutation [72]. La commande MLI permet alors d'ajuster les tensions de sortie ce qui rend possible le réglage simultané de la fréquence et la tension de sortie.

Pour la modélisation de la commande MLI Sinus-triangle, on suppose que les trois ondes modulatrices sont sinusoïdales telles que :

$$\begin{cases} V_{ma} = \widehat{V}_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ V_{mb} = \widehat{V}_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 2\pi/3) \\ V_{mc} = \widehat{V}_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (3.40)$$

L'équation de la porteuse commune ayant pour expression :

$$V_p = \begin{cases} \widehat{V}_p \cdot \sin\left(-1 + 4 \cdot \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ \widehat{V}_p \cdot \sin\left(+3 - 4 \cdot \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (3.41)$$

les états des interrupteurs sont alors donnés par la relation :

$$S_i = \begin{cases} +1 & \text{si } V_{mi} - V_p \geq 0 \\ 0 & \text{si } V_{mi} - V_p < 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

T_p Étant la période du signal de l'onde porteuse : $T_p = \frac{1}{f_p}$

3.5.2 Modélisation de la liaison au réseau

3.5.2.1 Modélisation du bus continu

Le schéma électrique du bus continu représenté sur la Fig. 3.10 montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur

$$i_c = i_{mac} - i_{res} \quad (3.43)$$

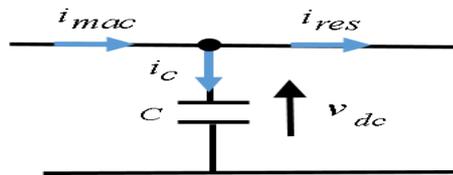


Figure 3.10 – Schéma électrique du bus continu.

Le bus continu est modélisé par la connaissance de la tension aux bornes du condensateur obtenue en intégrant l'équation différentielle suivante :

$$v_{dc} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_c \cdot dt \quad (3.44)$$

3.5.2.2 Modélisation du filtre passif

Pour réduire la propagation des harmoniques dans le réseau électrique, un filtre passif en série (R_f, L_f) est raccordé entre le convertisseur de puissance et le réseau (Fig. 3.11) [73].

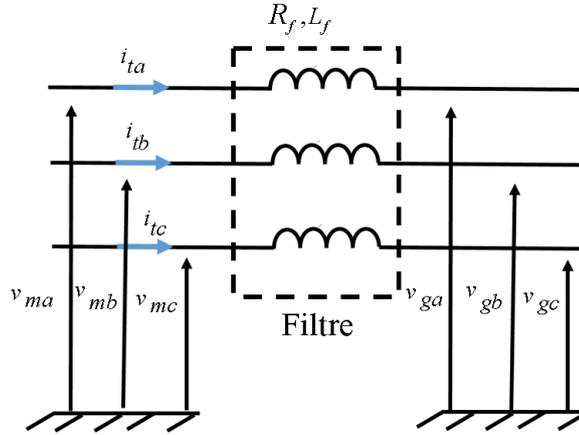


Figure 3.11– Schéma électrique du filtre.

Les courants transités entre le convertisseur et le réseau sont imposés par les bobines constituant le filtre passe bas. La tension aux bornes du filtre est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix} = R_f \cdot \begin{bmatrix} i_{ta} \\ i_{tb} \\ i_{tc} \end{bmatrix} + L_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ta} \\ i_{tb} \\ i_{tc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Les tensions v_{ga}, v_{gb}, v_{gc} sont celles du réseau côté basse tension.

En appliquant la transformation de Park à la relation (3.45), on obtient la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{md} = R_f \cdot i_{id} + L_f \cdot \frac{di_{id}}{dt} - \omega_g \cdot L_f \cdot i_{iq} + V_{dg} \\ V_{mq} = R_f \cdot i_{iq} + L_f \cdot \frac{di_{iq}}{dt} + \omega_g \cdot L_f \cdot i_{id} + V_{qg} \end{cases} \quad (3.46)$$

avec

– V_{md}, V_{mq} : les tensions modulées par le convertisseur dans le référentiel de Park,

– V_{dg}, V_{qg} : les tensions du réseau dans le plan de Park,

– i_{id}, i_{iq} : les composantes directes et quadratiques des courants du filtre.

3.6 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle ou la commande par orientation du flux est la commande standard des machines alternatives. Elle consiste à découpler les deux composantes des axes directs d et quadratique q du référentiel tournant, de façon à commander indépendamment le couple et le flux de la machine de façon que l'une des composantes (i_{qs}) commande le couple et l'autre (i_{ds}) commande le flux [74].

Comme le montre la figure 3.12, l'annulation du courant direct, qui correspond à l'alignement du flux d'excitation sur l'axe direct fait que l'angle entre le vecteur force électromotrice E_s de la machine et son courant est nul, ce qui ne permet pas d'avoir un facteur de puissance unitaire, mais reste proche de un [75]. Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique r_s , ce qui constitue une hypothèse réaliste pour les génératrices de fortes puissances utilisées dans les systèmes éoliens, l'amplitude de la tension de stator devient [76] :

$$V_s = \sqrt{(V_{ds})^2 + (V_{qs})^2} = \sqrt{(\omega_e L_q i_{qs})^2 + (\omega_e \phi_f)^2} \quad (3.47)$$

L'angle du facteur de puissance du stator est définie par :

$$\psi_s = \theta_v - \theta_i = \left(\tan^{-1} \frac{V_{qs}}{V_{ds}} \right) - \frac{\pi}{2} \text{ pour } i_{ds} = 0 \quad (3.48)$$

Où θ_v et θ_i , sont les angles de la tension de stator et les vecteurs de courant, donnés comme suit :

$$\begin{cases} \theta_v = \tan^{-1} \frac{V_{qs}}{V_{ds}} \\ \theta_i = \tan^{-1} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \end{cases} \quad (3.49)$$

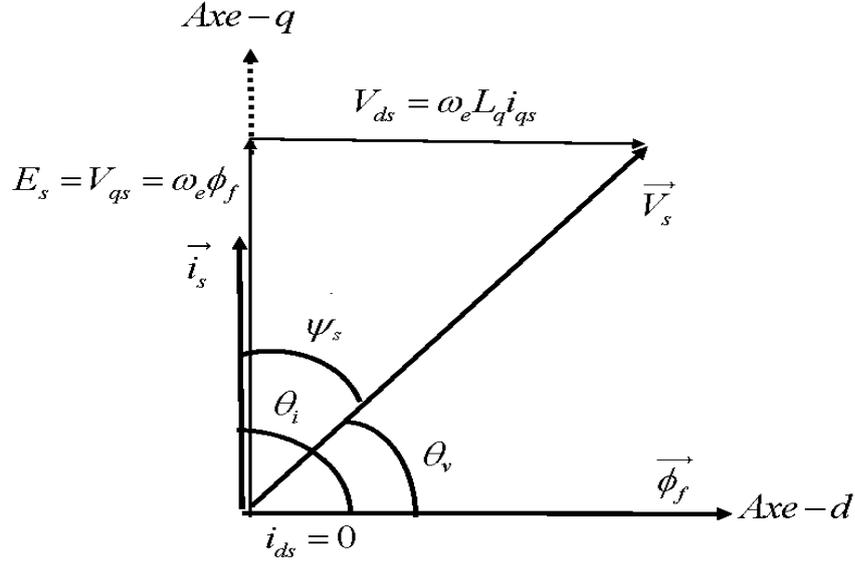


Figure 3.12– Diagramme vectoriel du flux orienté de la GSRB.

Pour les éoliennes, un critère supplémentaire consiste à réduire les oscillations sur l'arbre de transmission dues aux fluctuations de la vitesse du vent afin d'améliorer la qualité de la puissance produite.

Le couple C_{em} est en fonction des deux courants i_{ds} et i_{qs} . Dans le cas de la commande vectorielle, si le courant $i_{ds} = 0$, le couple de la machine est proportionnel au courant i_{qs} .

En revenant à l'équation (2.40), nous pouvons voir que le couple devient proportionnel au courant i_{qs} lorsque le courant i_{ds} est nul, comme suit :

$$C_{em-ref} = [p(M_{sf} i_f + M_{sd} i_D)] \cdot i_{q-ref} \quad (3.50)$$

L'expression du courant de référence i_q est donnée donc par :

$$i_{qs-ref} = \frac{C_{em-ref}}{p(M_{sf} i_f + M_{sd} i_D)} \quad (3.51)$$

La commande vectorielle est appliquée à la génératrice en zone d'optimisation (zone II), associée à une commande type MPPT. On suppose que la génératrice est pilotée par un convertisseur commandé en MLI sinus-triangle. Ce convertisseur permet de commander les

courants de la génératrice afin d'adapter la vitesse de rotation aux variations du vent. Ainsi, la commande vectorielle de la machine synchrone comprend trois boucles de commandes.

- ❖ Une boucle contrôlant la vitesse de rotation ;
- ❖ Une boucle commandant le courant direct i_{ds} ;
- ❖ Une boucle pour le courant quadratique i_{qs} .

3.6.1 Commandes des courants de la GSRB à base d'un régulateur PI

Afin de mettre en œuvre la régulation des courants i_{ds} et i_{qs} , des régulateurs de type PI sont tout d'abord utilisés. Le courant de référence i_{ds}^* est défini à partir de la stratégie de maximisation du couple, tandis que la référence i_{qs}^* est générée par le régulateur de vitesse [77]. Les tensions de la machine dans le repère d – q sont données dans l'équation, que nous présentons ici.

$$v_{ds} = -r_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs} - \omega_e M_{sQ} i_Q - L_d \frac{di_{ds}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \quad (3.52)$$

$$v_{qs} = -r_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e M_{sf} i_f + \omega_e M_{sD} i_D - L_q \frac{di_{qs}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \quad (3.53)$$

Les amortisseurs ont lieu chaque fois que le champ magnétique rotatif est modifié (changement rapide de charge, la pulsation du couple de la machine). Pendant l'état d'équilibre (à vitesse constante, le couple constant) les deux courants i_Q et i_D sont nuls (pas de mouvement relatif entre le champ d'enroulement rotatif et d'amortisseurs). Par conséquent, les équations (3.52) et (3.53) peuvent être réduites comme suit.

$$v_{ds} = -\left(r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \right) + \omega_e L_q i_{qs} - \omega_e M_{sQ} i_Q \quad (3.54)$$

$$v_{qs} = -\left(r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} \right) - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e M_{sf} i_f + \omega_e M_{sD} i_D \quad (3.55)$$

$\omega_e L_q i_{qs} - \omega_e M_{sQ} i_Q$ est le terme de couplage dans la boucle de régulation de i_{ds}

Si l'on souhaite disposer d'équation qui ne dépendante que du courant i_{ds} , nous pouvons l'exprimer de la façon suivante :

$$e_{ds2} = -\left(r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \right) = v_{ds} - \omega_e L_q i_{qs} + \omega_e M_{sQ} i_Q \quad (3.56)$$

Le schéma bloc de la boucle de régulation de i_{ds} est présenté à la (figure. 3.13). Les régulateurs utilisés sont des correcteurs de type PI.

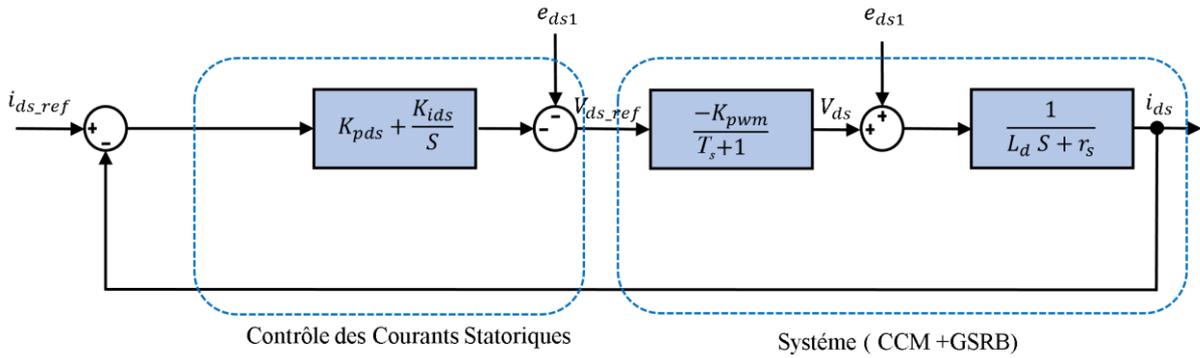


Figure 3.13– Principe de la commande du courant i_{ds} .

$\omega_e M_{sf} i_f - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e M_{sD} i_D$ est le terme de couplage dans la boucle de régulation de i_{qs} , nous pouvons l'exprimer de la façon suivante :

$$e_{qs2} = -\left(r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} \right) = v_{qs} + \omega_e L_q i_{ds} - \omega_e M_{sf} i_f - \omega_e M_{sD} i_D \quad (3.57)$$

le schéma bloc de la boucle de régulation de i_{qs} est présenté à la (figure. 3.14).

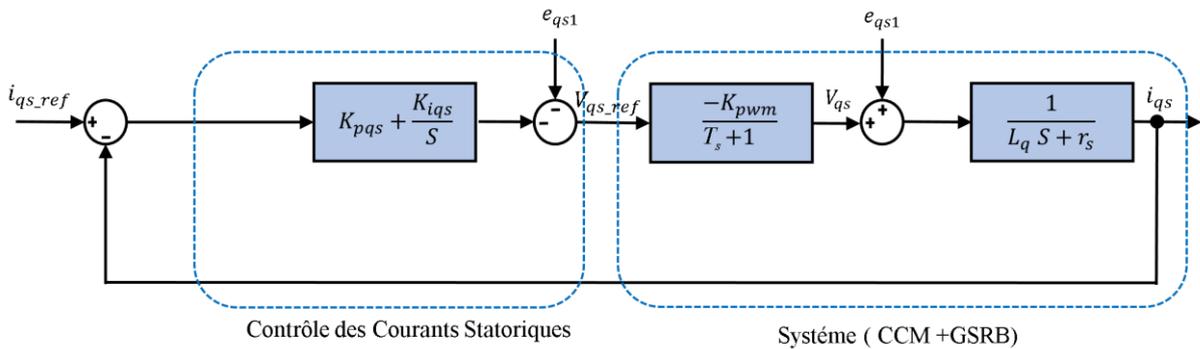


Figure 3.14– Principe de la commande du courant i_{qs} .

Aussi, pour obtenir les valeurs de v_{ds} et v_{qs} , il est nécessaire de découpler ces deux boucles de la manière suivante :

$$v_{ds} = e_{ds2} - e_{ds1} \text{ et } v_{qs} = e_{qs2} - e_{qs1} \quad (3.58)$$

Avec

$$e_{ds1} = -\omega_e L_q i_{qs} + \omega_e M_{sQ} i_Q \text{ et } e_{qs1} = \omega_e L_q i_{ds} - \omega_e M_{sf} i_f - \omega_e M_{sD} i_D \quad (3.59)$$

Le convertisseur est modélisé par une fonction de transfert de premier ordre dont l'expression est :

$$G = \frac{K_{pwm}}{T_s s + 1} \quad (3.60)$$

K_{pwm} : est le gain de modulation de largeur d'impulsion.

T_s : est égal à une période de commutation.

s : est l'opérateur de Laplace.

La figure 3.15 représente le schéma bloc de la commande du CCM. Cette commande permet de contrôler indépendamment les courants statoriques d'axes d-q.

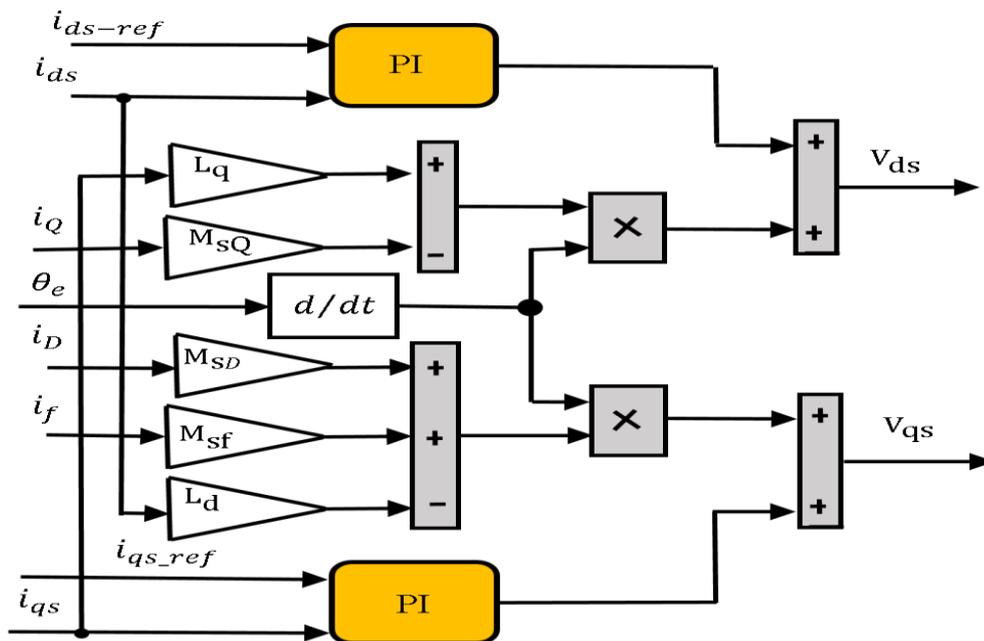


Figure 3.15 - Commande vectorielle de la GSRB.

3.6.2 Commandes du CCR à base d'un régulateur PI

La figure 3.19 représente le schéma bloc de la commande du CCR. Ce schéma bloc inclut les termes de découplage et de compensation afin de pouvoir contrôler indépendamment les courants d'axes d-q circulant dans le filtre RL et les puissances active et réactive échangées entre le CCR et le réseau [78]. Ainsi, cette commande accomplit les deux fonctions suivantes :

- ❖ Contrôle de la tension du bus continu.
- ❖ Contrôle des courants circulant dans le filtre RL.

Les équations côté réseau sont exprimées dans le le repère d – q comme suit

$$\begin{cases} V_{df} = R_f i_{df} + L_f \frac{di_{df}}{dt} - \omega_g L_f i_{qg} + V_g \\ V_{qf} = R_f i_{qf} + L_f \frac{di_{qf}}{dt} + \omega_g L_f i_{dg} \end{cases} \quad (3.61)$$

où ω_g est la pulsation du réseau. Les puissances active et réactive échangées avec le réseau sont liées aux composantes du courant par les expressions suivantes

$$\begin{cases} P_g = V_{dg} i_{df} + V_{qg} i_{qf} \\ Q_g = V_{qg} i_{df} - V_{dg} i_{qf} \end{cases} \quad (3.62)$$

Un contrôle vectoriel est utilisé dans un repère tournant de Park orienté de sorte que la tension du réseau selon l'axe en quadrature soit nulle ($V_{qg} = 0, V_{dg} = V_g$). Par conséquent, le modèle d'état défini dans l'équation (3.62) devient :

$$\begin{cases} P_g = V_g i_{df} \\ Q_g = -V_{dg} i_{qf} \end{cases} \quad (3.63)$$

ainsi, les formules des composantes directe et quadratique du courant s'écrivent respectivement comme suit :

$$\begin{cases} i_{df}^* = \frac{P_g^*}{V_g} \\ i_{qf}^* = -\frac{Q_g^*}{V_g} \end{cases} \quad (3.64)$$

La référence de la puissance active P_g^* est déterminée à l'aide d'une boucle externe visant à régler la tension du bus continu de sorte que la puissance réactive Q_g^* est nulle. Les équations de système (3.61) présentent un couplage entre les deux axes (d-q), où les termes des tensions de couplage sont :

$$\begin{cases} e_{dg} = -\omega_g L_f i_{qf} + V_g \\ e_{qg} = \omega_g i_{df} \end{cases} \quad (3.65)$$

En posant comme équations différentielles :

$$\begin{cases} e_{dg1} = R_f i_{df} + L_f \frac{di_{df}}{dt} \\ e_{qg1} = R_f i_{qf} + L_f \frac{di_{qf}}{dt} \end{cases} \quad (3.66)$$

ce qui peut également se traduire par :

$$\begin{cases} e_{dg1} = V_{df} - e_{dg} \\ e_{qg1} = V_{qf} - e_{qg} \end{cases} \quad (3.67)$$

La figure. 3.16 représente le schéma bloc de la régulation des courants circulant dans le filtre RL dans le repère d-q. Des correcteurs de type PI sont utilisés. Les termes de compensation et de découplage de l'axe d-q, ainsi que les modèles du CCR et de sa liaison au réseau à travers le filtre RL dans le référentiel d-q, sont représentés dans ces schémas-blocs de commande [76].

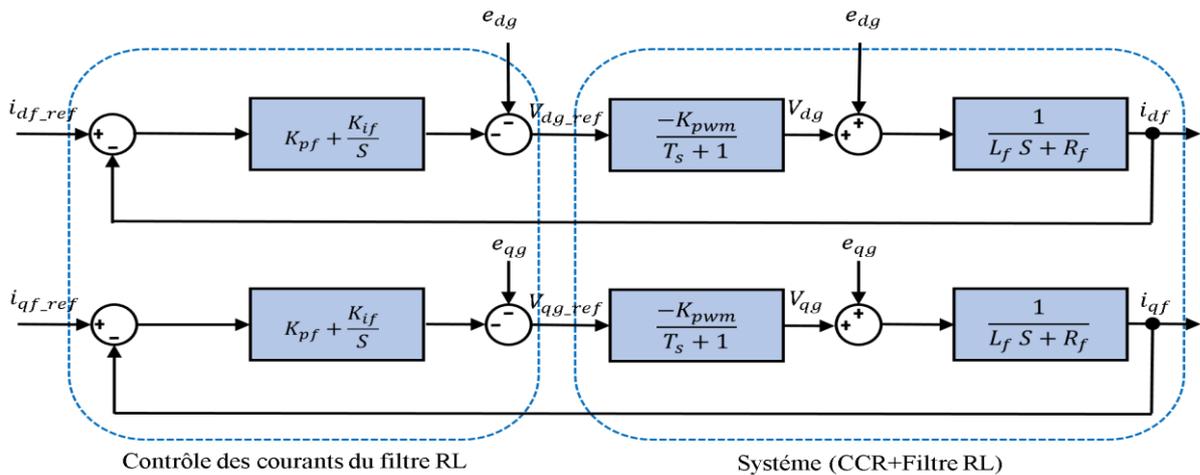


Figure 3.16– Principe du contrôle des courants circulant dans le filtre RL.

3.6.3 Boucle à verrouillage de phase PLL

Afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et un échange contrôlé des puissances active et réactive, l'onduleur doit toujours être synchronisé avec le réseau.

Pour estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du phasateur équivalent d'un système triphasé, on utilise généralement la boucle à verrouillage de phase PLL. Le bloc PLL réalise le suivi de phase de la composante directe de la tension du réseau V_{dg} , afin d'éliminer la composante en quadrature V_{qg} . Ce qui se produit lorsque la phase estimée θ , est égale à la phase du réseau. La figure 3.17, montre la structure classique de bloc PLL triphasée [79]. Cette PLL permet d'estimer avec précision la fréquence et l'amplitude de la tension du réseau.

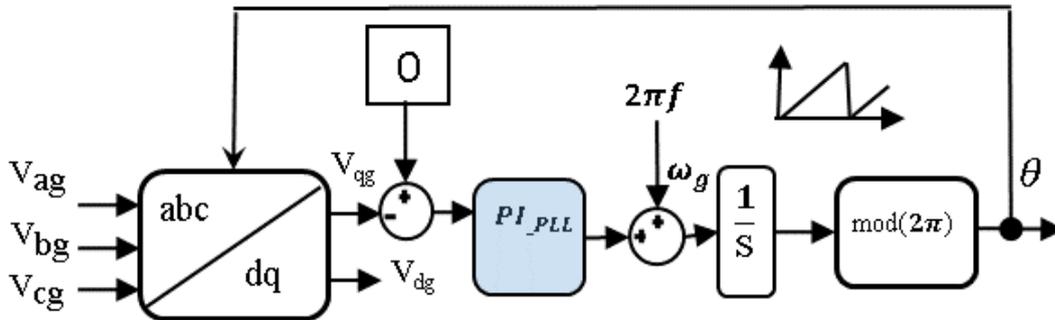


Figure 3.17 — Structure classique du bloc PLL triphasée [80]

Les fonctions de transfert du PI et du PLL sont présentées dans les équations (3.88) et (3.69).

$$H_{PI}(s) = K_p \frac{sT_i + 1}{sT_i} \quad (3.68)$$

$$H_{PLL}(s) = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + s.K_p + \frac{K_p}{T_i}} \quad (3.69)$$

Pour obtenir les valeurs des gains, le facteur d'amortissement est supposé être de 0,707. Ainsi, le dépassement de la réponse en échelon est inférieur à 5%. T_{set} , représente le temps de stabilisation. En utilisant l'équation (3.70), K_p peut être calculé par identification comme indiqué dans l'équation (3.71) [81].

$$G(s) = \frac{2.\zeta.\omega_n.s + \omega_n^2}{s^2 + 2.\zeta.\omega_n.s + \omega_n^2} \quad (3.70)$$

$$K_p(s) = 2.\zeta.\omega_n \quad (3.71)$$

où la constante de temps, T_i est calculée comme dans l'équation (3.72)

$$T_i = \frac{2.\zeta}{\omega_n} \quad (3.72)$$

L'équation de la fréquence non amortie est présentée ci-dessous.

$$\omega_n = \frac{4.6}{\zeta T_{set}} \quad (3.73)$$

3.6.4 Stratégie de commande de la tension du bus continu

A partir de l'équation (3.43), la puissance active transitée au bus continu s'exprime par :

$$P_{dc-mac} = V_{dc} \cdot i_{mac} \quad (3.74)$$

La puissance emmagasinée dans le condensateur est donnée comme suit

$$P_c = V_{dc} \cdot i_c \quad (3.75)$$

Si on néglige l'ensemble des pertes Joule devant la puissance échangée entre le stator de la GSRB et le réseau électrique (pertes dans le condensateur, le convertisseur et le filtre RL), on peut alors écrire :

$$P_g = P_{res} = P_{mac} - P_c \quad (3.76)$$

La référence de la puissance stockée dans le condensateur est donc rendue variable par modification de la référence du courant capacitif (Fig. 3.18)

$$P_c = V_{dc} \cdot i_{c-ref} \quad (3.77)$$

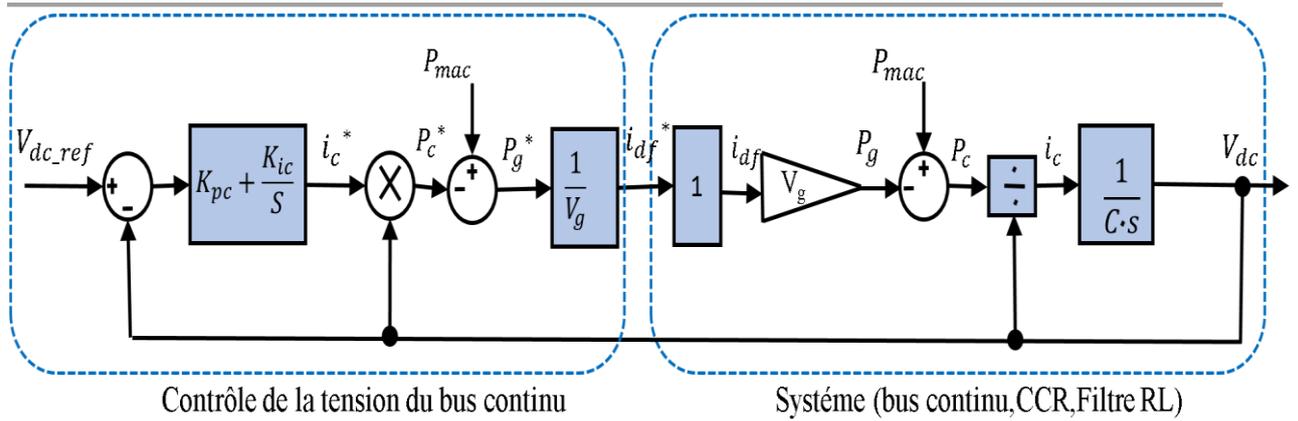


Figure 3.18 – Principe de commande de la tension du bus continu

La régulation des transits de puissance permet d'imposer le courant capacitif au bus continu. Le réglage du bus continu est alors réalisé au moyen d'une boucle de régulation, permettant de maintenir une tension constante du bus continu, avec un correcteur PI générant la référence à injecter dans le condensateur i_{c-ref}

Le réglage du bus continu est donc réalisé par une boucle externe de régulation et par réglage des puissances transitées.

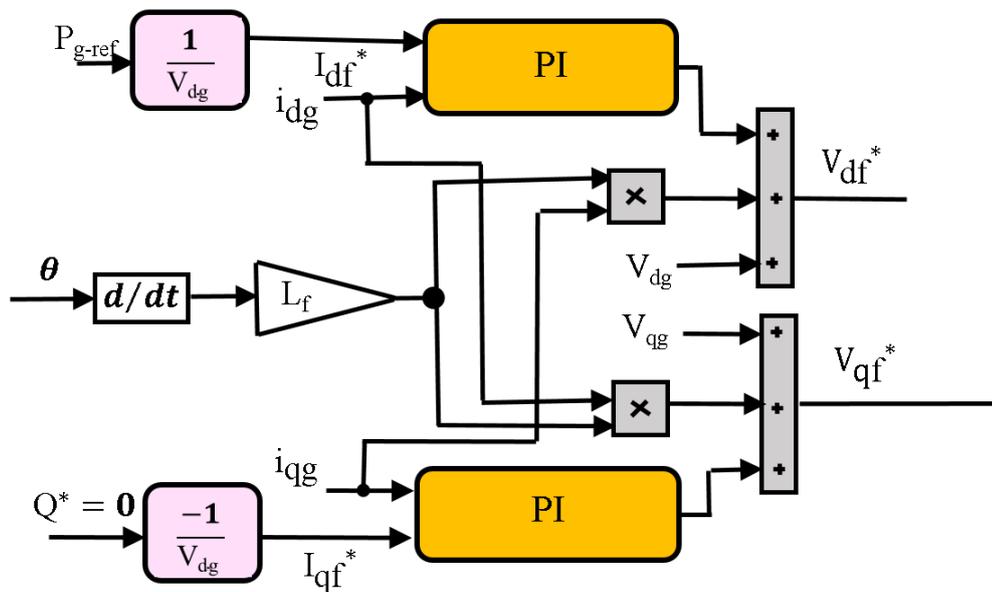


Figure 3.19– Commande du CCR

3.6.5 Résultats de simulation du système de conversion éolien

Dans cette partie, les résultats de la simulation par Matlab/Simulink de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne basée sur le générateur synchrone à rotor bobiné, sont décrits et discutés. La référence du bus continu, V_{dc}^* est fixée à 600 V. Une fois le CCR connecté au réseau électrique, la puissance réactive de référence Q_g^* est fixée à 0 VAR, permettant ainsi d'obtenir un facteur de puissance unitaire. Les paramètres des régulateurs PI utilisés sont résumés au tableau suivant :

Tableau 3.1 : Paramètres des régulateurs PI

Grandeurs commandées	Paramètres PI
Vitesse de rotation Ω	$K_{p\Omega} = -214$, $K_{i\Omega} = -5.88$
Courant direct i_{ds}	$K_{pds} = -30$, $K_{ids} = -2079$
Courant quadrature i_{qs}	$K_{pqs} = -12$, $K_{iqs} = -3570$

La forme du profil de vent imposé aléatoirement est représentée sur la (figure 3.20) Comme on peut le constater, la vitesse de rotation mécanique Ω_{mec} suit sa valeur de référence Ω_{mec}^* qui est variable selon le profil du vent imposé (figure. 3.21). Le couple électromagnétique est présenté dans les (figure. 3.22), ainsi que le courant statoriques de la génératrice électrique (figure.3.23) poursuit parfaitement sa référence. En raison de l'application de la commande vectorielle, la composante directe du courant du stator est imposée nulle (figure. 3.24).

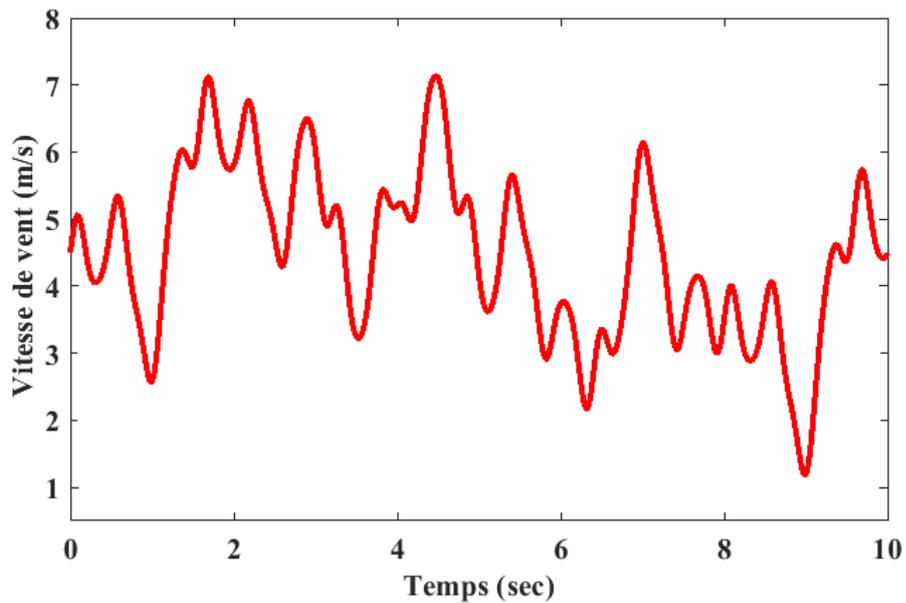


Figure 3.20 – Vitesse de vent

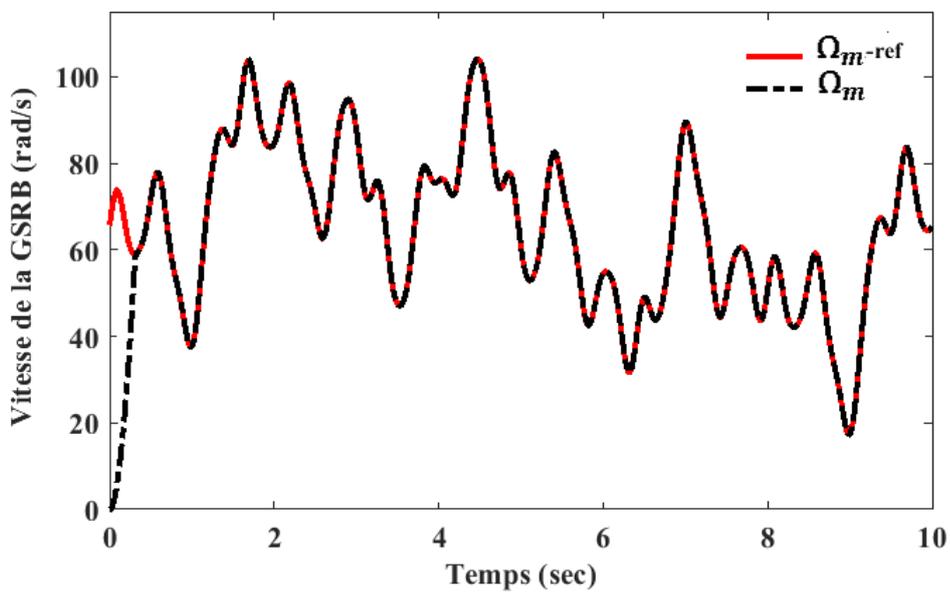


Figure 3.21 – Vitesse de la GSRB

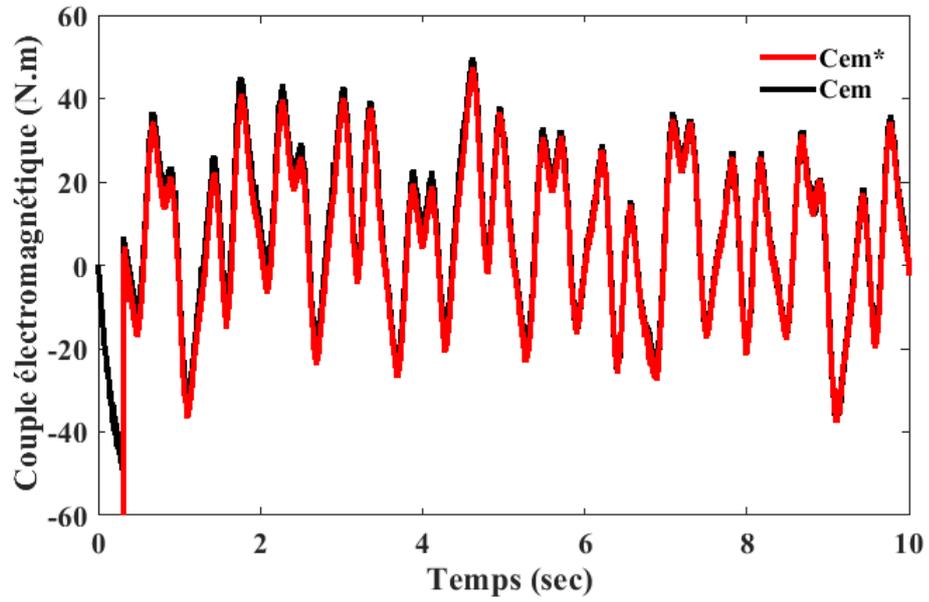


Figure 3.22 – Couple électromagnétique

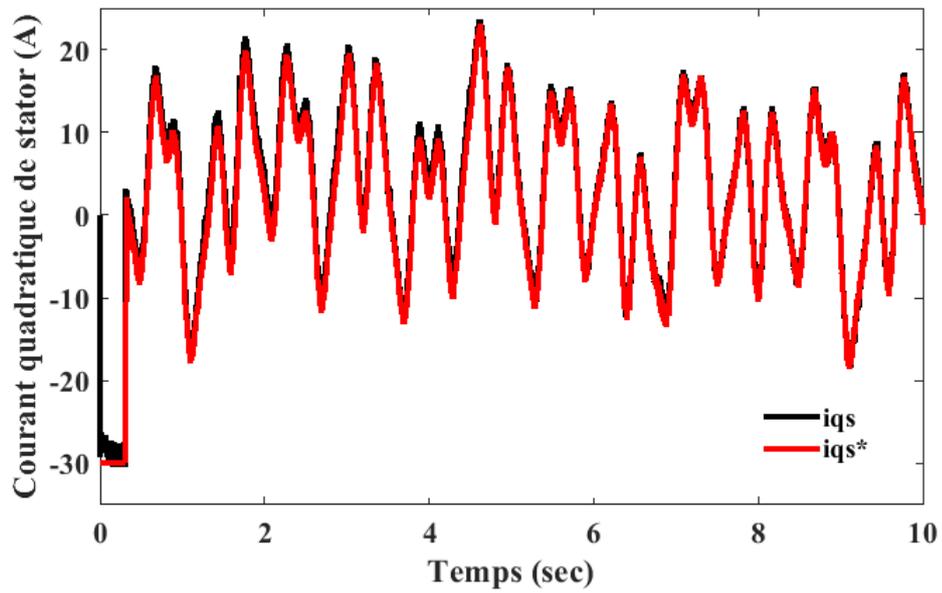


Figure 3.23– Courant quadratique de stator

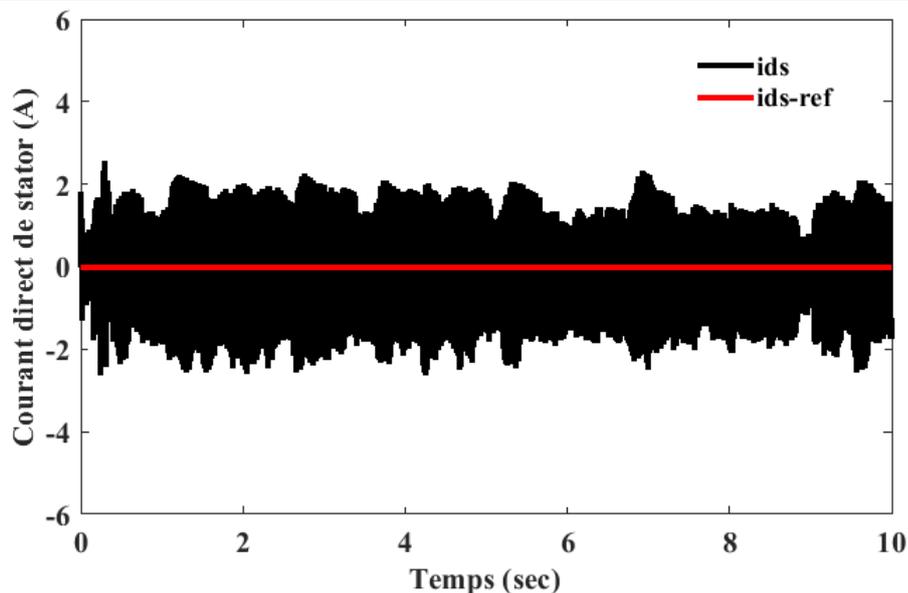


Figure 3.24 – Courant direct de stator

La tension du circuit intermédiaire est réglée à sa référence de 600 V avec une variation d'environ $\pm 6\%$, comme l'illustre le résultat de la simulation du CCR à la (figure. 3.25). La figure 3.26 illustre l'évolution des puissances active et réactive côté réseau. La puissance active injectée au réseau évolue de la même façon que pour la puissance mécanique. La puissance réactive varie légèrement autour de sa valeur de référence imposée nulle afin de maintenir le facteur de puissance unitaire côté réseau.

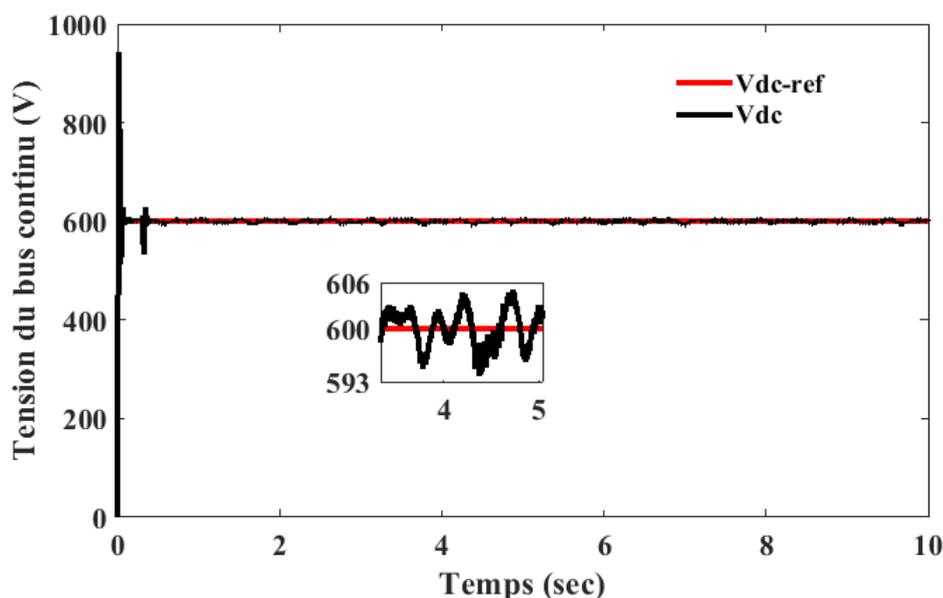


Figure 3.25– La tension du bus continu

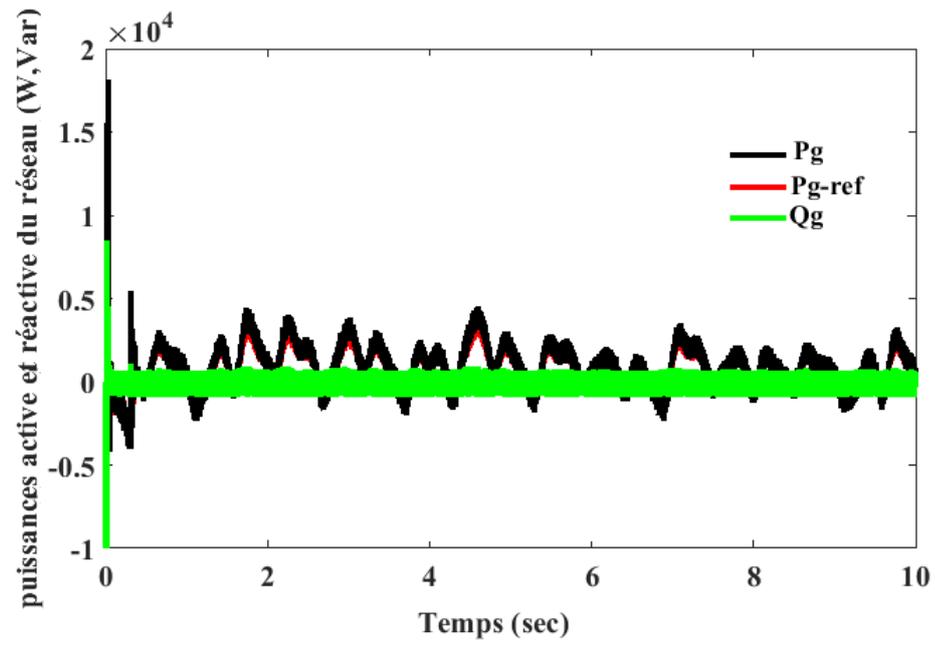


Figure 3.26 – Les puissances active et réactive du réseau

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basé sur une GSRB. Afin de maximiser la puissance extraite pour différentes vitesses de vent, deux schémas de contrôle MPPT (avec ou sans) asservissement de la vitesse de rotation ont été étudiés. Une comparaison entre deux types de contrôleurs pour le réglage de la vitesse (IP et mode glissant) a été effectuée. Ensuite la modélisation des éléments constituant la chaîne de conversion éolienne a été traitée. Le contrôle coté GSRB ainsi que le contrôle de la liaison au réseau avec la régulation du bus continu a été accompli par des régulateurs PI en utilisant le principe de la commande vectorielle.

Les résultats des simulations ont permis d'évaluer la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique et de valider l'efficacité des techniques de commande utilisées.

Pour améliorer les performances du système d'énergie éolienne basé sur un générateur synchrone à rotor bobiné, des méthodes de contrôle robustes seront introduites dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

**Application des commandes robustes
au système éolien basé
sur une GSRB**

4.1 Introduction

Les variations des paramètres de la machine peuvent affecter la performance de la commande vectorielle classique. En effet un désajustement dans la méthode de découplage peut être provoqué par la saturation et le réchauffement de la machine. Afin d'adapter de manière efficace et robuste l'opération de découplage en cas de modification des paramètres de la machine, des contrôleurs intelligents doivent être conçus [82].

Dans ce chapitre, nous allons étudier et développer des contrôleurs intelligents qui permettent une adaptation efficace des opérations de découplage en cas de modification des paramètres de la machine, ainsi qu'une gestion fiable des perturbations de la charge. Ensuite, à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK, une étude par simulation des performances dynamiques des contrôleurs intelligents est réalisée.

4.2 Contrôleur d'ordre fractionnaire optimisé par l'algorithme génétique

Le contrôle en présence d'incertitude est l'un des principaux concepts de la théorie de commande moderne.

Notre système de contrôle doit aussi être stable et avoir des performances transitoires élevées. Par conséquent, les contrôleurs qui utilisent des dérivées et des intégrales d'ordre fractionnaire optimisées pourraient atteindre ces objectifs tout en assurant aussi une plus grande robustesse. Les méthodes d'optimisation peuvent être utilisées pour concevoir le meilleur contrôleur pour le système. Cela consiste à choisir le meilleur sous certaines conditions [83]. L'AG est un processus d'optimisation stochastique qui a été utilisé dans ce travail pour optimiser les trois paramètres K_p, K_i, λ du contrôleur PI d'ordre fractionnaire. Les algorithmes génétiques (GAs) sont des méthodes d'optimisation aléatoire inspirée des mécanismes de l'évolution naturelle (sélection, adaptation, reproduction, recombinaison, mutation). Les AG sont simulés dans un système de calcul, et consistent en une population de représentations de solutions candidates, d'un problème d'optimisation, qui évoluent vers de meilleures solutions. Une fois que la représentation génétique et la fonction d'aptitude sont définies, l'AG procède à l'initialisation aléatoire d'une population de solutions, puis à son amélioration par l'application répétitive d'opérateurs de mutation, de croisement et de sélection.

4.2.1 Calcul fractionnaire

Le calcul fractionnaire est une généralisation de l'intégration et de la différentiation à l'opérateur fondamental d'ordre fractionnaire ${}_a D_t^\alpha$ où $\alpha \in \mathfrak{R}$ est l'ordre de la différenciation ou de l'intégration et a et t sont les limites de l'opération [13,84]. Il est défini comme suit

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha}, & \alpha > 0 \\ 1, & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^\alpha, & \alpha < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Parmi ces définitions, nous pouvons citer les trois plus courantes sont ceux dite de : Riemann-Liouville, Grünwald-Letnikov et Caputo [85, 86,87].

4.2.2 Représentation des systèmes d'ordre fractionnaires

Un système d'ordre fractionnaire, est généralement, représenté par des modèles d'ordre non entiers. De ce fait, la dynamique réelle de celui-ci est souvent décrite par l'un des trois modèles comme dans le cas entier : Soit par l'équation différentielle fractionnaire généralisée, ou, par la fonction de transfert fractionnaire ou bien, par la représentation d'état fractionnaire [88, 89,90].

4.2.2.1 Equation différentielle généralisé

Un système d'ordre non entier, peut être représenté par une équation différentielle généralisée de la forme [88]

$$y(t) + \sum_{i=1}^n a_i D^{\alpha_i} y(t) = \sum_{j=1}^m b_j D^{\beta_j} u(t) + b_0 u(t) \quad (4.2)$$

Où :

$D^{\alpha_i}, D^{\beta_j}$: Représentent respectivement les opérateurs des dérivées des ordres α et β .

$y(t), u(t) \in \mathfrak{R}$: Représentent respectivement l'entrée et la sortie du système,

α_i, b_j : Représentent les coefficients de l'équation différentielle et $\alpha_i, \beta_j \in \mathfrak{R}^+$ avec $0 < \alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_n$, $0 < \beta_1 < \beta_2 < \dots < \beta_m$.

Quand les ordres de dérivées α_i et β_j sont tous multiples d'un même nombre réel α_i , tel que $\alpha_i = i\alpha$; $\beta_j = j\alpha$, le système résultant est dit système fractionnaire commensurable. Dans ce cas, l'équation (4.2) s'écrit sous forme :

$$y(t) + \sum_{i=1}^n \alpha_i D^{i\alpha} y(t) = \sum_{j=1}^m b_j D^{j\alpha} u(t) + b_0 u(t) \quad (4.3)$$

4.2.2.2 Fonction de transfert non entière

L'application de la transformée de Laplace sur l'équation différentielle généralisée (4.2), en considérant les conditions initiales nulles, permet de déduire la fonction de transfert généralisée (4.4) [88] :

$$G(s) = \frac{b_0 + \sum_{j=1}^m b_j s^{B_j}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i D^{\alpha_i}} \quad (4.4)$$

Dans le cas commensurable, la fonction de transfert s'écrit :

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{b_0 + \sum_{j=1}^m b_j s^{j\alpha}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i D^{i\alpha}} \quad (4.5)$$

4.2.2.3 Représentation dans l'espace d'état

Un système multi-variable linéaire invariant dans le temps d'ordre fractionnaire commensurable peut être représenté dans l'espace d'état sous la forme suivante [89] :

$$\begin{cases} D^\alpha x(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (4.6)$$

Où $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $D^\alpha x(t)$ est le vecteur de la dérivée d'ordre α ($\alpha \in \mathfrak{R}$), $u(t) \in \mathfrak{R}^n$, $y(t) \in \mathfrak{R}^q$ représentent respectivement le vecteur de commande et le vecteur de sortie, $A_i \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ est la matrice d'état, $B_i \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ est la matrice d'entrée du système et $C_i \in \mathfrak{R}^{q \times n}$ est la matrice de sortie. En utilisant la représentation d'état (4.6), la transformation de Laplace

et en considérant les conditions initiales nulles, la fonction de transfert correspondante peut être exprimée sous la forme :

$$G(s) = C \left[(s^\alpha I_n - A)^{-1} \right] B \quad (4.7)$$

Et pour un système non linéaire, la représentation d'Etat est donnée sous la forme suivante

$$\begin{cases} D^\alpha x(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = \psi(x(t)) \end{cases} \quad (4.8)$$

Avec :

$f(x(t))$, $g(x(t))$ et ψ sont des fonctions non linéaire de dimension appropriés

4.2.3 Contrôleurs d'ordre fractionnaire

Il existe de nombreuses variantes de régulateurs d'ordre fractionnaire et ils ont été utilisés dans différentes applications en fonction des exigences spécifiques de l'application. La plus courante est la famille des régulateurs PID d'ordre fractionnaire. La conception de la commande d'ordre fractionnaire est effectuée à l'aide d'un contrôleur en se basant dans leur synthèse sur des modèles non entiers, ce contrôleur permettait d'assurer la stabilité et les performances de système, ainsi que la robustesse de la commande [91].

4.2.3.1 Famille de contrôleurs PID d'ordre fractionnaire

La représentation de la fonction de transfert du contrôleur PID d'ordre entier en structure parallèle est donnée par

$$C_1(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.9)$$

Le contrôleur PID d'ordre fractionnaire généralisé résultant dans le domaine de Laplace est donné par

$$C_2(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (4.10)$$

Où

K_p : Constante de proportionnalité

K_i : Constante d'intégration

K_D : Constante de différenciation

λ, μ : Ordre d'intégration et de différenciation (nombre réel positif)

Où $\{\lambda, \mu\}$ sont les opérateurs d'ordre fractionnaire. Pour $\lambda = 1$ et $\mu = 1$ la structure du régulateur se réduit au régulateur PID classique (4.9) en structure parallèle. D'autres variantes telles que les contrôleurs FOPI et FOPD sont possibles en utilisant uniquement les termes entiers fractionnaires ou dérivés séparément. La fonction de transfert (4.10) correspond à l'équation différentielle fractionnelle dans le domaine temporel [92].

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (4.11)$$

La figure 4.1 présente la structure parallèle interne du PID d'ordre fractionnaire, définie par des connexions en parallèle entre les parties proportionnelles, intégrale d'ordre fractionnaire et dérivée d'ordre fractionnaire.

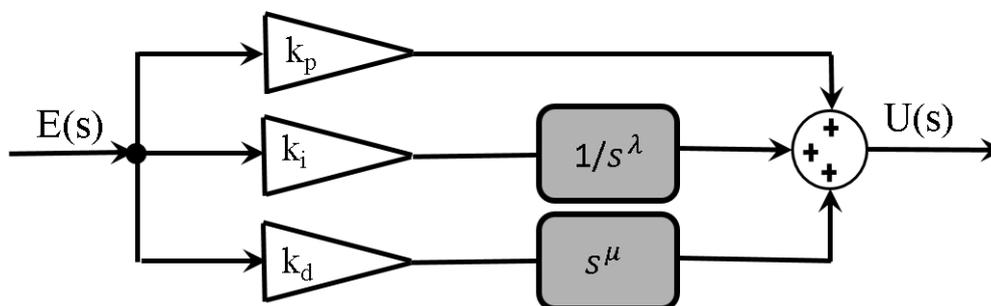


Figure 4.1 – Structure parallèle du contrôleur FOPID

La figure 4.2 montre la représentation schématique du contrôleur PID et du contrôleur FOPID sur le plan $\{\lambda, \mu\}$. Il est évident que les régulateurs P, PI, PD et PID ne sont que quatre points sur le plan et que le régulateur FOPID peut avoir n'importe quelle valeur dans le plan. Ainsi, le concepteur a essentiellement un plus grand degré de liberté et peut utiliser ces points de réglage supplémentaires pour affiner la conception de son contrôleur pour des applications spécifiques [93]



Figure 4.2 – Correcteur PID et $PI^\lambda D^\mu$

4.2.3.2 Contrôleur PI d'ordre fractionnaire

La forme générale d'un contrôleur FOPI utilisant un opérateur fractionnaire peut être exprimée comme suit :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t), \lambda > 0 \quad (4.12)$$

En utilisant l'équation de transformation de Laplace, l'équation (4.11) peut être réécrite sous la forme de la fonction de transfert :

$$C_2(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \quad (4.13)$$

Dans le cas spécial $\lambda = 1$, l'équation (4.13) devient le contrôleur PI normal (ordre entier). Par conséquent, le contrôleur FOPI a un paramètre d'accord supplémentaire λ par rapport au contrôleur conventionnel. Les avantages de l'ordre fractionnaire sont bien réels [94], mais ils entraînent aussi des difficultés dans la procédure de réglage. La technique d'optimisation peut fournir une solution adéquate pour faire face à cette complexité, surtout avec la disponibilité d'outils de traitement puissants. Le problème de la synthèse d'un contrôleur FOPI peut être reformulé comme un problème d'optimisation qui peut être déterminé par plusieurs techniques d'optimisation, données dans la littérature. L'objectif est de trouver les valeurs optimales de K_p, K_i et λ pour obtenir la meilleure réponse dynamique des systèmes [95].

4.2.4 Description des algorithmes génétiques

La technique la plus populaire dans la recherche sur le calcul évolutionnaire a été l'algorithme génétique (AG). Dans l'AG traditionnel, la représentation utilisée est une chaîne de bits de longueur fixée. Chaque position de la chaîne représente une caractéristique particulière d'un individu, et la valeur stockée dans cette position représente la façon dont cette caractéristique est exprimée dans la solution. Habituellement, la chaîne est "évaluée comme une collection de caractéristiques structurelles d'une solution qui ont peu ou pas d'interactions". L'analogie peut être directement tirée des gènes dans les organismes biologiques. Chaque gène représente une entité qui est structurellement indépendante des autres gènes.

Le principal opérateur de reproduction utilisé est le croisement de chaînes de bits, dans lequel deux chaînes sont utilisées comme parents et de nouveaux individus sont formés en

échangeant une sous-séquence entre les deux chaînes comme le montre la (figure. 4.3). Un autre opérateur populaire est la mutation par retournement de bits, dans laquelle un seul bit de la chaîne est retourné pour former une nouvelle chaîne de descendance [96].

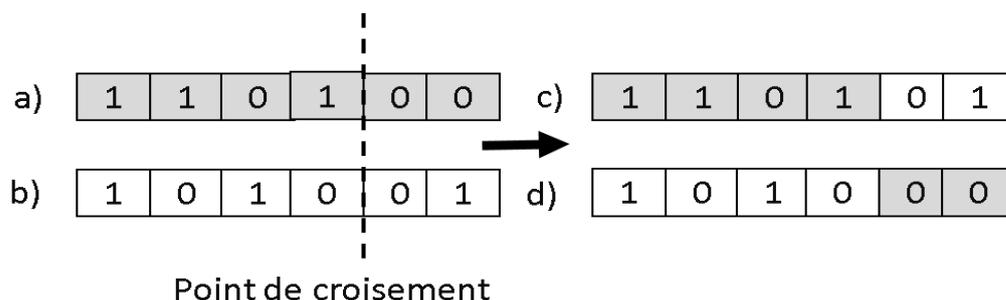


Figure 4.3– Croisement en chaîne de bits des parents (a) et (b) pour former la descendance (c) et (d)

4.2.4.1 Réglage d'un contrôleur PI d'ordre fractionnaire basé sur un algorithme génétique

Un algorithme génétique est une métaheuristique de recherche qui imite le processus de sélection naturelle. Il a été introduit par Holland en 1975 et appartient à la classe plus large des algorithmes évolutionnaires. L'AG génère des solutions aux problèmes d'optimisation en utilisant des techniques inspirées de la sélection naturelle telles que l'héritage, la mutation, la sélection et le croisement. Le principe de base de l'AG est la survie du plus apte. Il fonctionne sur le principe de la génétique naturelle, qui comprend un grand nombre d'éléments aléatoires [97].

➤ Valeurs optimales de K_p , K_i et λ à l'aide d'un algorithme génétique

L'objectif est de trouver l'ensemble optimal de valeurs de k_p , k_i et λ , dans le régulateur PI d'ordre fractionnaire. La figure 4.4 représente la recherche des valeurs optimales de k_p , k_i et λ basée sur l'AG.

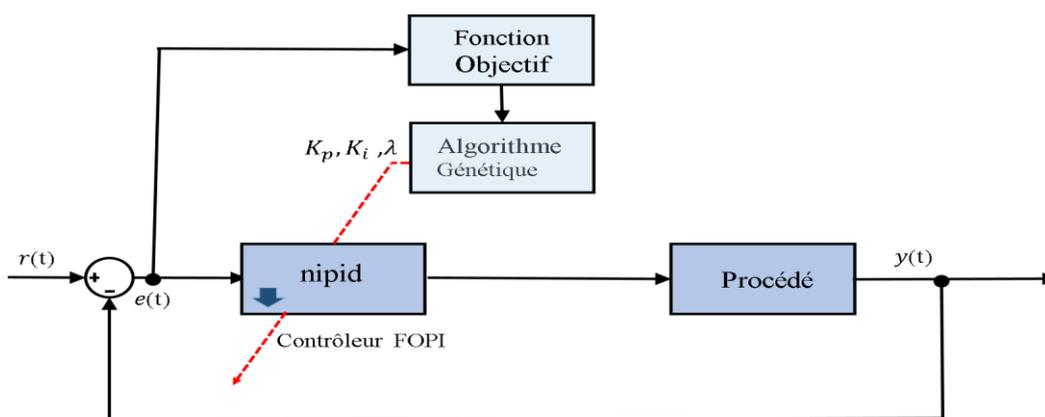


Figure 4.4– Principe de l'optimisation par algorithme génétique

Un bon ensemble de valeurs des paramètres du régulateur est mesuré comme parents et pour obtenir le nouvel ensemble de valeurs de K_p, K_i, λ , une opération de croisement est effectuée entre deux bonnes valeurs. Il en résulte une première génération de descendants. La population totale augmente et un processus de sélection est effectué sur la population. Les bons chromosomes sont conservés, tandis que les plus mauvais sont écartés.

La valeur de la fonction objective des bons chromosomes est ensuite vérifiée pour déterminer les meilleurs chromosomes. Si la valeur de la fonction objective n'est pas satisfaite, un nouveau croisement est effectué entre les meilleurs chromosomes, jusqu'à ce que la valeur de la fonction objective soit comprise dans la limite. Pour obtenir des résultats plus optimaux, l'opération de mutation est effectuée.

Les itérations sont arrêtées lorsque la fonction objective minimale est atteinte. L'organigramme de l'ensemble du processus de l'algorithme AG pour tous les contrôleurs est présenté à la figure 4.5.

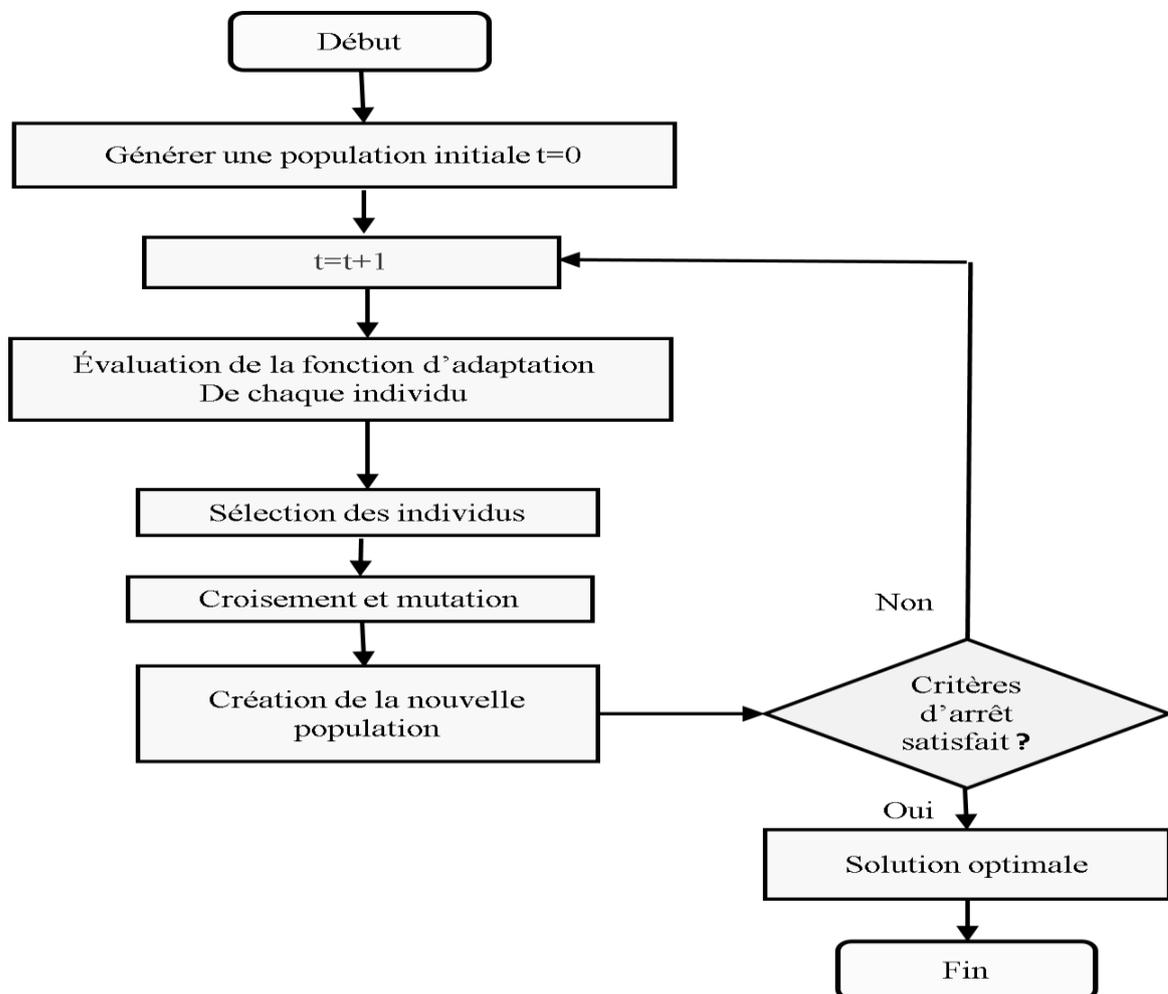


Figure 4.5– Organigramme de l'algorithme AG.

4.2.4.2 Les opérateurs génétiques

- **La sélection**

La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer le mauvais. Plusieurs techniques de sélection ont été développées dans la littérature, les deux principes les plus couramment utilisés sont la roulette et le tournoi.

- **Croisement**

L'opérateur de croisement a pour objectif de recombinaison les chromosomes d'une paire d'individus sélectionnés (parents), afin de créer une nouvelle paire d'individus (enfants) qui héritent de certaines caractéristiques de leurs parents. Parmi les opérateurs de croisement les plus connus dans la littérature, nous citons : Croisement à un point et croisement à deux points.

- **Mutation**

Après le croisement, une opération de mutation permet de transformer au hasard le codage d'un individu afin d'apporter une certaine diversité dans la population et empêcher que celle-ci converge trop vite vers un seul type d'individu, incapable de sortir d'un minimum local.

- **Fonction d'évaluation**

Dans chaque génération, chacune des chaînes est décodée pour être son paramètre réel correspondant. Cette fonction traite de l'évaluation de chaque chromosome généré par les algorithmes. Pour le problème actuel, le but est d'obtenir un critère de performance de contrôle complet, y compris le temps de montée, l'erreur de suivi en régime permanent et le dépassement.

- **Critère d'arrêt**

Le critère d'arrêt utilisé est celui qui définit le nombre maximum de générations à produire. Dans le cas des algorithmes génétiques, Si l'itération est supérieure ou égale à l'itération maximale, le processus est arrêté, sinon les étapes précédentes sont répétées

4.2.4.3 Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques

➤ Les avantages des AGs

Les AG opèrent au niveau du codage des paramètres sans se soucier de leur nature, donc ils s'appliquent à de nombreuses classes des problèmes, qui dépendent éventuellement de plusieurs paramètres de natures différentes (booléens, entiers, réels, fonctions...etc) ;

Pour les mêmes raisons un AG est dans l'idéal totalement indépendant de la nature du problème et de la fonction à optimiser, car il ne se sert que des valeurs d'adaptation, qui peuvent être très différentes des valeurs de la fonction à optimiser, même si elles sont calculées à partir de cette dernière. Potentiellement les AGs explorent tous les espaces des points en même temps, ce qui limite les risques de tomber dans les optimums locaux. Les AGs ne se servent que des valeurs de la fonction pour optimiser cette dernière, il n'a pas besoin d'effectuer de coûteux et parfois très complexes calculs. Les AGs présentent une grande robustesse et une grande capacité à trouver les optimums globaux des problèmes d'optimisation [98].

➤ Les inconvénients des AGs

Les AG ne sont encore actuellement pas très efficaces en vitesse de convergence, vis-à-vis de méthodes d'optimisation plus classiques. Parfois les AGs convergent très vite vers un individu particulier de la population dont la valeur d'adaptation est très élevée. Le respect de l'utilisation d'un AG ne garantit pas le succès de l'optimisation. En pratique l'efficacité d'un AG dépend souvent de la nature du problème d'optimisation. Selon les cas de choix des opérateurs et des paramètres seront souvent critiques, mais aucune théorie générale ne permet de connaître avec certitude la bonne paramétrisation, il faudra faire plusieurs pour s'en approcher [98].

4.2.4.4 Critère de performances

L'erreur en régime transitoire peut être utilisée pour caractériser la qualité d'un système asservi donné. L'évaluation de qualité d'un système asservi donné est faite par l'évaluation d'un critère de qualité ou indice de performance.

Parmi les indices de performances souvent utilisés, on retrouve [99] :

- Le Critère de ISE (Integral of Square Error).
- Le Critère de IAE (Integral of Absolute Error).
- Le Critère de ITSE (Integral of Time Multiplied Square Error).
- Le Critère de ITAE (Integral of Time Multiplied Absolute Error).

Afin de concevoir un meilleur contrôleur FOPI, la réponse en boucle fermée du système de contrôle d'ordre fractionnaire est développée dans l'environnement Matlab en utilisant les critères de performance intégrale comme il est clarifié dans la (figure. 4.5).

L'objet contrôlé est la fonction de transfert de la boucle de courant, et l'indice ITAE est adopté pour optimiser les performances transitoires et stationnaires du système [94,100], dont l'avantage est de produire des oscillations et des dépassements moins importants :

$$f_i (IATE) = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (4.14)$$

Où $e(t)$ est l'erreur entre la sortie attendue et la sortie réelle du système. Les paramètres des contrôleurs FOPI sont optimisés dans des plages typiques comme suit :

$$\text{Contrôleur } PI^{\lambda} \quad f_i(k_p, k_i, \lambda) \begin{cases} k_p^{\min} < k_p < k_p^{\max} \\ k_i^{\min} < k_i < k_i^{\max} \\ \lambda^{\min} < \lambda < \lambda^{\max} \end{cases}$$

Où f_i désigne la fonction de fitness donnée par (4.14), k_x^{\min}, k_x^{\max} représentent les limites supérieure et inférieure des gains des contrôleurs, L'ordre d'intégration est compris entre $0 < \lambda < 1$.

4.3 Commande adaptative basée sur la logique floue

Ces dernières années, les méthodes d'automatisation traditionnelles ont été couramment adoptées dans de nombreux problèmes de contrôle industriel. Néanmoins, la majorité des systèmes physiques ont un comportement non linéaire, et leurs paramètres varient dans le temps et sont mal interprétés. Concevoir des lois de commande classique ont prouvé qu'elles avaient leurs limites de performance et de stabilisation lorsqu'elles étaient utilisées pour la régulation de ces catégories de systèmes. Cela a conduit à un intérêt intense dans le développement de ce qu'on appelle les méthodes de commande robustes telles que la commande adaptative, la commande prédictive [101], ainsi que des techniques basées sur l'intelligence artificielle.

Ces dernières méthodes comprennent, entre autres, les algorithmes génétiques, les réseaux neuronaux et la logique floue. Des scientifiques du domaine de la recherche s'intéressent activement au thème du contrôle par la logique floue. Les systèmes d'inférence flous présentent deux avantages : d'une part, ils sont généralement construits à partir de l'expertise humaine et, d'autre part, l'incorporation de variables linguistiques renforce leur pouvoir descriptif [102].

Selon la littérature, la commande par logique floue offre une flexibilité, une efficacité et des performances supplémentaires lors du réglage des paramètres du contrôleur dans la conception du système, en particulier lorsqu'il existe une dynamique non linéaire. Cependant, il y a toujours le risque d'avoir des oscillations de faible amplitude en régime permanent [18].

Aussi pour le travail du contrôleur FOPI, les résultats ne sont pas au niveau attendu pour un système non linéaire et complexe. La combinaison des deux contrôleurs, GAFOPI et FLC, est proposée comme une approche appropriée pour résoudre ces problèmes.

4.3.1 Généralités sur la logique floue

La théorie des ensembles flous est une théorie de l'imprécision et de l'incertitude elle permet d'utiliser des concepts mal définis pour des situations mal définies. Néanmoins, la théorie de la commande automatique s'est développée au cours des trois dernières décennies, passant d'une technique empirique à des techniques fortement basées sur les mathématiques et nécessitant des concepts bien définis et des données exactes. Cette réflexion issue de Kickert (1976) doit être maintenant adaptée et nous sommes à l'heure où la logique floue commence avec un fond résolu. Les techniques de contrôleur à logique floue (FLC) ont été initialement préconisées par Zadeh et Mamdani comme un moyen de collecter les connaissances et l'expertise humaines et de traiter les incertitudes dans le processus de contrôle [103].

4.3.1.1 Variables linguistiques et ensembles flous

L'ensemble flou présente un caractère graduel de l'appartenance d'un élément à un ensemble donné. Cela permet de représenter au mieux les termes et connaissances vagues que nous, humains, manipulons dans notre vie quotidienne. Mathématiquement, un ensemble flou A d'un univers de discours U , est caractérisé par une fonction d'appartenance, notée μ_A valeur dans l'intervalle $[0,1]$. Il s'agit d'associer à chaque élément x de U un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indiquant le niveau d'appartenance x de A . $\mu_A(x)=1$ et $\mu_A(x)=0$ correspondent respectivement à l'appartenance et à la non-appartenance. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce que nous appelons des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montre le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe

[104]. La figure 4.6 illustre un exemple de variable linguistique « vitesse » avec trois termes linguistiques : petit, moyen et grand

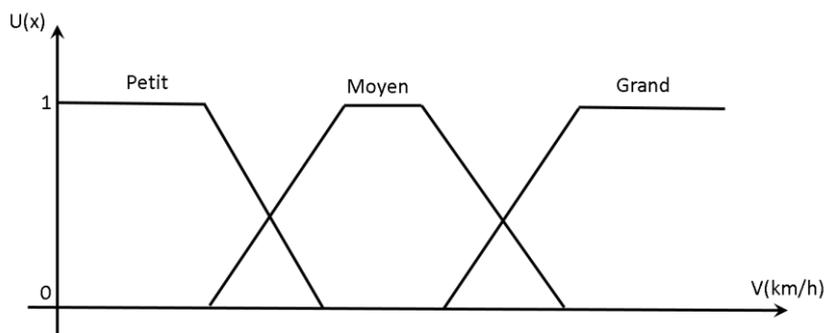


Figure 4.6 – Variable linguistique

4.3.1.2 Univers de discours

L'univers de discours est un intervalle choisi par l'expert pour couvrir toutes les variables floues possibles des entrées ou de sortie, partitionné par des fonctions d'appartenance régulièrement réparties ou non [105].

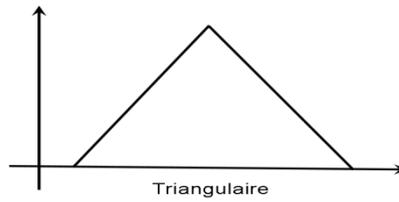
4.3.1.3 Fonction d'appartenance

Il est nécessaire de définir les variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance afin de pouvoir les traiter numériquement dans le cadre d'un processus décisionnel flou sur calculateur. Dans ce contexte, nous associons à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$ qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, est appelé "support de A". Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [106] :

❖ Fonction triangulaire :

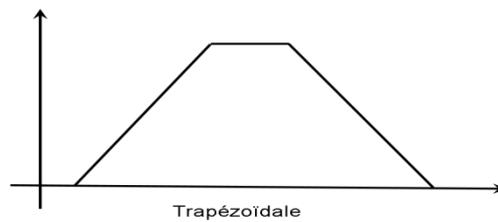
Elle est définie par trois paramètres a, b, c qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$U(x) = \text{Max} \left(\text{Min} \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (4.15)$$



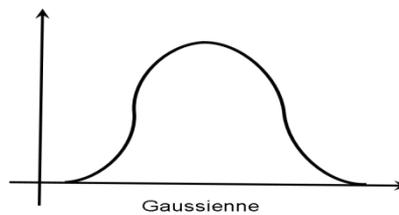
❖ **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres a, b, c, d :

$$U(x) = \text{Max} \left(\text{Min} \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (4.16)$$



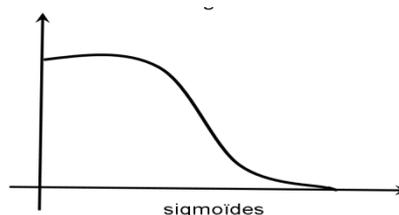
❖ **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres (σ, μ) :

$$U(x) = \exp \left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (4.17)$$



❖ **Fonction sigmoïdale** : Elle est définie par deux paramètres a, c :

$$U(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \quad (4.18)$$



4.3.1.4 Système d'inférence floue

La logique floue permet d'utiliser les raisons humaines non pas en termes de symboles et de nombres discrets, mais en termes d'ensembles flous. Ces termes sont assez flexibles en ce qui concerne leur définition et leurs valeurs. Les grands avantages de la commande par logique floue lorsqu'elle est appliquée à une éolienne sont que le système de l'éolienne n'a pas besoin d'être décrit avec précision ni d'être linéaire [107].

Les contrôleurs à logique floue basés sur des règles sont utiles lorsque la dynamique du système n'est pas bien connue ou lorsqu'elle contient des non-linéarités importantes, comme dans le cas d'un vent non stationnaire contenant de fortes turbulences. La figure 4.7 présente la structure d'une commande floue. Un contrôleur flou contient généralement quatre composants principaux : Une interface de fuzzification, base de règles floues, moteur d'inférence et une interface de défuzzification [108].

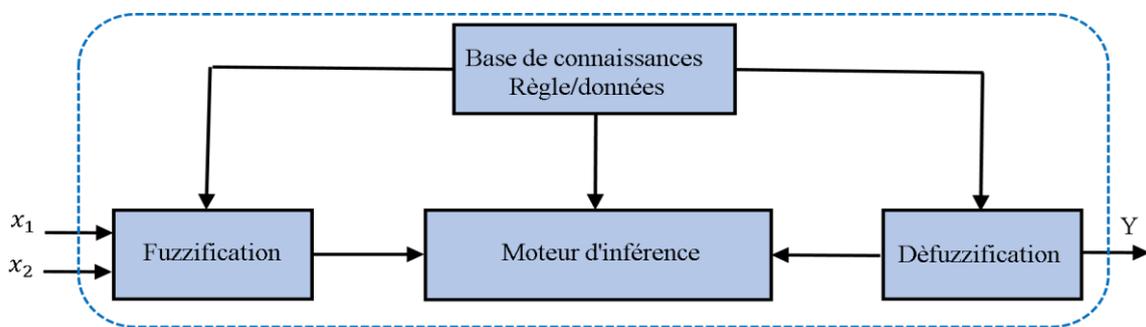


Figure 4.7 – Structure interne d'un système de contrôle floue.

❖ Fuzzification

Le processus de fuzzification convertit les valeurs numériques des entrées du système en termes d'appartenance à des sous-ensembles flous afin que les règles puissent être utilisées. Nous associons les degrés d'appartenance de chaque sous-ensemble à une variable [109].

❖ Base de règles floues

Nous définissons une règle floue comme une proposition floue correspondant à la mise en relation de deux propositions floues par une implication. Une proposition floue est dite élémentaire, si elle n'est constituée que d'un prédicat de la forme " $X \text{ est } A$ ". La composition de deux ou plusieurs variables linguistiques constitue une proposition floue. L'expression linguistique générale d'une règle peut être formalisée de la manière suivante :

si $x \text{ est } A$ alors " $Y \text{ est } B$ ".

Où $A \text{ est } B$ sont des sous-ensembles flous, $x \text{ et } y$ sont des variables linguistiques.

Nous appelons prémisses, la partie condition de la règle ($x \text{ est } A$) et conclusion, la seconde partie ($y \text{ est } B$). D'une manière générale, nous pouvons combiner des propositions floues de type " $x \text{ est } A$ " par des opérateurs logiques de conjonction et de disjonction. Nous pouvons alors construire des règles floues plus complexes, dont la partie prémisses et la partie conclusion correspondent à une combinaison de propositions, par exemple si ($x_1 \text{ est } A_1$) et ($x_2 \text{ est } A_2$) alors ($y \text{ est } B$) [110].

❖ **Inférence floue**

L'inférence floue est le processus qui consiste à appliquer la caractérisation symbolique du système aux règles floues et à en déduire un certain nombre de résultats locaux. Elle est aussi exprimée symboliquement par rapport aux variables de sortie du système. L'objectif de cette étape est de déterminer des sorties floues en partant d'entrées floues et en utilisant une base de règles [111].

Pour être en mesure de recourir à cette base de règles, nous disposons de trois opérateurs, mathématiques, pour réaliser la conjonction (ET), l'implication (Si...Alors) et l'agrégation (Sinon). Pour choisir les règles, il suffit d'observer la réponse d'un système en boucle fermée à la suite d'un changement de charge de consigne ou de trajectoire dans le plan de phase. La Fig. 4.8, illustre un plan de phase d'une réponse indicielle d'un système en boucle fermée. Notre but est la conception théorique du régulateur flou donc nous n'avons qu'un seul choix pour l'extraction des règles : c'est par raisonnement dans la réponse temporelle.

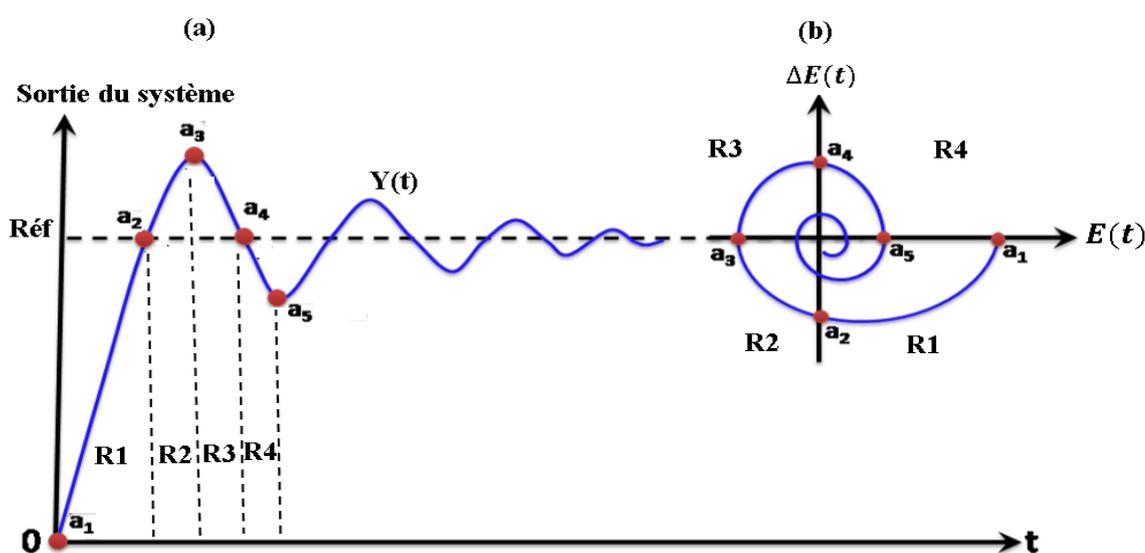


Figure 4.8 – Méthodes de définition des règles floues

Les deux schémas (a et b) de la (figure. 4.8) présentent la décomposition du plan de phase en quatre régions (R1 à R4) et en deux ensembles de points : deux à l'intersection (a_2, a_4) et deux au pic de dépassement (a_3, a_5). Les règles d'inférence sont définies suivant ces régions en assurant les critères suivants :

- Pour la région R1 (loin de la référence) : diminution du temps de montée,
- Pour la région R2 (autour de la référence, en phase de convergence) : minimisation du dépassement,
- Pour la région R3 (autour de la référence, en phase de divergence) : minimisation du dépassement,
- Pour la région R4 (stabilisation de la réponse) : minimisation de l'erreur statique en régime permanent et élimination de l'oscillation [112].

❖ Défuzzification

Une stratégie de défuzzification est considérée comme une mise en correspondance de l'espace des actions de commande floues définies sur un univers de discours de sortie avec un espace d'actions de commande non floues. Trois stratégies courantes sont utilisées pour transformer une commande de contrôle floue en une commande nette dans le contrôle flou. Il s'agit de la méthode de centre de gravité, de la méthode moyenne des maximums et du maximum. La dernière stratégie recherche dans l'ensemble flou la valeur ayant la plus forte adhésion et la choisit. En tant qu'extension directe, la méthode moyenne des maximums trouve tous les points qui ont cette appartenance et en fait la moyenne. Enfin, la stratégie de la méthode de centre de gravité. Largement utilisée, calcule une moyenne pondérée des commandes floues. Dans le cas d'un univers discret, elle est donnée par la relation suivante [103].

$$\tilde{u} = \frac{\sum_{u=1}^n u \mu_U(u)}{\sum_{u=1}^n \mu_U(u)} \quad (4.19)$$

Où n est le nombre de commandes floues dans l'ensemble, u la valeur de chacune de ces commandes floues et $\mu_U(u)$ la valeur d'appartenance de la commande floue à u .

4.3.2 Système de commande floue

La commande par logique floue est fondamentalement définie sur la base de l'idée suivante : la commande est déduite d'un raisonnement élaboré à partir de l'état observé du processus et d'une liste de règles décrivant comment le contrôleur doit piloter le processus. Un contrôleur flou est un système d'inférence floue utilisé dans la technologie de l'automatisation. Son objectif est de déterminer une valeur numérique à attribuer au système à travers un ensemble de variables physiques.

Les deux types les plus importants de méthode d'inférence floue sont la méthode d'inférence floue de Mamdani, qui est la méthode d'inférence la plus courante. Cette méthode a été introduite par Mamdani et Assilian (1975). Une autre méthode d'inférence bien connue est la méthode d'inférence floue dite de Sugeno ou Takagi-Sugeno-Kang. Cette méthode a été introduite par Sugeno (1985). Cette méthode est aussi appelée méthode TS. La principale différence entre les deux méthodes réside dans le conséquent des règles floues. Les systèmes flous de Mamdani utilisent des ensembles flous comme conséquence des règles alors que les systèmes flous TS utilisent des fonctions linéaires des variables d'entrée comme conséquence des règles [102].

4.3.2.1 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur FOPI par la logique floue

La commande adaptative est un mécanisme de commande qui peut gérer des systèmes incertains pour maintenir les performances souhaitées. En outre, il s'agit d'un ensemble de méthodes permettant d'ajuster automatiquement les contrôleurs en temps réel afin d'atteindre ou de maintenir un niveau souhaité de performance lorsque les paramètres du modèle sont inconnus ou changent dans le temps [113].

Le régulateur FOPI (Fractional Order Proportional Integral) adaptatif est une variante de la commande adaptative qui utilise une forme particulière de régulateur pour ajuster les paramètres de contrôle en temps réel. Dans notre cas, le régulateur FOPI adaptatif, est utilisé pour ajuster les paramètres de contrôle en fonction des variations de l'environnement et des conditions de fonctionnement. Ce type de régulateur utilise une partie proportionnelle et une partie intégrale, mais avec des coefficients fractionnaires qui lui offre une plus grande flexibilité pour la conception d'un système de contrôle et une meilleure possibilité d'ajuster la dynamique du système.

L'adaptation du régulateur FOPI est réalisée en utilisant un algorithme d'apprentissage automatique qui analyse la performance du système en temps réel et ajuste les coefficients du régulateur pour optimiser la performance. Cet algorithme d'apprentissage automatique utilise généralement des techniques de réseaux de neurones ou de logique floue pour ajuster les coefficients en fonction de la sortie du système. Cette approche associant le régulateur FOPI avec un algorithme flou basé sur des règles offre une plus grande souplesse dans la conception de système, permettant au contrôleur de réagir rapidement aux changements de paramètres [19].

Ce type de commande, dite adaptative, permet donc d'exploiter les avantages présentés par des contrôleurs FOPI et ceux de la logique floue. L'objectif de la loi d'adaptation est d'améliorer les performances de la commande des systèmes complexes et non linéaires [112]. Dans la structure de commande proposée illustrée à la (figure 4.9), le FLC utilise l'erreur et la variation d'erreur comme suit :

$$\begin{cases} E(t) = e(t) \times k_e \\ \Delta E(t) = (e(t) \times k_e) - (e(t-1) \times k_{\Delta e}) \end{cases} \quad (4.20)$$

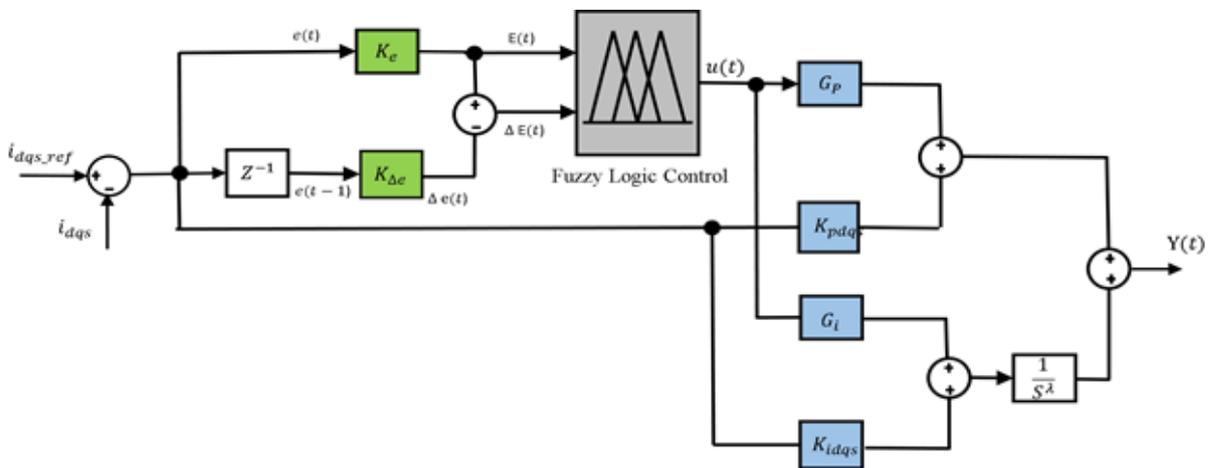


Figure 4.9 – Principe d'adaptation du FOPI par la logique floue.

Les deux valeurs d'entrée sont normalisées à l'aide des gains de normalisation $k_e, k_{\Delta e}$. La sortie ($u(t)$) est une matrice floue qui permet de générer un signal qui sera appliqué à chaque gain du PI fractionnel à travers les gains de normalisation (G_i et G_p) [114]. Les variations sur les gains proportionnel et intégrale ont des influences sur la dynamique du système. Lors du fonctionnement en ligne du régulateur, une matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle [112].

La description du nouveau signal de commande dans le domaine de Laplace ($Y(s)$) et donné comme suit [114] :

$$Y(s) = (k_{pdqs}E(s) + G_p U(s)) + (k_{idqs}E(s) + G_i U(s)) \frac{1}{s^\lambda} \quad (4.21)$$

Les FS sont les principaux paramètres utilisés pour le réglage de tout FLC car la variation des FS modifie l'univers normalisé du discours des variables d'entrée et de sortie et leurs fonctions d'appartenance correspondantes. En général, la sélection des valeurs appropriées pour $k_e, k_{\Delta e}, G_p$ et G_i se fait sur la base de la connaissance du processus à contrôler et parfois par essais et erreurs pour obtenir la meilleure performance de contrôle possible.

Le contrôleur flou se compose de trois parties : Une interface fuzzification, bases de règles et une interface défuzzification, qui illustre la structure générale du noyau d'un système d'inférence flou avec deux entrées et une sortie. Le calcul de la sortie s'effectue à partir de trois étapes fondamentales. Comme on peut le voir sur les figures (4.10 et 4.11), nous avons utilisé des fonctions d'appartenance triangulaires pour les variables d'entrée et de sortie [115], dont les termes linguistiques sont : Négatif Grand (NG), Négatif Petit (NP), zéro (ZE), Positif Petit (PP), Positif Grand (PG). Il existe cinq fonctions d'appartenance pour exprimer les variables d'entrée et de sortie, ce qui donne $5 \times 5 = 25$ règles possibles [115].

Les règles floues qui donnent ces actions de contrôle sont présentées dans le tableau 4.1. La défuzzification de la commande de sortie est effectuée à l'aide de la méthode du centre de gravité. Les univers de discours utilisés sont $[-100, 100]$ pour l'erreur et la dérivé d'erreur normalisé, $[-1, 1]$ pour les sorties floues. La méthode d'inférence choisie est celle de Mamdani, c'est la méthodologie la plus couramment utilisée [68].

Par conséquent, l'opérateur "ET" est réalisé par le calcul du minimum, tandis que l'opérateur "OU" est réalisé par le calcul du maximum. Dans cette méthode, l'opérateur "ET" est représenté par la fonction Produit, l'opérateur "OU" par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur "ALORS" est représenté par la fonction Produit [116]. Alors la sortie flou résultante du régulateur est la contribution des 25 règles floues de la matrice d'inférence.

Tableau 4.1 – Matrice d’inférence du régulateur AFLC-GAFOPI

U		ΔE				
		NG	NP	ZE	PP	PG
E	NG	ZE	ZE	PG	PG	PG
	NP	ZE	ZE	PP	PP	PP
	ZE	PP	ZE	ZE	ZE	NP
	PP	NP	NP	NP	ZE	ZE
	PG	NG	NG	NG	ZE	ZE

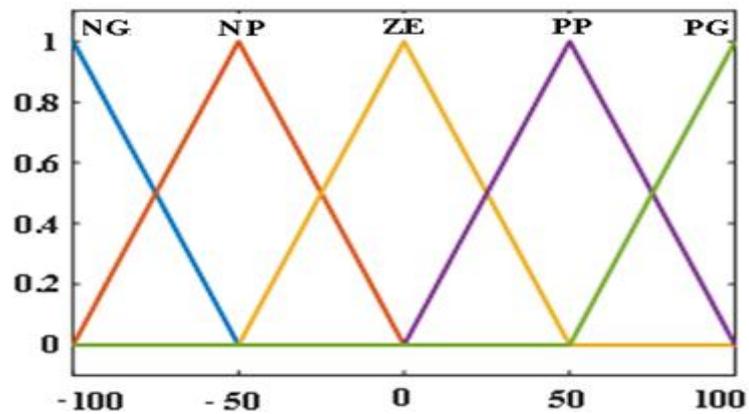


Figure 4.10 – Fonction d’appartenance de E et ΔE .

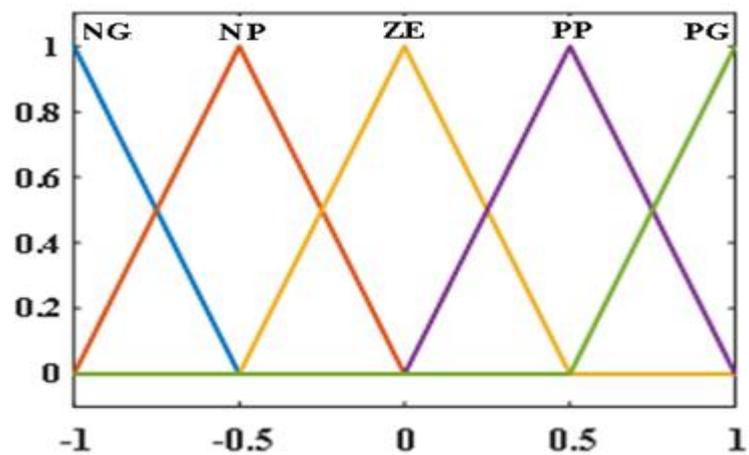


Figure 4.11 – Fonction d’appartenance de U

4.3.3 Structure de la commande CCM proposé

Le schéma bloc de la régulation des courants statoriques d'axes d-q de la machine synchrone a rotor bobiné par la commande AFLC-GAFOPI appliquée au convertisseur côté machine est représenté sur la (figure. 4.12) :

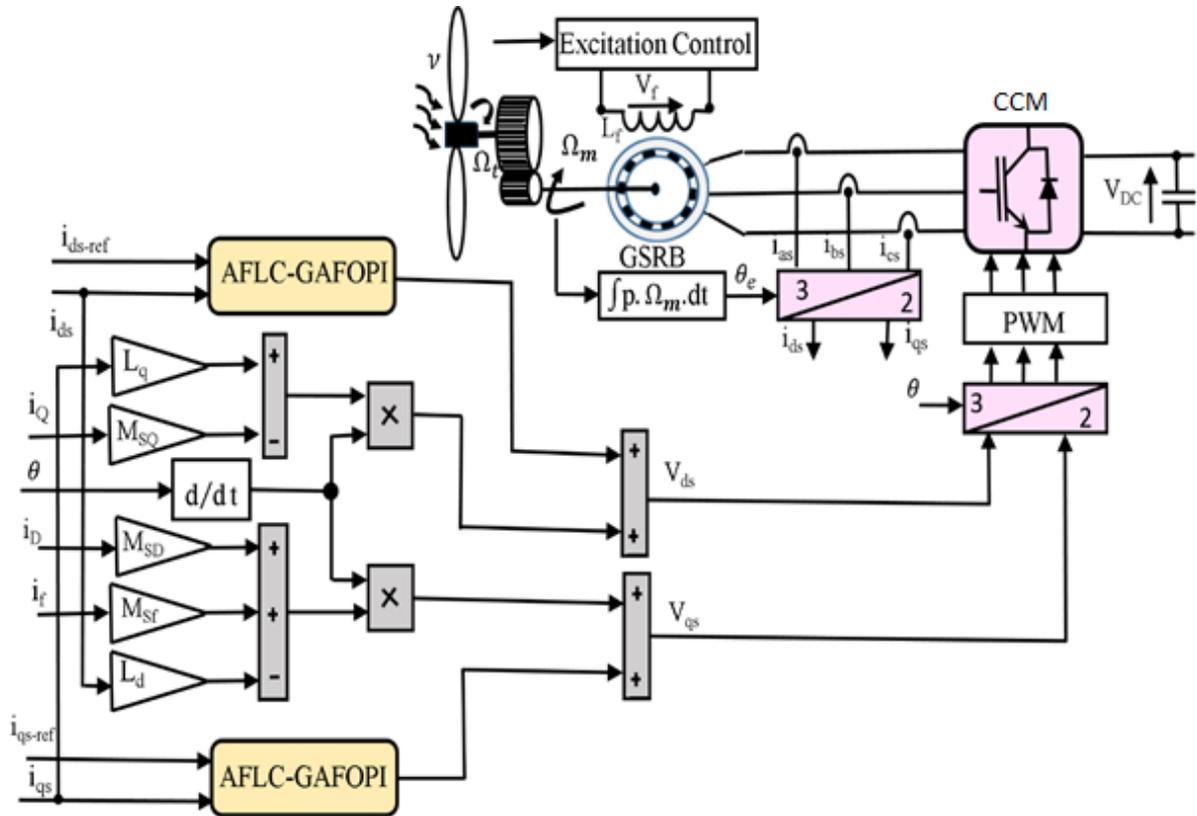


Figure 4.12– Schéma bloc de commande du CCM par l'AFLC-GAFOPI proposé.

4.4 Résultats de simulation et discussion

La simulation est d'abord exécutée pour démontrer la performance et l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée avec la vitesse de vent variable du système éolien GSRB et pour comparer les contrôleurs proposés AFLC-GAFOPI et le contrôleurs GAFOPI. Les tableaux (B.1, B.2) cités à l'annexe B contiennent les paramètres du système WECS, tandis que le tableau (4.2) contient les paramètres PI fractionnel optimisé par l'AG côté GSRB.

Tableau 4.2 : Paramètres des régulateurs GAFOPI côté GSRB

Grandeurs commandées	Paramètres GAFOPI
Courant direct i_{ds}	$K_{pds} = -250.65$, $K_{ids} = -100.24$, $\lambda = 0.794$
Courant quadrature i_{qs}	$K_{pqs} = -500.12$, $K_{iqs} = -4700.41$, $\lambda = 0.853$

Le choix des gains de normalisation pour les variables d'entrée et la sortie du FLC résulte après différents essais de simulation en vue d'en avoir les meilleurs. Ces gains sont récapitulés dans le tableau suivant :

Tableau 4.3 : Gains de normalisation pour le réglage des courants de la GSRB

k_e	$k_{\Delta e}$	G_p	G_i
3.5	30	3	15

Ces approches de contrôle sont mises en œuvre à l'aide du logiciel Matlab. Les simulations sont effectuées pour deux types de profils de vent.

a. Profil du vent en échelons

Pour analyser le fonctionnement du contrôleur, nous avons proposé des échelons de vitesse du vent qui sont présentés sur la figure. 4.13. Au bout de 1,5 seconde, la vitesse du vent est brusquement passée de 5,5 m/s à 7,5 m/s.

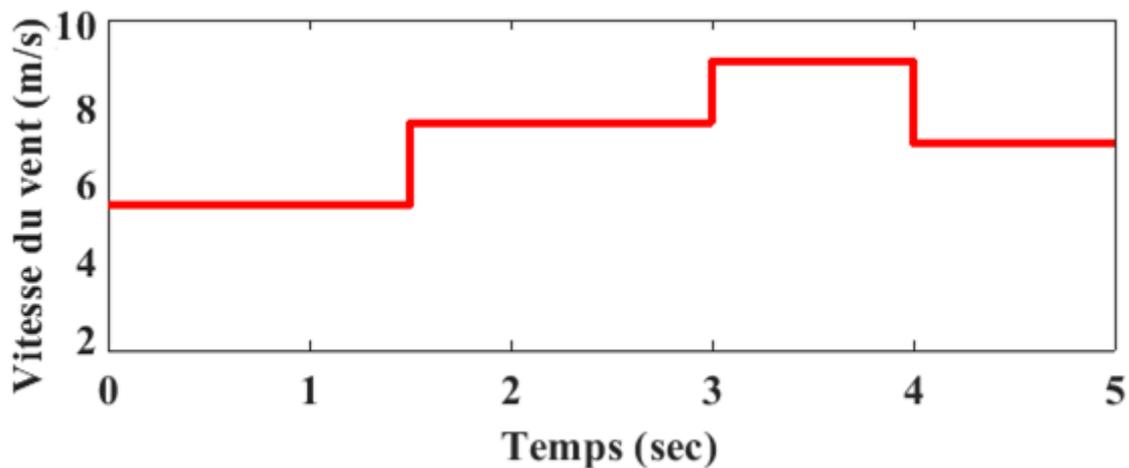


Figure 4.13– Vitesse de vent en échelons

La vitesse du vent est de 9 m/s au temps 3 s, et elle est passée à 7 m/s au temps 4 s. Les figures (4.14,4.15,4.16) illustrent les réponses des systèmes avec les deux contrôleurs GAFOPI et AFLC-GAFOPI. De manière générale, on peut remarquer sur les zooms des figures 4.14 (a), 4.14(b), 4.15(a) et 4.15(b) que les performances des variables de surveillance des contrôleurs AFLC-GAFOPI en comparaison avec les contrôleurs GAFOPI sont moins oscillantes et ont de meilleures caractéristiques de réponse temporelle et une stabilisation rapide, surtout lors d'un démarrage et d'un changement de vent (les pics de perturbation et le temps de réponse sont moins importants).

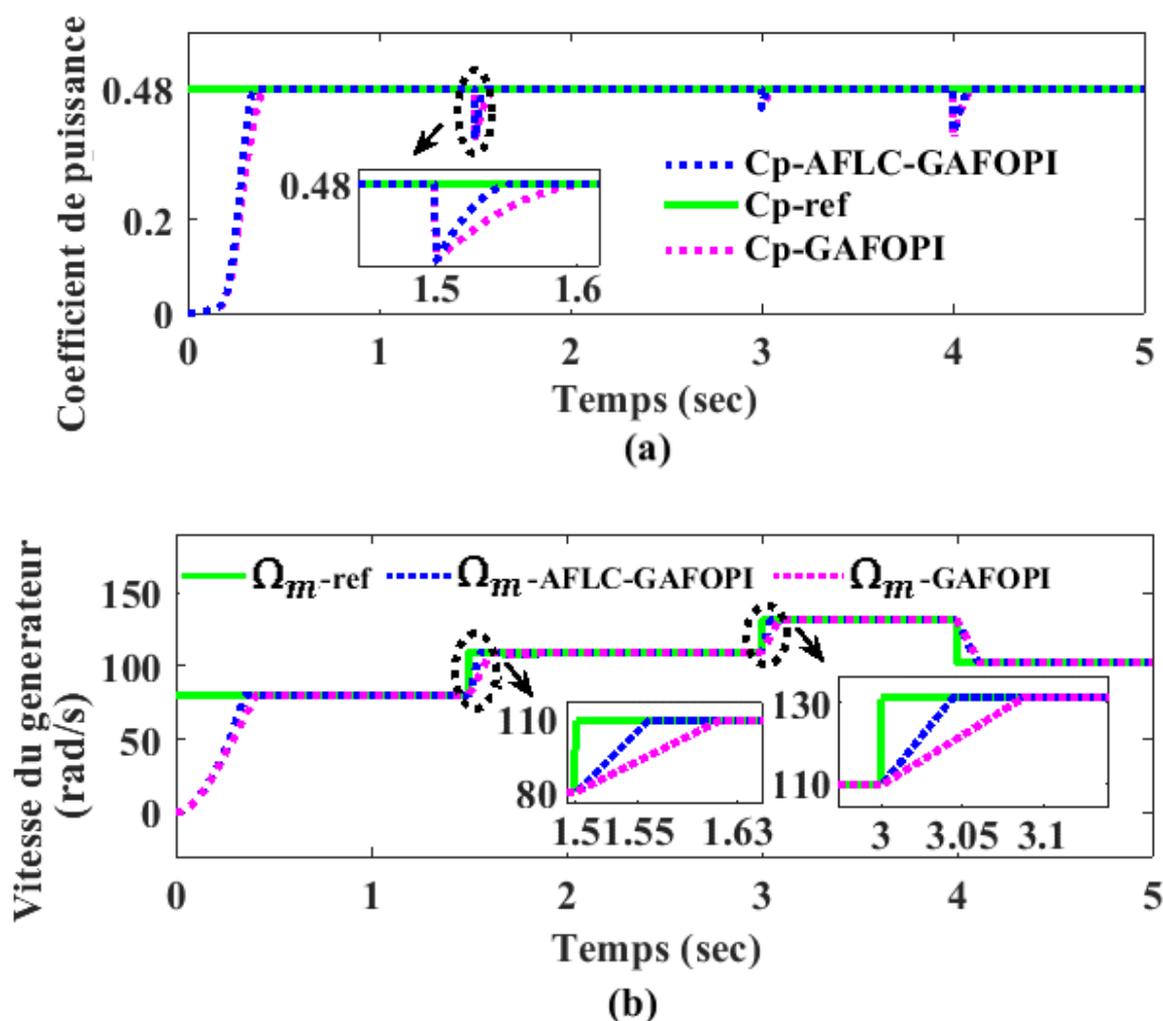


Figure 4.14– Comparaison des performances selon un profil du vent en échelons des contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur.

Les figures 4.15(a) et 4.15(c) nous permettent également de voir que le dépassement a été considérablement réduit.

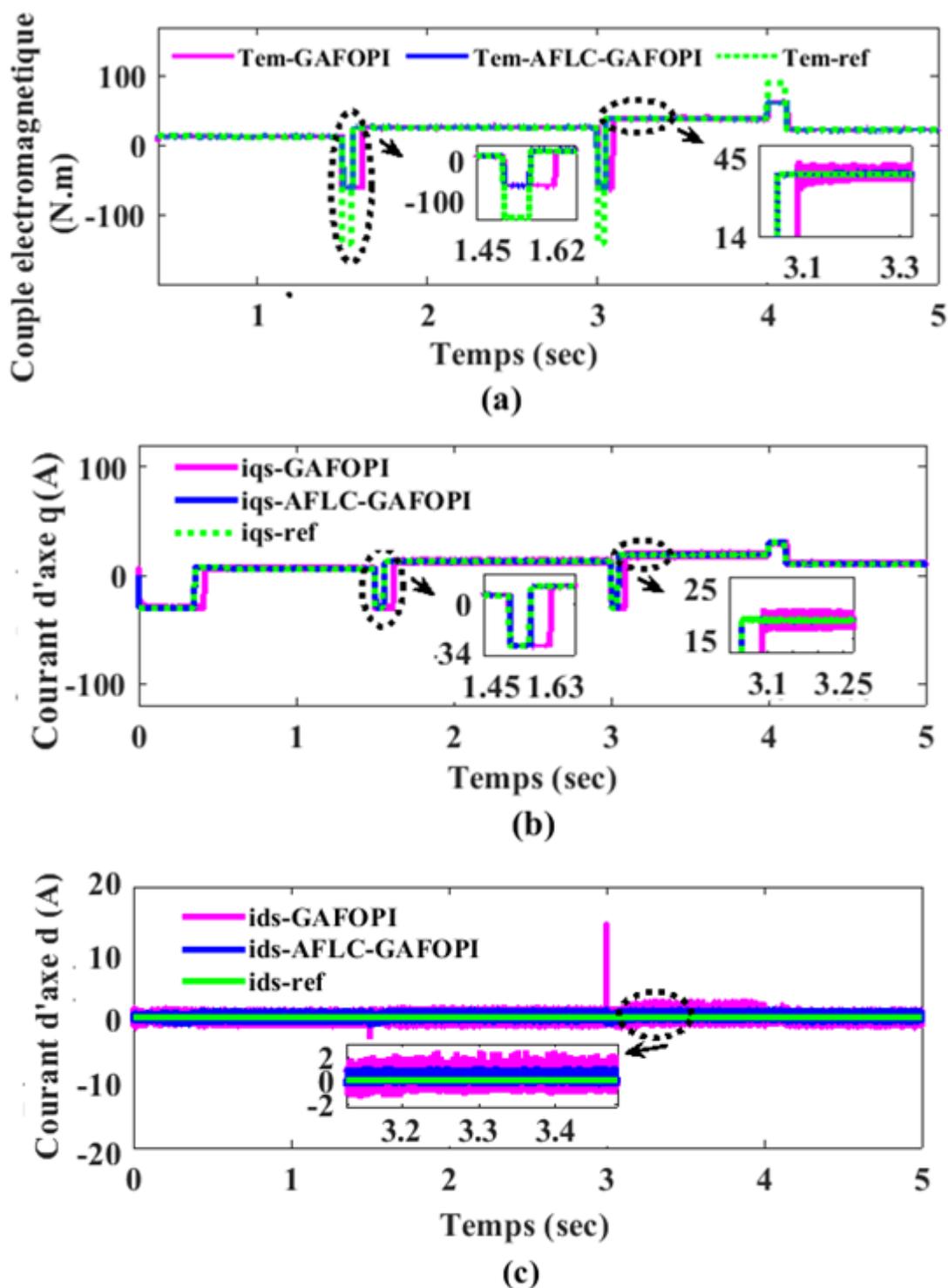


Figure 4.15– Comparaison des performances selon un profil du vent en échelons des contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI. (a) le couple électromagnétique de GSRB, (b) le courant quadratique de stator, (c) courant direct du stator.

La figure 4.16 montrent les formes d'onde de courant du stator GSRB pour les deux contrôleurs, ces résultats montrent que les contrôleurs AFLC-GAFOPI ont une distorsion harmonique totale réduite par rapport aux contrôleurs GAFOPI.

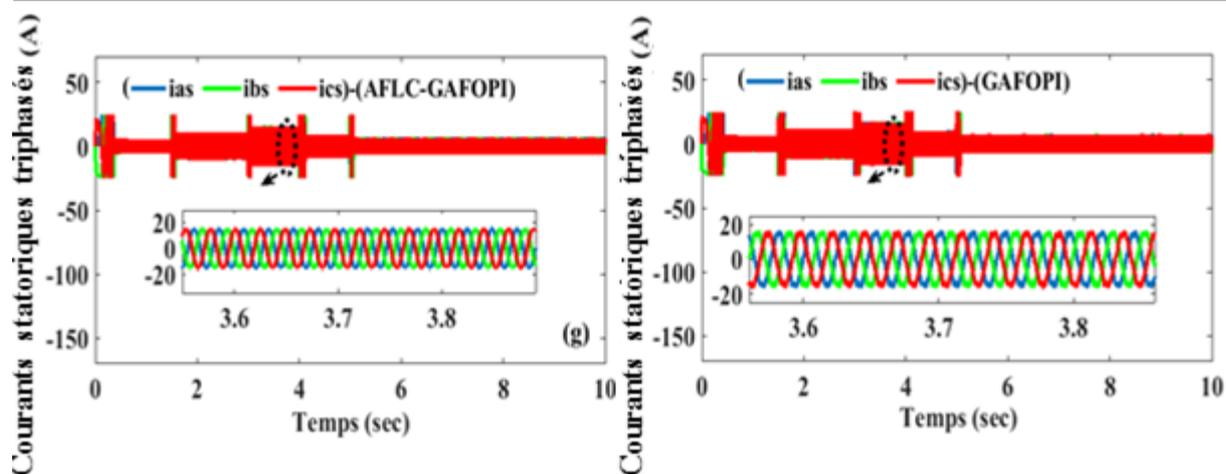


Figure 4.16– Comparaison des performances selon un profil du vent en échelons des contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI des courants statoriques triphasés

b. Vitesse du vent aléatoire

De même, nous utilisons le modèle de chaîne de vent global pour appliquer un profil de vent aléatoire voir la figure. 4.17 pour évaluer la qualité des résultats des simulations pour les comparaisons de performances des deux contrôleurs AFLC-GAFOPI et GAFOPI pour le côté CCM.

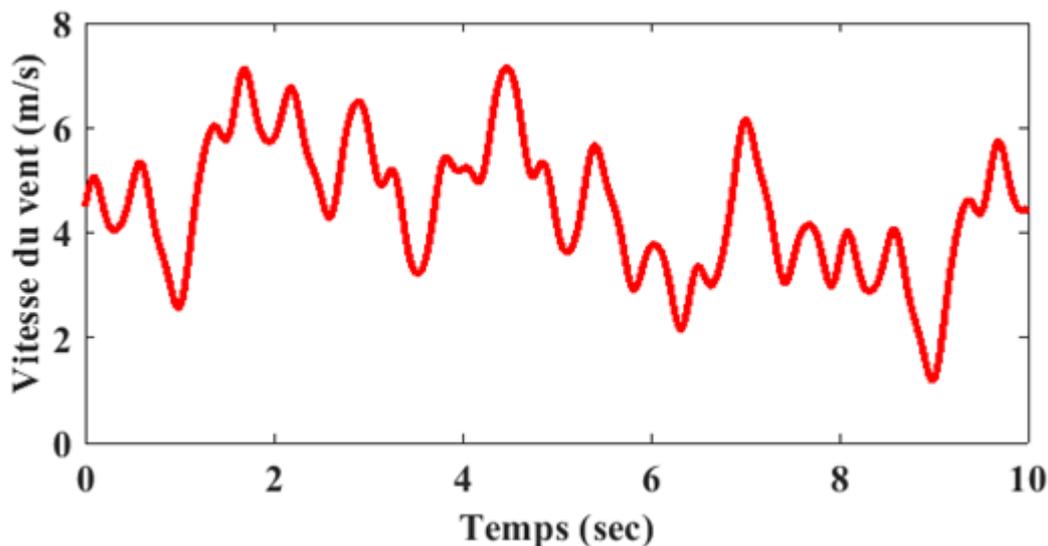


Figure 4.17– Vitesse de vent aléatoire.

Comme le montre les figures (4.18, 4.19) globalement, nous avons constaté que toutes les variables suivaient l'évolution du vent. Hormis le courant continu du stator qui suit sa référence imposée par le zéro. Les résultats de la simulation montrent donc l'excellence des contrôleurs AFLC-GAFOPI où le système répond et se stabilise rapidement. Ainsi, ces résultats démontrent

clairement l'apport du contrôleur GAFOPi avec des paramètres adaptables en mode statique. Par conséquent, les résultats de la simulation révèlent que les oscillations dans les grandeurs du système ont été considérablement réduites, démontrant que la méthodologie de contrôle AFLC-GAFOPi offre d'excellentes performances dynamiques sous différentes vitesses de vent et fonctionne bien pour WECS basé sur GSRB.

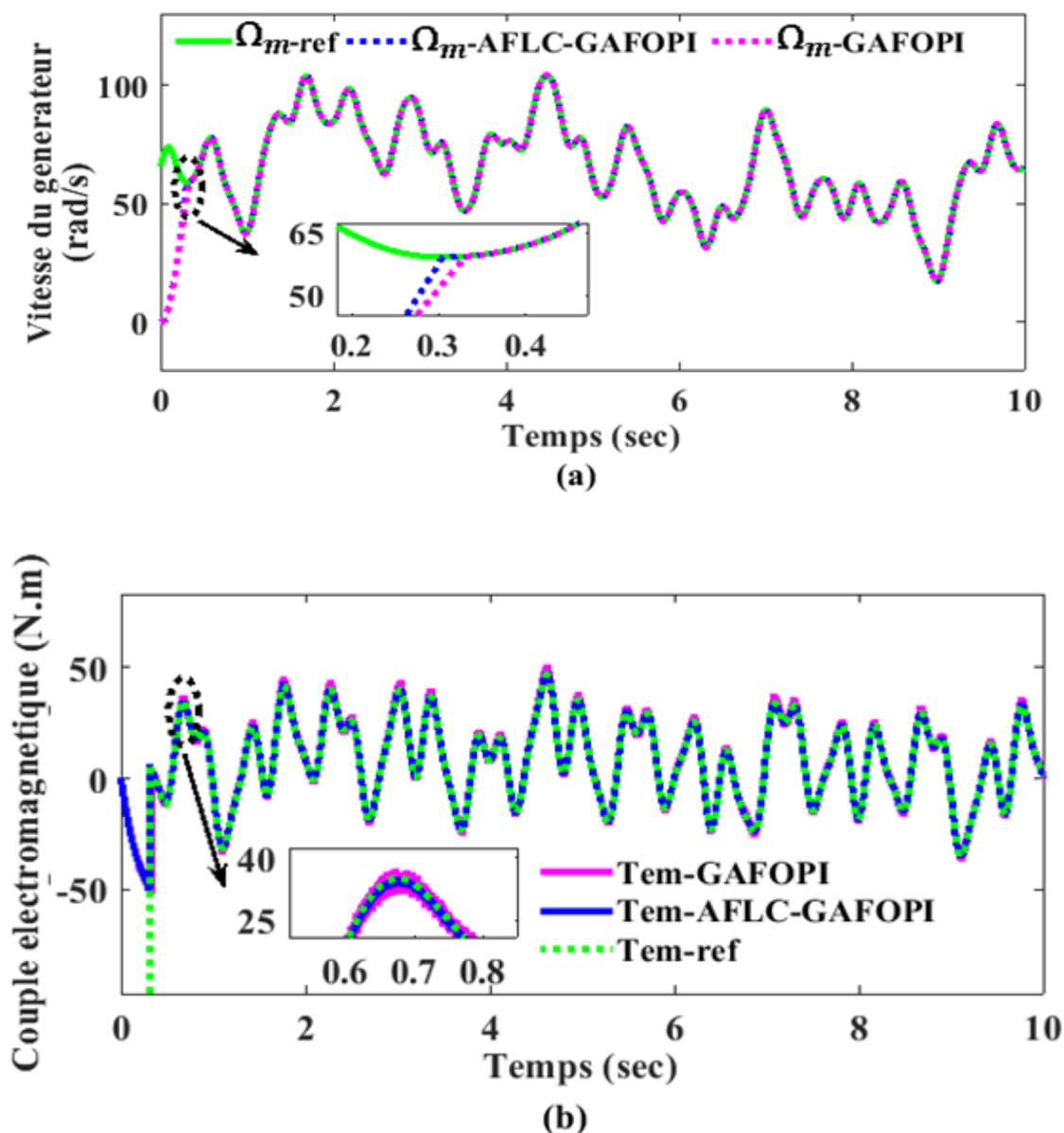


Figure 4.18 – Comparaison des performances selon une vitesse de vent aléatoire pour les deux contrôleurs (AFLC-GAFOPi) et (GAFOPi). (a) la vitesse du générateur, (b) le couple électromagnétique de GSRB

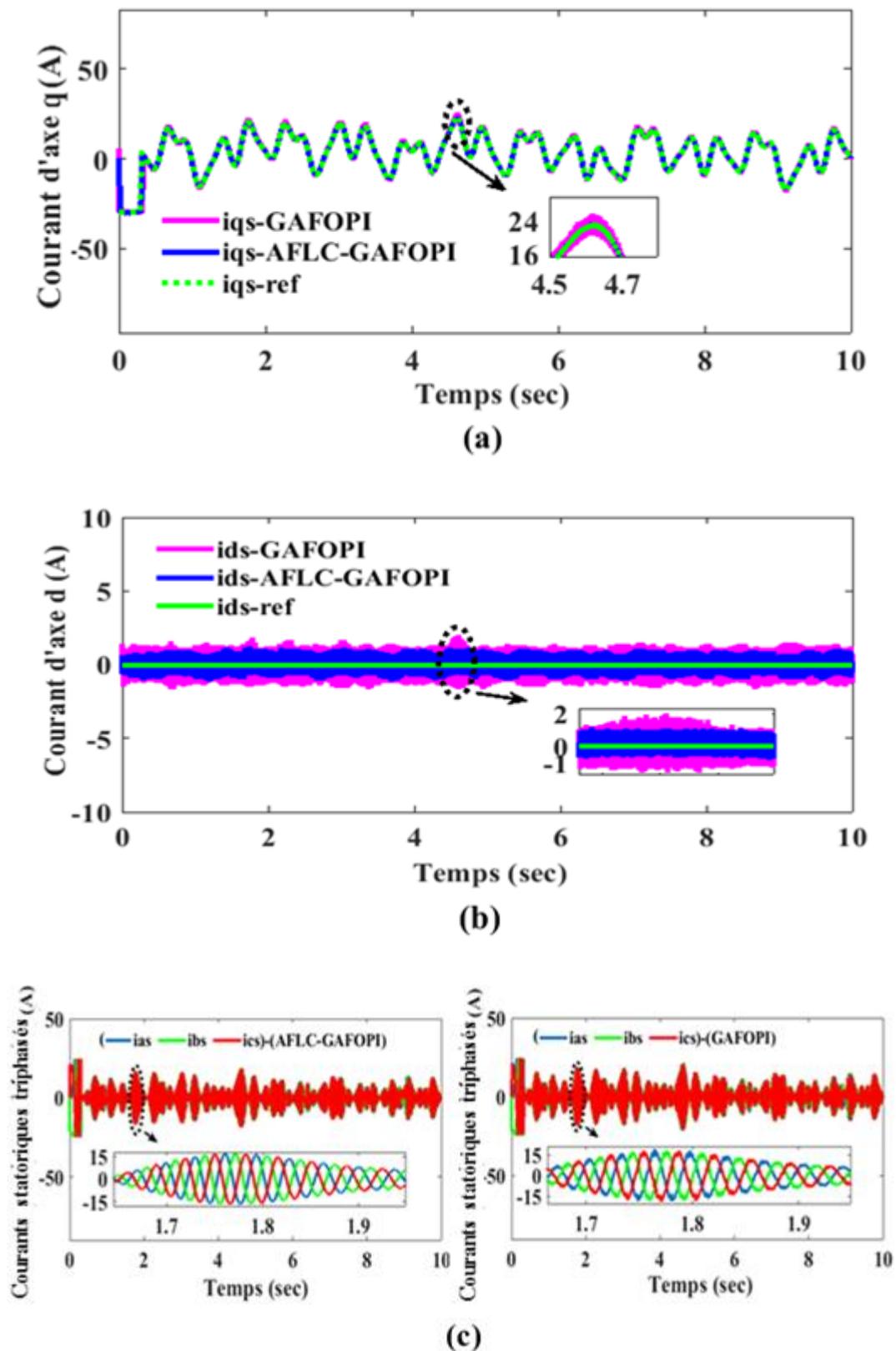
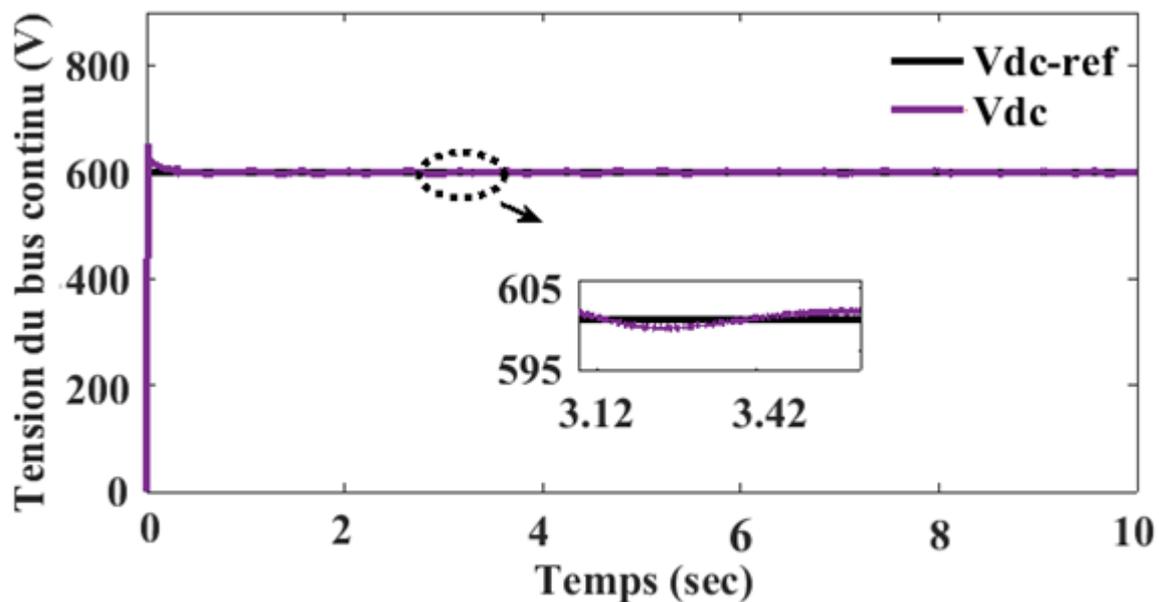
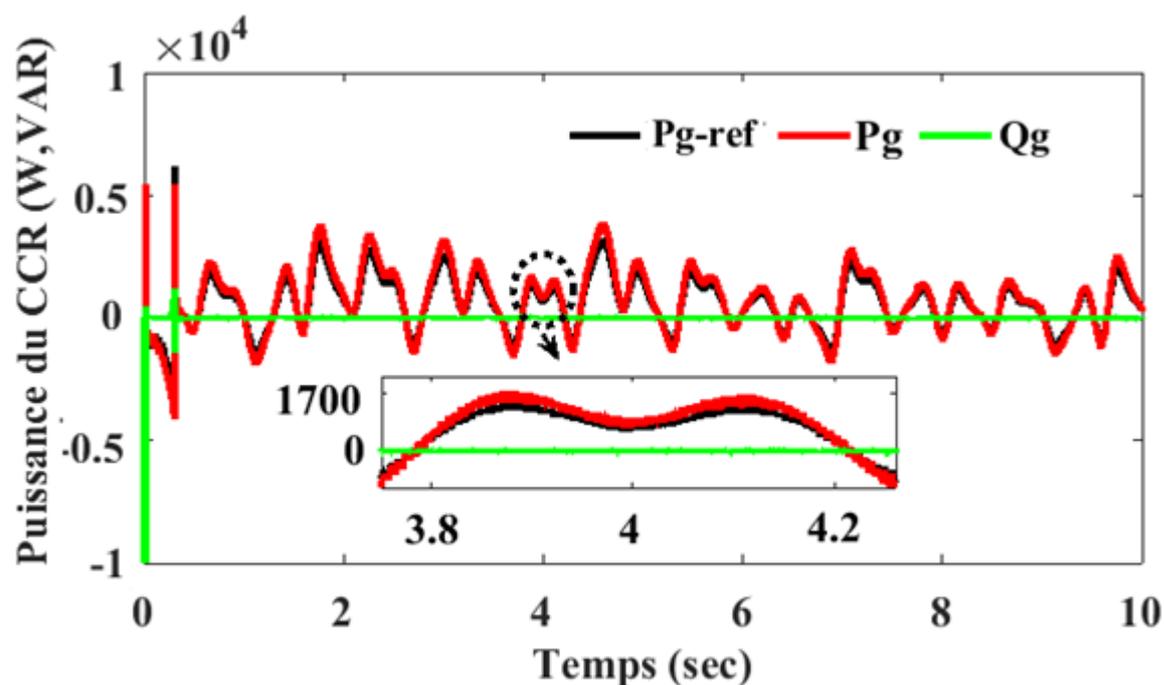


Figure 4.19 – Comparaison des performances selon une vitesse de vent aléatoire pour les deux contrôleurs (AFLC-GAFOPI) et (GAFOPI). (a) le courant quadratique de stator, et (b) le courant direct du stator, (c) Courants statoriques triphasés

superpose à sa référence. Les formes d'onde des courants et leurs zooms avec la tension du réseau phase 'a' sont présentés sur les figures 4.22(a) et 4.22(b) respectivement. Comme on peut l'observer, le courant de grille est presque sinusoïdal et le facteur de puissance unitaire de WECS est approximativement atteint.



(a)



(b)

Figure 4.21– Les performances du CCR en utilisant un contrôleur AFLC-GAFOPI. (a) Tension du bus continu, (b) Puissances active et réactive coté réseau

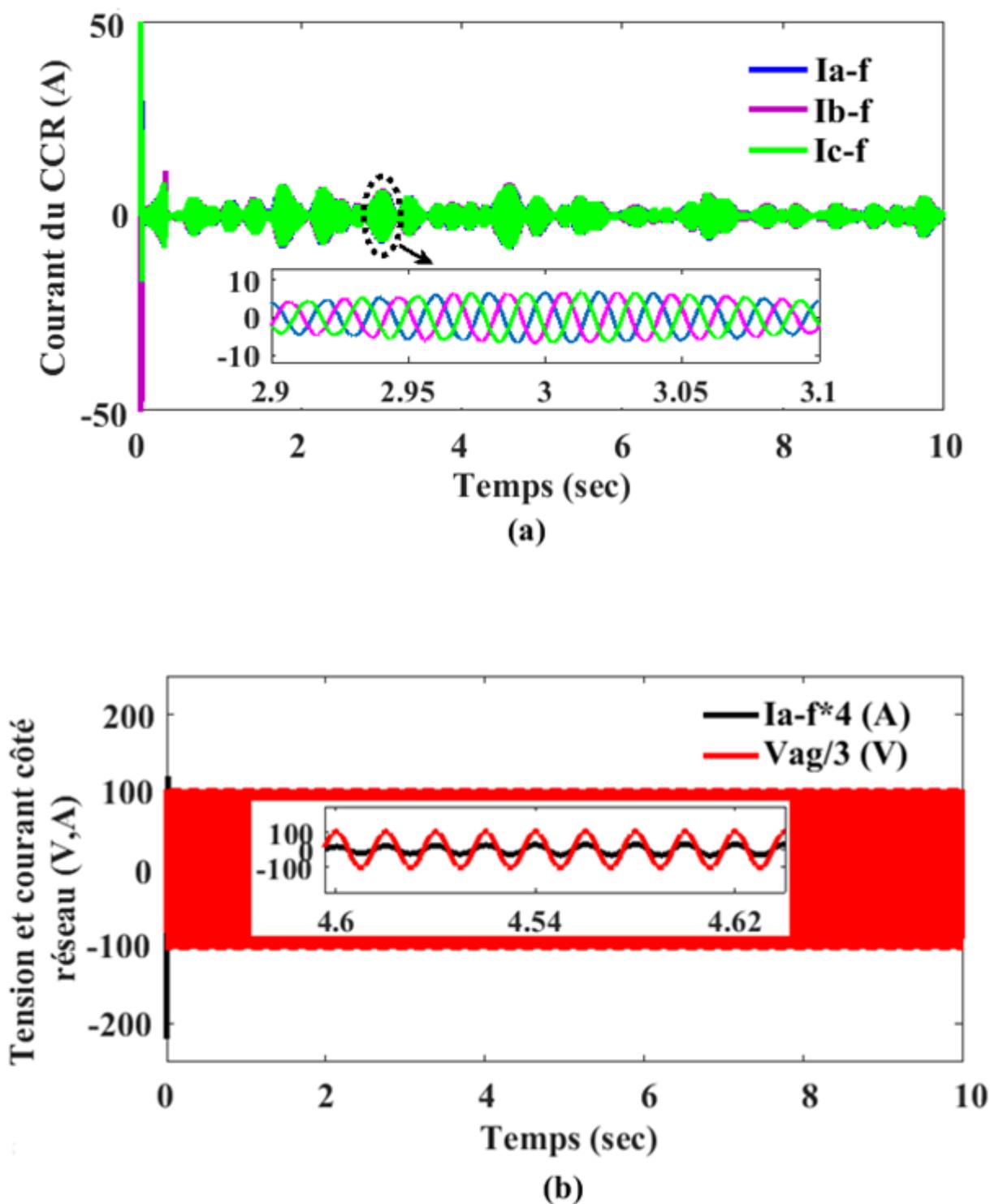


Figure 4.22 – Les performances du CCR en utilisant un contrôleur AFLC-GAFOPI. (a) Courants triphasés côté réseau, (b) Tension et courant côté réseau de la phase ‘a’.

4.4.7 Teste de robustesse des types de commandes étudiées

Dans le domaine de la régulation, la synthèse d'une loi de commande se fait généralement en se basant sur un modèle mathématique nominal simplifié qui ne prend pas en compte toute la complexité du système. En effet, les valeurs des paramètres du modèle sont considérées égales à leurs valeurs nominales. Il est généralement nécessaire de recourir à une étape de validation par des tests de robustesse de la loi de commande en considérant des variations sur quelques paramètres du modèle. La comparaison ne faite que sur la réponse des courants statoriques d'axe (d) et les courants statoriques d'axe (q).

Pour faciliter la comparaison entre la robustesse des deux types de commande utilisés précédemment, sans changer les paramètres des régulateurs calculés et avec le même profil du vent en échelons.

Nous introduisons une augmentation de 100% sur l'inductance statoriques de l'axe (d) et de l'axe (q) (L_d, L_q de 100%) et une diminution de 80% de l'inductance mutuelle entre le stator et la roue polaire (m_{sf} de 80%) para port à leur valeur nominale en même temps, cette variation a eu lieu pendant un temps ($t=3.2$ sec) puis enlever a ($t=3.9$ sec).

Les figures (4.23, 4.24, 4.25 et 4.26) présentent respectivement le comportement dynamique des courants statoriques avec les deux types de régulateurs (FOPI optimisé avec L'AG, et L'Adaptatif FLC-GAFOPI). Les résultats de simulation obtenus montrent qu'en termes de rapidité, de rejet de perturbation et robustesse le régulateur AFLC-GAFOPI donne de meilleures performances que le GAFOPI.

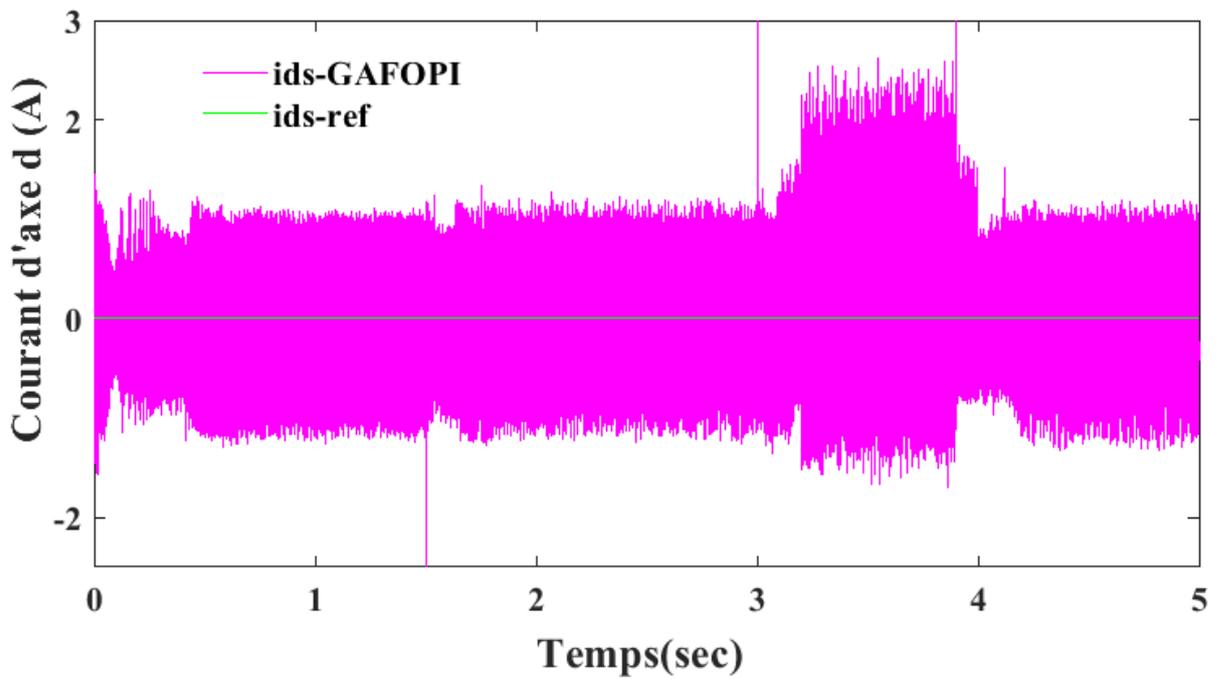


Figure 4.23 : Testes de robustesse des courants statoriques d'axe (d) avec le régulateur GAFOP, cas d'une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf})

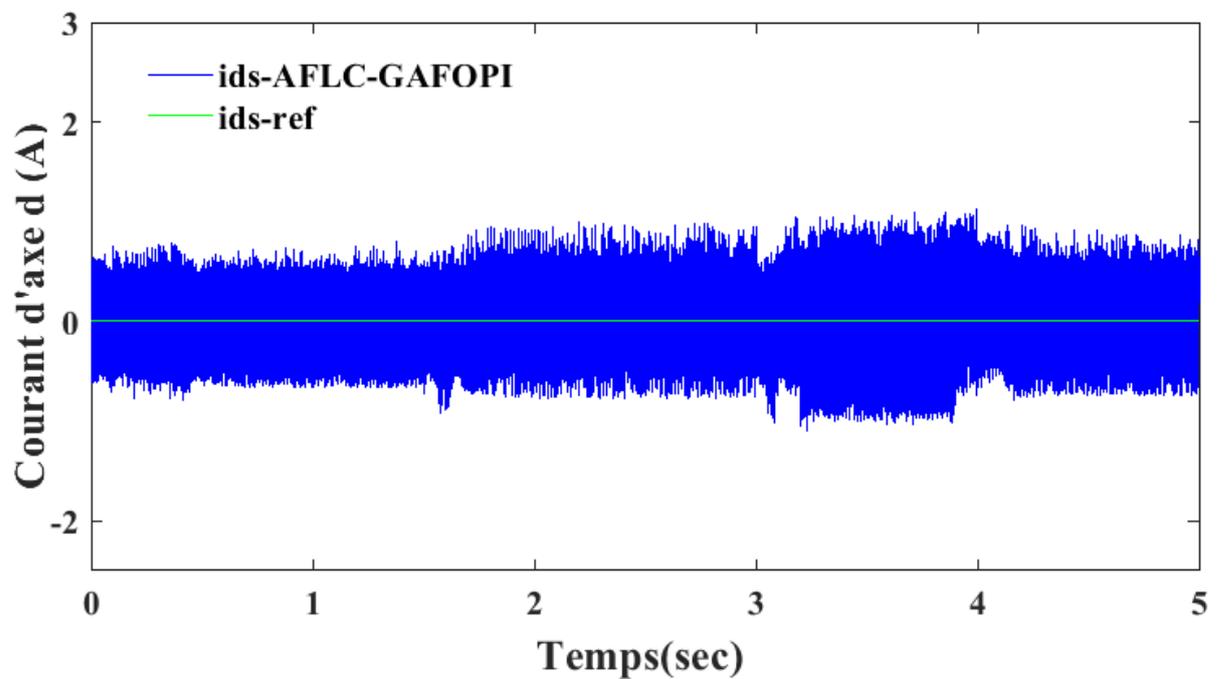


Figure 4.24 : Testes de robustesse des courants statoriques d'axe (d) avec le régulateur AFLC-GAFOP, cas d'une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf}) .

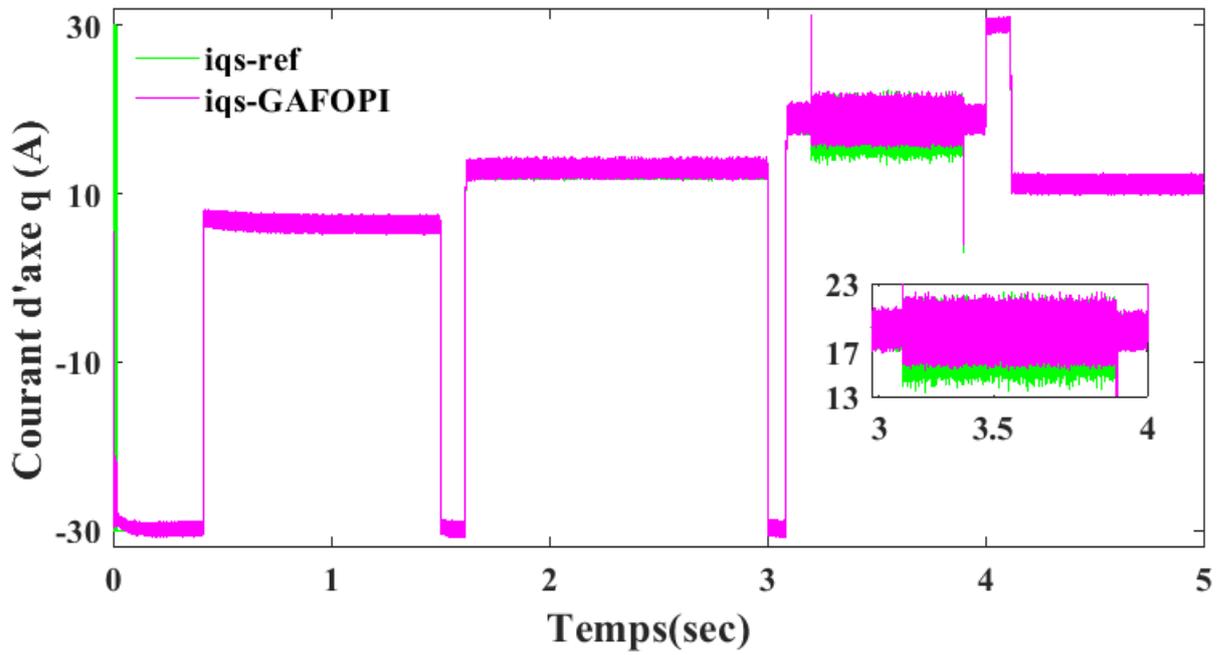


Figure 4.25 : Testes de robustesse des courants statoriques d'axe (q) avec le régulateur GAFOP, cas d'une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf}).

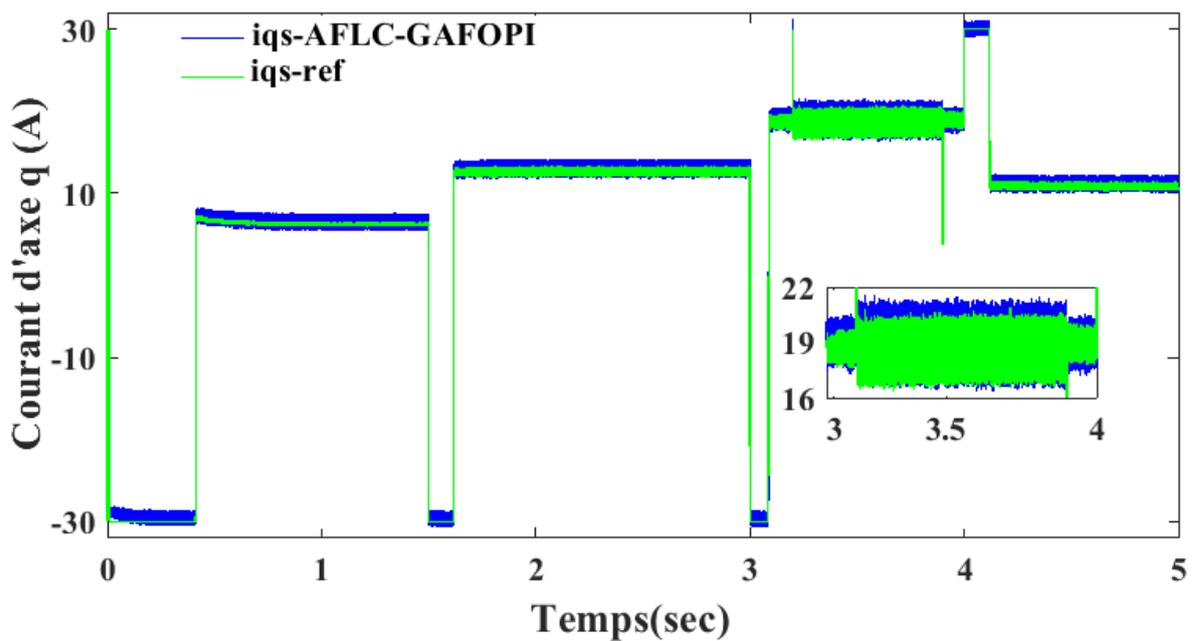


Figure 4.26 : Testes de robustesse des courants statoriques d'axe (q) avec le régulateur AFLC-GAFOP, cas d'une augmentation de 100% des inductances (L_d, L_q) et une diminution de 80% de (m_{sf}).

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé deux méthodes de commande utilisant une éolienne basée sur une génératrice synchrone à rotor bobiné(GSRB). La première a été consacrée à l'application de commande de type fractionnaire optimisé par l'algorithme génétique, la seconde par une commande adaptative combinant le régulateur PI fractionnaire et le régulateur par logique flou à base de règle.

En termes de suivi de la consigne, les différences entre les deux contrôleurs ne sont pas très considérables, mais en termes de rapidité et robustesse on a remarqué que le contrôleur adaptatif FLC-GAFOPI est meilleur.

Conclusions générale et perspectives

La production d'énergie renouvelable, en particulier l'énergie éolienne, est caractérisée par sa nature imprévisible et intermittente, ce qui entraîne fréquemment des problèmes majeurs au niveau de la stabilité du réseau électrique et la qualité de l'électricité fournie. Ce travail de thèse consiste à la contribution d'un système éolien basé sur une GSRB et à l'optimisation de la production d'une éolienne afin d'améliorer le rendement énergétique et de le rendre plus robustes aux différentes perturbations et incertitudes (variations du vent). En effet, le régulateur de type proportionnel intégral (PI) est largement utilisé dans la conversion de l'énergie éolienne. Néanmoins, l'efficacité de ce type de régulateur est restreinte par son domaine de fonctionnement, il peut être moins efficace en terme de précision, de rejet de perturbation et de variations paramétriques. Il est donc intéressant d'étudier l'impact de nouvelles stratégies de commande sur les performances du système.

Dans le premier chapitre, nous avons présentés l'historique de l'énergie éolienne ainsi que le développement de cette énergie en Algérie. Puis, nous avons abordé le principe de fonctionnement et la constitution générale d'un système éolien. Ensuite, un aperçu des différents types de générateurs utilisés pour produire l'énergie électrique.

Le deuxième chapitre, concerne la modélisation des différentes parties constituant la chaîne de conversion de l'énergie éolienne (turbine, arbre de transmission et la partie électrique) ainsi que les zones de fonctionnement d'une éolienne : la zone d'optimisation du rendement énergétique, appelée région 2 a été abordée. Concernant la génératrice électrique, un modèle de la machine synchrone à rotor bobiné a été donné dans le plan triphasé et dans dans le repère de Park puis représenté sous forme d'état.

Le chapitre 3 a été consacré à la modélisation d'un aérogénérateur pour laquelle la maximisation de l'énergie extraite du vent est effectuée. Cette opération est réalisée par deux commandes MPPT sans et avec asservissement de vitesse. L'asservissement de vitesse est réalisé par deux lois de commande (méthode IP et mode glissant). L'analyse des différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système pour la loi IP. Toute fois la stratégie par mode glissant présente de meilleures performances dynamiques. Le principe de la commande vectorielles exposé afin d'obtenir des équations de commande découplé, puis

la synthèse des régulateurs de type PI d'une commande directe des puissances du convertisseur côté machine CCM et coté réseau CCR afin d'évaluer les performances du régulateur PI. Nous avons noté un bon comportement de celui-ci pour les différents tests effectués. Toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations et une faible robustesse dû aux variations de la vitesse du vent.

Le quatrième chapitre a été consacré à la mise en œuvre de deux types de régulateurs intelligents pour améliorer la commande vectorielle classique. Les contrôleurs proposés ont ensuite été soumis à une simulation de leurs performances dynamiques et de leurs robustesses. Les résultats de l'analyse ont montré que les deux contrôleurs (AFLC-GAFOPI et GAFOPI) présentent de meilleures caractéristiques de réponse temporelle que le régulateur PI classique.

En ce que concerne le suivi de consignes des puissances, ces régulateurs donnent des résultats peu acceptables surtout en régime transitoire. En d'autres termes, les résultats de simulation ont montré que le contrôleur AFLC-GAFOPI proposé a eu un comportement très performant en matière de régulation et de poursuite, stabilisation rapide, et son rejet des perturbations étaient nettement mieux.

Il est clair qu'il a une amélioration sur la dynamique du système à commander avec le régulateur à base de logique floue adaptative par rapport à celle du réglage des deux autres contrôleurs.

Plusieurs perspectives peuvent être évoquées :

- ❖ La validation expérimentale des structures proposées dans notre étude ;
- ❖ La validation expérimentale des stratégies de contrôles développés dans notre étude ;
- ❖ L'utilisation d'autres convertisseurs statiques de niveaux supérieurs dans une chaîne de conversion éolienne ;
- ❖ L'utilisation des nouvelles stratégies du contrôle pour le système éolien.

Bibliographie

- [1] S.R Bull, "Renewable energy today and tomorrow", Proc. IEEE, vol. 89, 2001, pp. 1216–12260.
- [2] T. Ghennam, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation," thèse doctorat, Ecole Centrale De Lille, 2011.
- [3] A. Fateh, "Etude et contrôle des aérogénérateurs basés sur les machines asynchrones à rotor bobiné," thèse doctorat, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2011.
- [4] H. Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable," thèse doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux, Décembre 2003.
- [5] A. Gupta, H. Bhushan, P.Samuel, "Generator Topologies with Power Electronics Converters for a Wind Energy Conversion System," 978-1-4244-8542-0/10, 2010 IEEE
- [6] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, ser. engineering online library. Springer Berlin Heidelberg, 2001.
- [7] R. Saravanakumar and D. Jena, "Validation of an integral sliding mode control for optimal control of a three blade variable speed variable pitch wind turbine," Electrical power and Energy Systems, vol. 69, pp. 421–429, 2015.
- [8] H. Lee, S, J. Joo, Y, J. Back, and H. Seo, J, "Sliding mode controller for torque and pitch control of wind power system based on pmsg," in Proc. Int. Conf. Control Autom. Syst., Gyeonggi-do, South Korea, 2010.
- [9] M. L. Corradini., G. Ippoliti., and G. Orlando, "Robust control of variable-speed wind turbines based on an aerodynamic torque observer," IEEE Trans. Control Syst. Technology, vol. 21, no. 4, pp. 1199–1206, 2013.

- [10] M. Axtell, E. M Bise, "Fractional Calculus Applications in Control Systems," Proceedings of the IEEE Nat. Aerospace and Electronics Conf., N.Y, pp 563-566, 1990.
- [11] Y. Chen, I. Petras, D. Xue, "Fractional order control- a tutorial," In Proceedings of the American Control Conference (ACC'09), 1397–1411,2009.
- [12] W.Zheng, Y .Luo, Y. Chen and X. Wang, "A Simplified Fractional Order PID Controller's Optimal Tuning: A Case Study on a PMSM Speed Servo," Entropy (Basel). 2021 Jan 20; 23(2):130
- [13] I. Podlubny, "Fractional-order systems and $PI^\lambda D^\mu$ controllers," IEEE Trans. On Automatic Control, vol.44, no. 1 pp. 208-213, 1999.
- [14] L. Chen, G. Chen, P. Li, A. Lopes, "Machado J, Xu S. A variable-order fractional proportional-integral controller and its application to a permanent magnet synchronous motor", Volume 59, Issue 5, Pages 3247-3254, October 2020
- [15] S.Yousaf, A. Mughees, M. Gufran khan, A.Ahmed amin and M. Adnan, "A Comparative Analysis of Various Controller Techniques for Optimal Control of Smart Nano-Grid Using GA and PSO Algorithms,"Volume 8, 10.1109/ACCESS.2020.3038021, 2020.
- [16] A. Medjghou,"Application des techniques de l'intelligence artificielle à la commande des systèmes robotiques," Thèse de doctorat, Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, 2018.
- [17] Z. Baroud, M. Benmiloud, A. Benalia, C. Ocampo-Martinez, "Novel hybrid fuzzy-PID control scheme for air supply in PEM fuel-cell-based systems," Int J Hydrogen Energy 42(15):10435–10447, 2017.
- [18] H. Ying, S.William, J. James, "Fuzzy control theory: a nonlinear case," Automatica, 26(3) 513-520, (1990).
- [19] M. Dhaifallah, N. Kanagaraj, K. Nisar, "Fuzzy Fractional-Order PID Controller for Fractional Model of Pneumatic Pressure System," Hindawi Mathematical Problems in Engineering Volume 2018, Article ID 5478781, 9 pages.

- [20] F. Bianchi, H. Batista, R. Mantz, “Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design,” Springer- Verlag, London Limited; 2010.
- [21] S. Belakehal, H. Benalla and A. Bentounsi, “Power maximization control of small wind system using permanent magnet synchronous generator,” *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 12 N°2 307 – 319; 2009.
- [22] C. Zhang, “A contribution to the nonlinear control of floating wind turbines,” Thèse de doctorat, L’école centrale de Nantes, 2021
- [23] G. W. E. C. (GWEC), “Wind report,” 2022. Accessed on 4 April. 2022, [Online]. Available: [https:// www.gwec.net](https://www.gwec.net)
- [24] L. Aidouni, M. Aiouadj, “Algeria and the transition to renewable energy: the path to achieving energy security,” *Journal of Finance, Investment and Sustainable Development*, Volume: 08, N°: 01–June 2023, p 58-77
- [25] H. Daaou Nedjari, S. Kheder Haddouche, A. Balehouane, O. Guerri, “Optimal windy sites in Algeria: Potential and perspectives,” Volume 147, 15 March 2018, Pages 1240-1255.
- [26] N. K. Merzouk, “Wind energy potential of Algeria *Int. J. Renew. Energy*, 21 (2000), pp. 553-562.
- [27] F. Chellali, A. Khellaf, A. Belouchrani, A. Recious, “Contribution in the actualization of wind map of Algeria,” *Renew Sustain Energy Rev*, 15 (2011), pp. 993-1002.
- [28] S.M. Boudia, A. Benmansour, M. Tabet, “Wind resource assessment in Algeria,” *Sustain Cities and Soc*, 22 (2016), pp. 171-183
- [29] E. Haut, “Wind turbine; Fundamentals, Technologies, Applications, Economies,” 2nd Edition, Krailing, Germany, 2005, pp. 67-79
- [30] I. Munteanu, A. Bratcu, N. Cutululis, and C. Emil, “Optimal Control of Wind Energy Systems,” *Advances in Industrial Control*, Springer, 2008

- [31] M. Johari, M. Jalil, M. F. M. Shariff, "Comparison of horizontal axis wind turbine (HAWT) and vertical axis wind turbine (VAWT)," *International Journal of Engineering and Technology*, vol. 7, no 4.13, pp. 74-80, 2018.
- [32] F. Blaabjerg and Z Chen, "Power electronics for modern wind turbines" *Synthesis Lectures on Power Electronics*, 1(1) :1–68, 2005.
- [33] M. Balas, L. Fingersh, K. Johnson, and L. Pao, "Control of variable-speed wind turbines: standard and adaptive techniques for maximizing energy capture." *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 26, pp. 70–81, 2006.
- [34] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, "Power Conversion and Control of Wind Energy Systems. Hoboken", NJ, USA : John Wiley & Sons, 2011
- [35] H. A. Aldwaihi, " Commande non linéaire fondée sur la platitude d'un système de production éolien. " Thèse doctorat, université de Bretagne occidentale, le 14 octobre 2013.
- [36] F. Poitiers. "Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau," Thèse doctorat, L'Université de Nantes, 2003
- [37] J. Tekobon. " Système multi physique de simulation pour l'étude de la production de l'énergie basée sur le couplage éolien offshore-hydrolien." Thèse doctorat, l'Université du Havre, 2017.
- [38] T. Ackermann, "Wind Power in Power Systems", Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2005
- [39] H. Li, C. Zhe, "Overview of different wind generator systems and their comparisons." *IET Renewable Power Generation* 2.2 (2008): 123-138.
- [40] C. Ming and Y.Zhu. "The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review." *Energy Conversion and Management* 88 (2014): 332-347.
- [41] S.M. Zahim, I. Erlich, and S. Engelhardt. "Improving the reactive power capability of the DFIG-based wind turbine during operation around the synchronous speed." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 28.3 (2013): 736-745.

- [42] M. E. Haque, M. Negnevitsky et K. M. Muttaqi, "A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(1):331–339, 2010.
- [43] R. Jegatheeswaran, R. Rajesh, "variable speed wind energy conversion system using pmsg & z-source inverter" *IEEE Sponsored 2nd International Conference on Innovations in Information Embedded and Communication Systems ICIIECS'15*
- [44] H. Geng, D. Xu, "Stability analysis and improvement for variable-speed multiple permanent magnet synchronous generator-based wind energy conversion system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2(4):459–467, 2011.
- [45] H. Geng, D. Xu, B. Wu et G. Yang, "Active damping for PMSG-based WECS with DC-link current estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1110–1118, 2011.
- [46] J. Dai, D. Xu et B. Wu, "A novel control scheme for current-source-converter based pmsg wind energy conversion systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(4) :963–972, 2009.
- [47] A. Mseddi, "Modélisation et commande d'un générateur éolien à double excitation isolé en vue de l'amélioration de son rendement et de la diminution de la fatigue mécanique". Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 2019.
- [48] H.Can, F.Li, and Z. Jin, "Maximum power point tracking strategy for large-scale wind generation systems considering wind turbine dynamics," in: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.4, pp. 2530–2539, 2015.
- [49] Y. Kalyan and P. Sensarma (2016), "Maximum power point tracking of variable speed wind turbines with flexible shaft," in: *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 7.3, pp. 956–965.
- [50] Y. Errami, M. Ouassaid, M. Maaroufi, "Optimal Power Control Strategy of Maximizing Wind Energy Tracking and different operating conditions for Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Farm," *Energy Procedia* 74 (2015) 477 – 490.

- [51] B. Boukhezzar, “Sur les stratégies de commande pour l’optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable,” Thèse de Doctorat, Université Paris XI Orsay, France, Février 2006.
- [52] J. Salameh, “Approche par contrôle actif dans le cadre de l’optimisation de la durée de vie des éoliennes”, Thèse de Doctorat, université de La Rochelle, 2019
- [53] J.G. Slootweg, H. Polinder and W.L. Kling, “Representing Wind Turbine Electrical Generating Systems in Fundamental Frequency Simulations”, IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 18, No. 4, pp. 516-524, December 2003.
- [54] A. El-Sattar, N. Saad, and M. S. El-Dein, “Dynamic response of doubly fed induction generator variable speed wind turbine under fault,” Electric Power Systems Research, vol. 78, no. 7, pp. 1240– 1246, 2008.
- [55] S. El Aimani, “ Modélisation de Différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale De Lille, 2004.
- [56] I. Idrissi, “ Contribution au diagnostic des défauts de la machine asynchrone doublement alimentée d’une éolienne à vitesse variable”, Thèse de Doctorat, université de Rouen Normandie, 2019.
- [57] A. Aloraini, M. Sayed-Mouchaweh, “Graphical Model Based Approach for Fault Diagnosis of Wind Turbines », 13th International Conference on Machine Learning and Applications. IEEE, 2014
- [58] X. Liu, “Contribution to adaptive sliding mode, fault tolerant control and control allocation of wind turbine system,” Thèse de Doctorat, l’Université de Technologie de Belfort Montbéliard, 2016.
- [59] E. Mouni, “ Contribution à l’amélioration des performances des génératrices synchrones : nouvelle structure d’excitation basée sur une machine à aimants et combinée a des lois de commande avancées,” Thèse de Doctorat, université de Poitiers, 2008.

- [60] E. Mouni, S. Tnani, G. Champenois, “Synchronous generator modelling and parameters estimation using least squares method Simulation Modelling Practice and Theory,” vol. 16/6, Elsevier, Amsterdam (2008) pp. 678–689.
- [61] J. Lessenne, F. Notelet and G. Segulier, “Introduction à l’électrotechnique approfondie,” Lavoisier TEC&DOC, 1980.
- [62] E. Mouni, S. Tnani and G. Champenois, “Comparative study of three methods of synchronous generator modelling,” IEEE Industrial and Electronic conference, Paris, pp 1551 - 1556, 2006.
- [63] P. C. Krause, oleg Wasynczuk, S. D. Sudhoff, “Analysis of electric machinery,” IEEE Press, 1994.
- [64] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni, “Analysis of synchronous machine modeling for simulation and industrial applications,” Elsevier, Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 19, no. 9: pp. 1382–1396, 2010.
- [65] A.M. Barakat, “Contribution à l’amélioration de la régulation de tension des générateurs synchrones : nouvelles structures d’excitation associées à des lois de commande,” Thèse de Doctorat, université de Poitiers, 2011.
- [66] L. Peng, “Reconfiguration du dispositif de commande d’une éolienne en cas de creux de tension,” Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, 2010.
- [67] Y. Bekakra, “Contribution à l’Etude et à la Commande Robuste d’un Aérogénérateur Asynchrone à Double,” Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014
Alimentation
- [68] T. Zoheir, “Contribution à l’étude d’une machine asynchrone à double alimentation sans balais en vue de son application dans le domaine de l’énergie éolienne,” Thèse de doctorat, Université Batna, 2014.
- [69] T. Sreekumar and K. S. Jiji, “Comparison of Proportional-Integral (P-I) and Integral-

- Proportional (I-P) controllers for speed control in vector controlled induction motor drive,” in Proc. IEEE ICPCES, 2012
- [70] A. Mohamed, AG. Aissaoui, H. Bounoua, “Sliding mode application in speed and flux control of an Induction machine,” *IU- J Elect & Electron Eng.* 2006; 6(2): 197-204.
- [71] G. Grellet, G. Clerc, “Actionneur électrique,” Éditions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [72] G. Segulier, F.Labrique, R.Bausiere, “Les convertisseurs de l’électronique de puissance, ” Number volume 4, 2^e édition revue et augmentée. Lavoisier, Paris, 1995.
- [73] E. Mahersi, and A. Khedher, “ Backstepping flux observer for nonlinear control of the direct-drive permanent magnet synchronous generator wind turbines,” *Wind Engineering*, Vol. 40(6) 540–554, 2016.
- [74] P. Vas, “Sensorless vector control and direct torque control,” Oxford University Press, Oxford, England, 1998.
- [75] A. Mirecki, “Étude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance,” Thèse de Doctorat, l’Institut national Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [76] S. müller, M. Deicke, R.W. de doncker Doubly fed induction generator systems for wind turbines *IEEE Industry Applications Magazine*, p.p. 26-33, May-June 2002
- [77] A. Gaillared, “Système éolien basé sur une MADA : Contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service” Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, FRANCE, 2010.
- [78] T. F. Zahra, “Contribution à l’étude et à la commande d’un système éolien,” Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider, 2018.
- [79] A. Lopez de Heredia Bermeo. “ Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : de la basse tension a la montée en tension,” énergie électrique. Institut national polytechnique de Grenoble - inpg, 2006

- [80] L. Fateh, “Modélisation et simulation d’une chaîne de conversion d’énergie éolienne à base d’une machine synchrone à aimant permanent,” Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2016.
- [81] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, “Grid converters for photovoltaic and wind power systems,” John Wiley & Sons, Ltd. 2011.
- [82] B. Heber, L. Xu, and Y. Tang, “Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 772–778, 1997
- [83] j.y cao, j. liang, b.g. cao, “optimization of fractional order pid controllers based on genetic algorithms,” proceedings of the fourth international conference on machine learning and cybernetics, guangzhou, 18-21 august 2005.
- [84] A. Oustaloup, F. Levron, B. Mathieu (2000), “Frequency-band complex non-integer differentiator: characterization and synthesis,” *IEEE Trans Circ Syst Fundam Theory Appl* 47:25–39.
- [85] G. Cornetto Dongola, I. Fortuna, I. Petas, “Fractional order systems modeling and control applications,” *World scientific series on nonlinear science, series A vol.72*. World Scientific publishing Co. Pte. Ltd 2010.
- [86] C. Yeroglu, N. Tan, “classical controller design techniques for fractional order case,” *ISA Transaction* 50,461-472, (2011).
- [87] Y. Chen, I. Petráš, D. Xue, “(2009), Fractional Order Control – A Tutorial,” 2009, American Control Conference, St. Louis, MO, USA, pp. 1397- 1411.
- [88] I. sersour, “Identification des systèmes fractionnaires non linéaires,” thèse de doctorat, université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2018.
- [89] H. Belgacem, “Identification et commande des systèmes basés sur les équations d’ordre fractionnaire,” Thèse de Doctorat, Université 8 Mai 1945 Guelma, 2020
- [90] T. Djamah, “Identification de systèmes par des modèles d’ordre fractionnaire,” Thèse

de Doctorat, Université Mouloud Mammerie Tizi ousou, 2010.

- [91] D. Boudjehem, M. Sedraoui, and B. Boudjehem, “A fractional model for robust fractional order smith predictor,” *Nonlinear Dynamics*, vol. 73, no. 3, pp. 1557–1563, 2013.
- [92] S. Das, I. Pan, “*Intelligent Fractional Order Systems and Control*,” Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2013.
- [93] C. A. Monje, Y. Chen, B. M. Vinagre, D Xue, V. Feliu, “*Fractional-order Systems and Controls*,” Springer-Verlag London Limited 2010.
- [94] W. Zheng and Y. Pi, “Study of the fractional order proportional integral controller for the permanent mag-40 net synchronous motor based on the differential evolution algorithm,” 2016. *ISA transactions*, 63:387–393. Doi: 41 10.1016/j.isatra.2015.11.02942.
- [95] H.S Ramadan, “Optimal fractional order PI control applicability for enhanced dynamic behavior of on-grid solar PV systems,” *International Journal of Hydrogen Energy*, 2017 - Elsevier
- [96] S.N. Sivanandam, S.N. Deepa, “*Introduction to Genetic Algorithms*; World Scientific,” Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008.
- [97] R. Senthilkumar, V. Manikandan. “Design of Fractional Order PI Controller for DC-DC Boost Converter,” *International Journal of Applied Engineering Research* ISSN 0973-4562 Volume 10, Number 3 (2015) pp. 6883-6900.
- [98] M.A. Chaouki, “ Identification des paramètres des systèmes non linéaires basée sur les techniques Soft Computing,” Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 04 juillet 2012.
- [99] T. Dogruer, N. Tan, “Lead and lag controller design in fractional-order control systems,” volume 52, *Measurement and Control*, 2019.
- [100] C. Ismayil, R. S. Kumar and T.K. Sindhu, “Optimal fractional order PID controller for automatic generation control of two-area power systems,” *Int. Trans. Electr. Energ. Syst.* 2015; 25:3329–3348, 2014.

- [101] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P. Kokotovic, “Nonlinear and Adaptive Control Design,” John Wiley and Sons Inc, 1995.
- [102] S. N. Sivanandam, S. Sumathi and S. N. Deepa, “Introduction to Fuzzy Logic using Matlab,” Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2007.
- [103] J. ragot , M. lamotte, “Fuzzy logic control,” International Journal of Systems Science, 24:10, 1825-1848,1993
- [104] A. Abraham, “Neuro fuzzy systems: State-of-the-art modeling techniques,” in International Work Conference on Artificial Neural Networks, pp. 269–276, Springer, 2001.
- [105] G. Huguenin, "Logique floue", CH-2610 Saint-Imier, 2004.
- [106] S. V. Kartalopoulos and S. V. Kartakopoulos, “Understanding neural networks and fuzzy logic: basic concepts and applications,” Wiley-IEEE Press, 1997.
- [107] S.H. Zak “Systems and control,” New York Oxford: Oxford University Press. 2003.
- [108] K. M. Passino, S. Yurkovich, “Fuzzy control”, Addison Wesley Longman, Inc, 1998.
- [109] G. Klir and B. Yuan, “Fuzzy sets and fuzzy logic,” vol. 4. Prentice hall New Jersey, 1995
- [110] S. Rajasekaran and G. V. Pai, “Neural networks, fuzzy logic and genetic algorithm: synthesis and applications,” PHI Learning Pvt. Ltd., 2003.
- [111] M Tim Jones, “Artificial Intelligence: A Systems Approach,” Infinity science press LLC. 2008.
- [112] A. Tamaarat, “Modélisation et commande d’un système de conversion d’énergie éolienne à base d’une MADA,”Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2015.
- [113] B. Hanane, “Contribution à la commande adaptative et robuste d’ordre fractionnaire des processus industriels,”Thèse de doctorat, Université Larbi Ben M’Hidi de Oum El-Bouaghi, 2021.
- [114] A. Asri, Y. Mihoub, S. Hassaine, P.O. Logerais, and T.Allaoui , “ Intelligent maximum power tracking control of a pmsg wind energy conversion system ,” Asian J Control; 1–11, 2019.

- [115] K. Tahir, C. Belfedal, T. Allaoui, and M. Doumi, “Proposal of a new hybrid control strategy for dynamic performance improvement of wound field synchronous generator-based wind turbines,” *J. Renewable Sustainable Energy* 7, 043113 (2015).
- [116] M. T. Cao, *Commande numérique de machines asynchrones par logique floue*. Université Laval, 1997. *Control*, 21(4) :1980–199

Annexes

Annexe A

A.1 Définition de Riemann-Liouville (R-L)

La formule de Riemann-Liouville de l'intégration d'ordre α^{th} d'une fonction

$${}_a I_t^\alpha f(t) = {}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}} d(\tau) \quad (A.1)$$

$a, \alpha \in \mathfrak{R}, \alpha < 0$. Pour

Par cette formule, la différentiation d'ordre fractionnaire est définie comme la différentiation successive d'ordre entier d'une intégrale d'ordre fractionnaire [103].

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d(\tau) \quad (A.2)$$

Où $(n-1) < \alpha < n$.

Lorsque $\alpha \in (0,1)$ and est $f(t)$ causale (c'est-à-dire $f(t) = 0 \forall t < 0$) la définition de l'intégrale fractionnaire R-L se réduit à

$${}_0 D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d(\tau) \quad \forall \alpha \in (0,1), t \in (0, \infty) \quad (A.3)$$

et la dérivée d'ordre fractionnaire peut être exprimée comme suit

$${}_0 D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d(\tau) \quad (A.4)$$

La transformées de Laplace de la dérivée/intégrale fractionnaire RL est données par :

$$\mathfrak{L}[D^\alpha f(t)] = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k \left[{}_0^{RL} D_t^{\alpha-k-1} f(t) \right]_{t=0} \quad (A.5)$$

Avec :

$$(n-1) < \alpha < n.$$

A.2 Définition de Caputo

Dans la littérature relative aux systèmes d'ordre fractionnaire et au contrôle, la formule de différenciation fractionnaire de Caputo est la plus utilisée. Cette définition typique de la dérivée fractionnaire est généralement utilisée pour dériver des modèles de fonctions de transfert d'ordre fractionnaire à partir d'équations différentielles ordinaires d'ordre fractionnaire avec des conditions initiales nulles [91]. Selon la définition de Caputo, la dérivée d'ordre α d'une fonction $f(t)$ par rapport au temps est donnée par

$${}_a D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d(\tau), \text{ pour } n-1 \leq \alpha < n \quad (\text{A.6})$$

La transformée de Laplace de la dérivée fractionnaire de Caputo est

$$\mathfrak{L} \left[{}_0 D_t^\alpha f(t) \right] = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0), \quad n-1 < \alpha < n \quad (\text{A.7})$$

A.3 Définition de Gründwald-Leitnikov (G-L)

La dérivée généralisée d'une fonction $f(t)$, peut également être obtenue de façon plus naturelle en utilisant la définition entière usuelle. C'est la définition proposée par Grunwald [83,91]. Elle est plus adéquate au calcul numérique de la dérivation fractionnaire. En effet, partant de la dérivée première :

La dérivée d'ordre fractionnaire d'ordre $n > 0$ de Gründwald-Leitnikov(G-L) est donnée par

$$\frac{d^n}{dt^n} f(t) \equiv f^{(n)}(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-n} \sum_{j=0}^n \left((-1)^j \binom{n}{j} f(t-jh) \right) \quad (\text{A.8})$$

$$\text{Ou } \binom{n}{j} = \frac{n!}{j!(n-j)!}$$

Annexes

Maintenant, la définition de Grünwald-Letnikov étend (A.8) pour les ordres non entiers et la différentiation-intégration correspondante de α^{th} ordre (pour tout nombre réel α) d'une fonction $f(t)$ est défini comme suit :

$$D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^n \left((-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \right) \quad (\text{A.9})$$

Au lieu d'une valeur entière, pour une valeur non entier α , l'expression factorielle $\binom{n}{j}$ peut être remplacée par la fonction Gamma d'Euler,

$$\binom{n}{j} = \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(j + 1)\Gamma(\alpha - j + 1)} \quad (\text{A.10})$$

Considérant $n = \frac{t-a}{h}$, où a est une constante réelle, qui exprime une valeur réelle, la différentielle-intégrale peut être exprimée comme suit

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-a}{h} \rfloor} \left((-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \right) \quad (\text{A.11})$$

La transformée de Laplace de la dérivée fractionnaire de (G-L) est

$$\mathfrak{L} \left[{}_a D_t^\alpha f(t) \right] = s^\alpha F(s) \quad (\text{A.12})$$

Annexes

Annexe B

Tableau B. 1 – Paramètres de la turbine, du transformateur et de la source.

Paramètres	Unités	Valeur
La puissance nominale,	KW	10
La densité d'aire, ρ	kg. m ⁻²	1.225
Le rayon de la turbine,	m	3
Nombre des pales	-	3
Coefficient de frottement visqueux, f	Nm.s.rad ⁻¹	0.017
Gain du multiplicateur, G	-	5.4
La tension du bus continu, V_{dc}	V	600
Capacité, C	μF	1500
La tension efficace du réseau, V_{rms}	V	220
Fréquence, f	Hz	50
L'inductance de filtre, L_f	mH	12
Résistance de filtre, R_f	Ω	1

Tableau B. 2 – Paramètres du générateur synchrone à rotor bobiné [59].

Parameters	Unités	Valeur
Puissance nominal, S_n	KVA	7.5
Résistance statorique, r_s	Ω	1.19
Résistance rotorique, r_f	Ω	3.01
Tension entre phase, U_{rms}	V	400
Réactance synchrone directe, X_d	p.u	1.4
Réactance synchrone inverse, X_q	p.u	0.7
Constante de temps en circuit ouvert, T_{d_0}''	ms	522
Réactance synchrone directe transitoire, X_d'	p.u	0.099
Réactance synchrone directe sub-transitoire, X_d''	p.u	0.049
Constante de temps directe transitoire, T_d'	p.u	40
Constante de temps directe sub-transitoire, T_d''	ms	3.7
Constante de temps d'induit, T_a	ms	6

Annexe C

Programme de la technique GA en Matlab pour l'exemple d'application (détermination des gains des régulateurs GAFOPI côté GSRB).

```
clear all;
clc;
close all;
% Le 1er FOPI
kp1_min = 'valeur minimale';      kp1_max = 'valeur maximale';
ki1_min = 'valeur minimale';      ki1_max = 'valeur maximale';
la1_min = 0.01;                   la1_max = 0.99;
% Le 2er FOPI
kp2_min = 'valeur minimale';      kp2_max = 'valeur maximale';
ki2_min = 'valeur minimale';      ki2_max = 'valeur maximale';
la2_min = 0.01;                   la2_max = 0.99;

for ch_pi=1:1
% combinaisons de deux contrôleurs FOPIs
% si ch_pi = 1 ---> PI_1 est d'ordre fractionnel et PI_2 est d'ordre fractionnel.

if ch_pi == 1

    LB_m=[kp1_min ki1_min la1_min kp2_min ki2_min la2_min];
    UB_m=[kp1_max ki1_max la1_max kp2_max ki2_max la2_max];

end
end

options=gaoptimset ('PopulationSize',100,'Generations',30,'PlotFcns', @gaplotbestf)
FOIopt=ga(@opt_FOPI,6, [],[],[],[],LB_m,UB_m,[],options)

X = FOIopt ;
kp1_op= X(1); ki1_op= X(2); la1_op = X(3);
kp2_op= X(4); ki2_op= X(5); la2_op = X(6);
[t,xx,yy]=sim("GSRB_FOPI",5);

-----
-----

function JJ=opt_FOPI(x)
assignin('base','kp1_op', x(1));
assignin('base','ki1_op', x(2));
assignin('base','la1_op', x(2));
assignin('base','kp2_op', x(4));
assignin('base','ki2_op', x(5));
assignin('base','la2_op', x(6));
[t,x,yy]=sim('GSRB_FOPI',5);
JJ=yy(end); % evaluate the objective function
```