

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



THÈSE



présentée à :

UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET

En vue de l'obtention
DU DIPLÔME DE DOCTORAT LMD

Domaine : Science et Technologie

Spécialité : Energies Renouvelables

par

TAHIR Khalfallah

COMMANDE D'UNE MACHINE SYNCHROME DESTINÉE À L'ÉNERGIE ÉOLIENNE

Soutenu le devant le jury composé de :

ATALLAH SMAILI	Pr	U. Tiaret	(Président)
BRAHAMI MOSTÉFA	Pr	U. SBA	(Examineur)
SAID HASSAINE	MCA	U. Tiaret	(Examineur)
MOHAMMED BOUTOUBAT	MCA	U. Laghouat	(Examineur)
CHEIKH BELFEDAL	Pr	U. Tiaret	(Directeur de Thèse)
TAYEB ALLAOUI	Pr	U. Tiaret	(Co-Directeur de Thèse)

Année universitaire 2016/2017

Cette thèse a été préparée au Laboratoire de Génie Energétique et Génie Informatique,
Département de Génie Electrique, Université Ibn Khaldoun de Tiaret

Résumé

L'énergie éolienne est devenue une solution viable pour la production d'énergie, en complément des autres sources d'énergie renouvelables. Le présent travail fait l'objet d'étudier les techniques de commande robuste, de la génératrice, susceptible d'optimiser la production d'une éolienne, en particulier celle utilisant un générateur synchrone à rotor bobiné (GSRB), et assurer la continuité de service en cas de défaillance du réseau. Le but étant d'assurer la sûreté de fonctionnement du système éolien et l'efficacité de la conversion électromécanique. Pour ce faire, la thèse est organisée en cinq parties.

Dans le premier point, on va présenter des généralités sur les systèmes éoliens et ses éléments les constituants, 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 à effectuer la modélisation séparée des éléments de la chaîne de conversion (la partie mécanique, la GSRB et les convertisseurs électroniques). Des résultats de simulation sont obtenus. Cette simulation est importante, car elle permet de tester les parties du modèle indépendamment afin de comprendre le comportement de ses éléments.

La troisième partie, est consacrée à la commande d'un aérogénérateur connecté au réseau électrique basé sur la GSRB où les différents éléments de ce système sont représentés sous l'environnement Matlab/Simulink. Deux stratégies de commande différentes ont été présentées. La stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking) introduite dans le modèle de la turbine repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne et de son injection dans le réseau. La commande vectorielle à base de régulateurs proportionnel-intégral PI a été appliquée.

Dans la quatrième partie, on va appliquer des nouvelles techniques de commande, qui remplacent les techniques classiques sur le système éolien choisi. Les performances du dispositif sont analysées et comparées en termes de suivi de consigne, robustesse, et rejet de perturbations.

Dans la dernière partie, on a proposé deux solutions efficaces pour améliorer la tenue aux creux de tension pour un système de conversion d'énergie éolienne à base de la machine synchrone à rotor bobiné dans des conditions de défauts du réseau.

Mots clés

Energie Eolienne, Générateur synchrone à rotor bobiné, MPPT, Commande vectorielle, Commande robuste, Tenue aux creux de tension, Commande tolérante.

Abstract

Wind energy has become a viable solution for energy production, in addition to other renewable energy sources. This work is concerned with the design of robust control techniques for a wound rotor synchronous generator (WRSNG)-based wind turbine, with the aim to optimize the energy production and ensure the continuity of service in the event of a network failure. The goal is to ensure a safe operation of the wind system and maximize the efficiency of the electromechanical conversion. This thesis is organised into five parts.

The first part covers a general background on wind energy conversion systems and overviews the most popular types of wind turbine-generator configurations and their basic components followed by a state of the art on the different types of electrical machines used and converters associated with them.

The second part presents the mathematical modeling of the different components of the wind energy conversion including the wind turbine, the generator and the power converters. These models are implemented in Simulink/Matlab and SimPowerSystems toolbox and simulated under different operating conditions. These simulation are important because they allow testing independently the parts of the model in order to understand their behavior for various operating conditions.

The third part is devoted to the design of the wind turbine's control system connected to the grid. Two different control strategies were presented. The strategy MPPT (Maximum Power Point Tracking) introduced into the model of the turbine is based on the principle of extracting the maximum power from the wind turbine and its injection into the network. The vector control based on proportional-integral PI controller was applied.

In the fourth part, we present new control techniques to overcome the shortcomings of conventional techniques. The performances of the system are analyzed and compared in terms of reference tracking, robustness, and disturbances rejection.

In the last part, two effective solutions have been proposed to improve the fault ride-through capability for a wind energy conversion system based wound rotor synchronous machine under Grid Fault Conditions.

Keywords

Wind Energy, wound rotor synchronous generator, MPPT, vector control, robust control, Low-Voltage Ride-Through, Tolerable control.



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 meilleurs circonstances.

J'exprime une très grande gratitude à Monsieur BELFEDAL Cheikh directeur de thèse et Monsieur ALLAOUI Tayeb 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.

Je voudrais exprimer toute ma gratitude à Mr. DENAÏ Mouloud, Professeur à l'université de Hertfordshire, Hatfield, United Kingdom et Mr. Seddik BACHA, Professeur à l'université Josef Fourier Grenoble pour leur aides précieuses et surtout pour m'avoir aidé à clarifier et organiser mes idées ainsi que leur disponibilité sans faille.

Je remercie sincèrement Mr. SMAILI Atallah, Professeur à l'université Ibn Khaldoun de Tiaret, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

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:

Mr. BRAHAMI Mostéfa Professeur à l'université de SBA
Mr. HASSAINE Said Maitre de Conférences à l'université de Tiaret
Mr. BOUTOUBAT Mohammed Maitre de Conférences à l'université de Laghouat

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

ABSTRACT	ii
REMERCIEMENT	v
TABLE DES MATIÈRES	vi
LISTE DES FIGURES	x
LISTE DES TABLEAUX	xv
LISTE DES ABRÉVIATIONS	xvii
LISTE DES SYMBOLES	xix
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1 Etat de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne	5
1.1 Introduction	6
1.2 Développement de l'énergie éolienne dans le monde	6
1.3 Développement de l'énergie éolienne dans l'Algérie	8
1.3.1 Gisement éolien en Algérie	8
1.3.2 Carte des vents en Algérie	8
1.3.3 Capacité de production de l'énergie éolienne installée en Algérie	9
1.4 Principaux composants d'un SCEE connecté au réseau	10
1.5 Les configurations commerciales du SCEE	13
1.6 Topologies des systèmes de conversion de puissance présents dans un système de production éolien	17
1.6.1 Le système de conversion bidirectionnelle	18
1.6.1.1 Système à un convertisseur statique (back-to-back) à deux niveaux	18
1.6.1.2 Système à plusieurs convertisseurs (back-to-back) connectés en parallèle	19
1.6.2 Le système de conversion unidirectionnelle	20
1.6.2.1 Système de conversion unidirectionnelle simple	20
1.6.2.2 Système de conversion unidirectionnelle avec un convertisseur boost	21

1.7	Structure choisie dans le cadre de la thèse	22
1.8	Conclusion	23
2	Modélisation de la chaîne de production d'énergie éolienne	24
2.1	Introduction	25
2.2	Modélisation d'une éolienne à vitesse variable	26
2.2.1	Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne	26
2.2.1.1	Modèle de la turbine	26
2.2.1.2	Système de transmission mécanique	29
2.2.1.3	Schéma bloc du modèle de la partie mécanique	30
2.2.2	Modélisation de la partie électrique de l'éolienne	31
2.2.2.1	Modélisation de la génératrice synchrone	31
2.2.2.1.1	Modèle de l'alternateur dans le repère de PARK	33
2.2.2.1.1.1	Application de la transformée de Park aux flux	33
2.2.2.1.1.2	Modèle électrique générique de la génératrice synchrone	34
2.2.3	Expression du couple électromagnétique	37
2.2.4	Simulation numérique du modèle dynamique de la machine synchrone . .	38
2.2.4.1	Interprétations des résultats	38
2.2.4.2	Interface d'électronique de puissance	42
2.2.4.2.1	Représentation vectorielle du convertisseur triphasé	42
2.2.4.2.2	Technique de modulation vectorielle	45
2.2.4.3	Modélisation du bus continu	46
2.2.4.4	Modèle de la liaison au réseau	47
2.3	Conclusion	48
3	Commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une GSRB	49
3.1	Introduction	49
3.2	Architecture du dispositif de commande	50
3.3	Extraction du maximum de la puissance du vent	51
3.3.1	Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation	52
3.3.2	Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation	53
3.3.3	MPPT par la logique floue	55
3.4	Commande du convertisseur côté GSRB	57
3.4.1	Principe de la commande	59
3.4.2	Commande des courants de la GSRB	60
3.4.3	Commande de la vitesse de la GSRB	63
3.5	Commande du convertisseur côté réseau	63
3.5.1	Contrôle des courants transitant dans le filtre RL	64
3.5.2	Contrôle de la tension du bus continu	66
3.6	Résultats de simulation	67
3.6.1	Comparaison des différents MPPT	68
3.6.2	Résultats de simulation du système de conversion éolien	71
3.7	Conclusion	73

4	Application des commandes robustes au système éolien basé sur une GSRB	75
4.1	Introduction	77
4.2	Optimisation des Gains de RST par la Technique PSO	77
4.2.1	Synthèse du régulateur RST	77
4.2.2	Résolution de l'équation de Bézout	78
4.2.3	Formulation du problème de conception de commande RST	80
4.2.4	Optimisation par Essaim de Particules (PSO)	81
4.2.4.1	Origines	81
4.2.4.2	Principe de l'Algorithme PSO	81
4.2.4.3	Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO	82
4.2.4.4	Optimisation des paramètres du régulateur RST par l'algorithme PSO	84
4.2.5	Résultats de simulation et discussion	85
4.2.5.1	Profil du vent en échelons	85
4.2.5.2	Profil du vent aléatoire	88
4.3	Nouvelle approche par mode de glissement	92
4.3.1	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable	92
4.3.2	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	92
4.3.2.1	Choix des surfaces de glissement	93
4.3.2.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	94
4.3.2.3	Détermination de la loi de commande	94
4.3.3	Nouvelle approche de la commande par mode de glissement	98
4.3.4	Application de la commande par mode glissant pour le CCM	99
4.3.4.1	Surface de régulation de la vitesse	99
4.3.4.2	Surfaces de régulation des courants statoriques	100
4.3.4.3	Ajustage des gains de commutation avec les règles de la logique floue	101
4.3.5	Application de la commande par mode glissant pour le CCR	104
4.3.5.1	Surface de régulation du bus continu	104
4.3.5.2	Surfaces de régulation des courants transitant dans le filtre RL	105
4.3.6	Résultats de simulation et discussion	108
4.3.6.1	Profil du vent en échelons	108
4.3.6.2	Profil du vent aléatoire	110
4.4	Nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue	114
4.4.1	Généralités sur la logique floue	114
4.4.1.1	Variables linguistiques et ensembles flous	115
4.4.1.2	Sous-ensembles flous	115
4.4.1.3	Fonction d'appartenance	116
4.4.1.4	Base de règles floues	117
4.4.2	Système d'inférence floue	117
4.4.2.1	Fuzzification	118

4.4.2.2	Inférence floue	118
4.4.2.3	Défuzzification	118
4.4.3	Contrôleurs flous	119
4.4.3.1	Méthode de Mamdani	119
4.4.3.2	Méthode de Takagi-Sugeno	120
4.4.4	Commande par logique floue	120
4.4.4.1	Ensembles flous (fonction d'appartenance)	121
4.4.4.2	Inférence floue	122
4.4.4.3	Defuzzification	124
4.4.5	Commande adaptative par logique floue	124
4.4.5.1	Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur RST par la logique floue	125
4.4.6	Résultats de simulation et discussion	127
4.4.6.1	Profil du vent en échelons	127
4.4.6.2	Application d'un profil de vent aléatoire	128
4.4.7	Etude du robustesse des différentes types de commandes étudiées	135
4.5	Conclusion	137
5	Comportement de l'éolienne à base d'une GSRB face à un creux de tension	138
5.1	Introduction	139
5.2	Exigences du réseau	139
5.2.1	Qualité de l'énergie électrique	139
5.2.1.1	Qualité de la tension	140
5.2.1.1.1	Amplitude	140
5.2.1.1.2	Fréquence	140
5.2.1.1.3	Forme d'onde	140
5.2.1.1.4	Symétrie	141
5.2.1.2	Qualité du courant	141
5.2.2	Tenue aux perturbations	141
5.2.2.1	Creux de tension et coupures brèves	141
5.2.2.2	Surtensions	142
5.2.2.3	Variations et fluctuations de tension	142
5.2.2.4	Variation de la fréquence	143
5.2.2.5	Déséquilibre	144
5.2.2.6	Harmoniques et interharmoniques	144
5.2.3	Description des problèmes induits par l'intégration des éoliennes dans un réseau électrique	145
5.2.3.1	Production aléatoire et très peu prévisible	145
5.2.3.2	Capacité d'accueil	146
5.2.3.3	Déconnexions intempestives	146
5.3	Tenue aux creux de tension	147
5.4	Etat de l'art des méthodes d'amélioration de LVRT	149
5.4.1	Limiter la puissance entrante	149

5.4.2	Stocker l'excédent de puissance entrante	149
5.4.3	Dissiper l'excédent de puissance entrante	149
5.5	L'analyse des stratégies de contrôle proposé à la tenue aux creux de tension . . .	149
5.5.1	Ajout d'un module de dissipation	150
5.5.1.1	Structure	150
5.5.1.2	Système de contrôle	151
5.5.2	Contrôle de la vitesse : réserve + stockage inertiel	152
5.5.2.1	Principe du stockage inertiel	152
5.5.2.2	Système de contrôle	153
5.5.3	Résultats de simulation et discussion	155
5.5.3.1	Ajout d'un module de dissipation	155
5.5.3.2	Contrôle de la vitesse : réserve + stockage inertiel	157
5.6	Conclusion	160
	Conclusion Générale	161
	A Transformations	163
A.1	Système triphasé	163
A.2	Transformation 3/2	163
A.3	Transformation de Concordia	164
A.4	Changement de rotation	165
A.5	Transformation de Park	167
	B Les paramètres du modèle utilisée en MATLAB/SIMULINK	169
	Bibliographie	171

Table des figures

1.1	La capacité globale d'énergie éolienne annuelle cumulée et installée de l'année 2000 à 2015 [source : Global Wind Energy Council (GWEC)].	7
1.2	La capacité d'énergie éolienne installée dans les 10 premiers pays.	7
1.3	Carte annuelle des vents à 10 m du sol pour les 87 points de mesure (m/s) [24].	9
1.4	Photo d'une première éolienne installée en Algérie [25].	9
1.5	La ferme éolienne à Adrar.	10
1.6	La configuration de base d'un SCEE connectés au réseau.	11
1.7	Configurations du générateur électrique et convertisseur de puissance pour les SCEE commerciales.	14
1.8	Résumé des 10 premiers fabricants d'éoliennes et de leur part de marché en décembre 2012. [Source : REN21 and GWEC] (2S/3S = two-/three-stage gearbox, DD = direct-drive).	16
1.9	SCEE connecté avec un convertisseur de source de tension (B2B) à deux niveaux.	18
1.10	SCEE connecté avec plusieurs convertisseurs de source de tension (B2B) à deux niveaux en parallèles.	19
1.11	SCEE avec un redresseur à diodes et onduleur de tension à deux niveaux.	21
1.12	SCEE avec un redresseur à diodes, un convertisseur boost et onduleur de tension à deux niveaux.	21
1.13	SCEE avec un redresseur à diodes, un convertisseur boost à deux canaux et onduleur de tension à deux niveaux.	22
1.14	Schéma global d'un SCEE.	23
2.1	Système de conversion éolienne à base de la GSRB.	25
2.2	Caractéristiques du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différent angle calage β	28
2.3	Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de sa vitesse de rotation (à $\beta = 0$).	28
2.4	Couplage mécanique entre la turbine et le générateur.	29
2.5	Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.	30
2.6	Modèle de la turbine éolienne sous Matlab/Simulink.	30
2.7	Représentation schématique de la génératrice synchrone avec ses amortisseurs.	31

2.8	Vue schématique des différents flux dans la machine dans les axes d et q .	35
2.9	Circuit électrique équivalent de la génératrice synchrone.	36
2.10	Schéma Simulink du modèle du générateur synchrone.	38
2.11	Tensions statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0,8}$.	39
2.12	Courants statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0,8}$.	39
2.13	Courants statoriques dans le repère dq .	40
2.14	Courants des amortisseurs dans le repère dq .	41
2.15	Courants de la roue polaire (excitation).	41
2.16	Couple électromagnétique.	42
2.17	Vitesse de rotation de la machine lors des essais d'impact/délestage de charge.	42
2.18	Schéma d'un convertisseur triphasé.	43
2.19	Vecteurs générés par l'onduleur et les différents secteurs.	44
2.20	Position du vecteur tension de référence V_s^* .	45
2.21	Chronogramme des périodes de conductions dans le secteur 1.	46
2.22	Représentation du bus continu.	47
2.23	Schéma bloc du bus continu.	47
2.24	Schéma bloc du bus continu.	47
3.1	Architecture de commande du système éolien.	50
3.2	Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent.	51
3.3	Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.	53
3.4	Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.	54
3.5	Principe de fonctionnement de MPPT à vitesse de vent constante.	55
3.6	Schéma de principe pour l'optimisation de la puissance par la logique floue.	55
3.7	Les fonctions d'appartenance du régulateur par logique floue.	56
3.8	Principe de fonctionnement de MPPT à vitesse de vent non constante.	57
3.9	Principe de la commande du CCM.	58
3.10	Diagramme vectoriel du flux orienté de la GSRB.	60
3.11	Principe du contrôle des courants statoriques de la GSRB.	62
3.12	Commande du CCM.	62
3.13	Schéma bloc de la régulation de la vitesse.	63
3.14	Principe de la commande du CCR.	64
3.15	Principe du contrôle des courants circulant dans le filtre RL.	65
3.16	Boucle de régulation de la tension du bus continu.	67
3.17	Commande du CCR.	67
3.18	Résultats de l'MPPT par commande en vitesse.	69
3.19	Résultats de simulation des algorithmes MPPT.	70
3.20	Vitesse de vent.	71
3.21	Vitesse de la GSRB.	71
3.22	Couple électromagnétique.	72
3.23	Courant quadratique de stator.	72

3.24	Courant direct de stator.	72
3.25	La tension du bus continu et zoom.	73
3.26	Les puissances active et réactive du réseau.	73
4.1	Schéma bloc de commande de courant du GSRB avec un régulateur RST.	78
4.2	Schéma vectoriel du déplacement d'une particule.	83
4.3	Schéma de principe du contrôleur RST proposé avec l'algorithme PSO.	84
4.4	Vitesse de vent en échelons.	85
4.5	Coefficient de puissance.	87
4.6	Vitesse du générateur	87
4.7	Couple électromagnétique. (a) RST, (b) RST-PSO	87
4.8	Courant quadratique de stator.	88
4.9	Courants statoriques triphasés. (a) RST, (b) RST-PSO	88
4.10	Courant direct de stator.	88
4.11	Vitesse de vent aléatoire	89
4.12	Les performances du système par le contrôleur RST selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance; (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.	90
4.13	Les performances du système par le contrôleur RST optimisé par l'algorithme PSO selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance; (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.	91
4.14	Modes de fonctionnement dans le plan de phase.	93
4.15	Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien).	96
4.16	Phénomène de broutement.	96
4.17	(a) Exemple de fonction <i>Sat</i> à un seul seuil, (b) Exemple de fonction <i>Sat</i> à deux seuils.	97
4.18	Fonction de classe C^1 ($\zeta \succ 0$ et petit).	98
4.19	la variation des couches limitent en fonction des paramètres λ, ρ	99
4.20	Fonctions d'appartenance pour $S(\Omega_{mec})$	102
4.21	Fonctions d'appartenance pour $S(i_{dqs})$	102
4.22	Fonctions d'appartenance pour $u(\Omega_{mec})$	102
4.23	Fonctions d'appartenance pour $u(i_{dqs})$	103
4.24	Schéma bloc de commande du CCM par le CMG proposé.	103
4.25	Représentation schématique du bloc de la nouvelle approche de la commande par mode de glissement.	104
4.26	Fonctions d'appartenance pour $S(i_{tdq})$	106
4.27	Fonctions d'appartenance pour $u(i_{tdq})$	106
4.28	Schéma bloc de commande du CCR par le CMG proposé.	107

4.29	Vitesse de vent en échelons.	108
4.30	Coefficient de puissance. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé	109
4.31	Vitesse du générateur. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé	109
4.32	Couple électromagnétique de GSRB. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé	110
4.33	Courant d'axes $d - q$ de stator. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé . . .	110
4.34	Courants statoriques triphasés. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé . . .	110
4.35	Vitesse de vent aléatoire.	111
4.36	Les performances du CCM les deux contrôleurs. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.	112
4.37	Les performances du CCR pour les deux contrôleurs. (a) Tension du bus continu, (b) Puissances active et réactive coté réseau, (c) Courants triphasés coté réseau, (d) Tension et courant coté réseau de la phase a.	113
4.38	Partition floue de la variable linguistique "Température".	115
4.39	Partition floue de la variable linguistique "Température".	117
4.40	Structure interne d'un système d'inférence floue.	118
4.41	Schéma synoptique d'un régulateur flou des courants d'axes dq	121
4.42	Fonctions d'appartenance pour l'erreur, la variation d'erreur et la commande. . .	122
4.43	Méthodes de définition des règles floues.	123
4.44	Principe d'adaptation du RST par la logique floue.	125
4.45	Fonction d'appartenance de e , ce	126
4.46	Fonction d'appartenance de ΔS_1 , ΔR_1 , ΔT_0	126
4.47	Les performances du CCM selon un profil du vent en échelons. (a) vitesse de vent, (b) le coefficient de puissance, (c) la vitesse du générateur, (d) le couple électromagnétique de GSRB, (e) le courant quadratique de stator, (f) le courant direct de stator.	128
4.48	Vitesse de vent.	129
4.49	Les performances du système par le contrôleur RST selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.	130
4.50	Les performances du système par le contrôleur flou selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.	132
4.51	Les performances du système par le contrôleur RST-flou adaptatif selon une vitesse du vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.	133

4.52	Les performances du CCR par le contrôleur RST-flou adaptatif. (a) Tension du bus continu (V), (b) Puissances active et réactive côté réseau (W, Var), (c) courants injectés au réseau (A), (d) Tension et courant côté réseau sur 0.16s (A, V).	134
4.53	Test de robustesse pour les trois régulateurs avec une augmentation de L_q de 50%.	136
4.54	Test de robustesse pour les trois régulateurs avec une diminution de m_{sf} de 10%.	137
5.1	Creux et coupures de tension.	142
5.2	Surtension.	142
5.3	Fluctuations de tension.	143
5.4	Variation de fréquence.	143
5.5	Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.	144
5.6	Harmoniques.	145
5.7	Gabarits de creux de tension européen.	147
5.8	Fourniture de réactif en cas de creux de tension (code réseau Allemand (EO-Netz)).	148
5.9	Configuration d'un SCEE basé sur une GSRB avec circuit de limitation de tension du bus continu.	150
5.10	Schéma bloc de commande du CCR pour la première solution proposé	151
5.11	Schéma fonctionnel de la commande du hacheur.	152
5.12	Déplacement du point de fonctionnement pour le stockage inertiel.	153
5.13	Commande du CCM pour le stockage inertiel.	154
5.14	Commande du CCR pour le stockage inertiel.	155
5.15	Tension du réseau.	155
5.16	La vitesse de la génératrice.	155
5.17	Courants statoriques de l'axes $d - q$	156
5.18	Couple électromagnétique	156
5.19	La tension de bus continue.	156
5.20	Puissance active et réactive du CCR.	156
5.21	- Les courants d'axes $d - q$ du CCR.	156
5.22	La puissance active dissipé dans la résistance de dissipation.	156
5.23	Simulation de la réponse dynamique du côté générateur lors de creux de tension avec la commande proposée (réserve + stockage inertiel).	159
5.24	Simulation de la réponse dynamique du côté réseau lors de creux de tension avec la commande proposée (réserve + stockage inertiel).	159
A.1	Système triphasé.	163
A.2	Repères abc et $\alpha\beta$	164
A.3	Changement de repère $\alpha\beta$ en dq	166
A.4	Changement de repère $\alpha\beta$ en dq	167

Liste des tableaux

1.1	Avantages and Inconvénients des aérogénérateurs [source : J. A. Baroudi et. al. (2007)]	12
1.2	Résumé des quatre types de configurations de système d'énergie éolienne	17
3.1	les règles floues de MPPT	57
4.1	Paramètres de l'algorithme PSO	85
4.2	Comparaison des performances entre les deux contrôleurs : RST classique et RST optimisé avec PSO.	86
4.3	les règles floues de contrôle de vitesse	101
4.4	les règles floues de commande des courants	102
4.5	Matrice d'inférence du régulateur flou.	124
4.6	Matrice d'inférence du régulateur RST-flou adaptatif	127
5.1	Résumé des codes de réseau nationaux et différents profils LVRT	148
B.1	Paramètres de la turbine.	169
B.2	Paramètres du générateur synchrone à rotor bobiné.	169
B.3	Paramètres du transformateur et de la source.	170

Liste des Abréviations

AC/DC/AC	A lternatif/ C ontinu/ A lternatif/
BC	B oost C onverter
BTB	B ack-to- B ack C onected
CCM	C onvertisseur C ôté M achine
CCR	C onvertisseur C ôté R éseau
CMG	C ontrôleur par M ode G lissant
DTC	D irect T orque C ontrol
FOC	F ield O riented C ontrol (Commande à flux orienté)
FRT	F ault R ide- T hrough
GACE	G énérateur A synchrone à C age E d'écureuil
GADA	G énérateur A synchrone à D ouble A limentation
GARB	G énérateur A synchrone à R otor B obiné
GSAP	G énérateur S ynchrone à A imants P ermanents
GSRB	G énérateur S ynchrone à R otor B obiné
IAE	I ntegration A bsolute E rror
IGBT	I nsulated G ate B ipolar T ransistor
ISE	I ntegrated of S quared E rror
ITAE	I ntegral T ime A bsolute E rror
LVRT	L ow V oltage R ide- T hrough
MCC	M achine à C ourant C ontinu
MG	M ode G lissant
MLI	M odulation par L argeur d'Impulsion
MPP	M aximum P ower P oint
MPPT	M aximum P ower P oint T racking
MS	M achine S ynchrone
PI	P roportional- I ntegral
PLL	P hase- L ocked L oop
PSO	P article S warm O ptimization
PWM	P ulse W idth M odulation
RLF	R égulateur par L ogique F loue
SCEE	S ystème de C onversion d' E nergie E olienne
SMC	S liding M ode C ontrol
SVM	S pace V ector M odulation
TACT	T enue A ux C reux de T ension
THD	T otal H armonic D istortion

Liste des Symboles

$a = e^{j2\pi/3}$	Opérateur de rotation à 120°	
C	Capacité du condensateur du bus continu	F
c_1, c_2	Coefficients d'accélération pour PSO	
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_{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	
C_{visq}	Couple des frottements visqueux	
e	Erreur	
$e(x)$	Ecart de la variable x	
f	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 totale	
f_g	Coefficient de frottements visqueux de la GSRB	
f_t	Coefficient de frottements visqueux de la turbine	
G	Gain du multiplicateur	
G_c	Gain des convertisseurs	
G_{best}	Meilleure position atteinte par toutes les particules	
T_f et T_c	Horizons de filtrage et de commande du régulateur RST	
P_f et P_c	Pôles de filtrage et de commande du régulateur RST	
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Composantes de courant statorique dans le repère (α, β)	A
i_{sd}, i_{sq}	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_{cm}	Courant continu modulé par le convertisseur côté machine	A
i_{cr}	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	$Kg.m^2$
J_t	Moment d'inertie de la turbine	$Kg.m^2$
K_i	Gain intégral	
K_p	Gain proportionnel	
K_c	Gain positif	
p	Nombre de paires de pôles	
P_m	Puissance mécanique captée par la turbine	W
P_e	Puissance électrique produite par l'aérogénérateur	W

P_s, Q_s	Puissances active et réactive statoriques	W, VAr
P_g, Q_g	Puissances échangées entre l'aérogénérateur et le réseau	W, VAr
P_c	Puissance active dans le condensateur du bus continu	W
P_{ibest}	Vecteur de meilleure position des particules	
R	Rayon des pales	
R_f	Résistance du filtre	Ω
r_f	Résistance rotorique de la GSRB	Ω
r_s	Résistance statorique de la GSRB	Ω
r_1, r_2	Nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0, 1]$	
S	Surface circulaire balayée par la turbine	m^2
s	Opérateur de Laplace	
S_a, S_b, S_c	États des interrupteurs haut des trois bras de l'onduleur	
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	
T_p	Période de la porteuse	
t	Temps	s
t_r	Temps de réponse	s
${}^t r_{exposant}$	Transposé d'une matrice	
U	Commande globale	
$[U]$	Vecteur de commande	
U_{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte)	
U_n	Commande non linéaire (stabilisante)	
$[v_s], [v_r]$	Vecteurs tensions stator et rotor définis dans le repère de Park	V
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Composantes de la tension statorique dans le repère (α, β)	V
v_{sd}, v_{sq}	Composantes de la tension statorique dans le repère (d, q)	V
v_f	Composantes de la tension d'excitation	V
$v_{g\alpha}, v_{g\beta}$	Composantes de la tension réseau dans le repère fixe (α, β)	V
v_{gd}, v_{gq}	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_w	Vitesse du vent équivalente	m/s
V_{res}	Tension réseau au point de raccordement	V
v_g	Tension efficace simple du réseau	V
v_{dc}	Tension au bornes du condensateur du bus continu	V
V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}	Tensions de sortie de l'onduleur rapportées au point milieu	V
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions de sortie de l'onduleur rapportées au point neutre	V
V_{w_max}	Vitesse du vent maximale	
V_{wn}	Vitesse du vent nominale	
V_{ws}	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	Rapport de vitesse de la turbine	
λ_{opt}	Valeur du rapport de vitesse pour laquelle C_p est maximal	
$[\phi_s], [\phi_r]$	Vecteurs tensions stator et rotor définis dans le repère de Park	

ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Composantes du flux statorique dans le repère (d, q)	<i>wb</i>
ϕ_f	Composantes du flux rotorique dans le repère (d, q)	<i>wb</i>
ϕ_D, ϕ_Q	Flux totaux induits dans les amortisseurs de l'axe polaire et de l'axe interpolaire	<i>wb</i>
ω_e	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques	<i>wb</i>
ω_n	Pulsation propre d'un système de deuxième ordre	<i>wb</i>
ω_g	Pulsation des tensions du réseau	<i>wb</i>
ρ	Densité de l'air	
θ_e	L'angle électrique du champ du stator par rapport au rotor	[⁰]
ξ	Coefficient d'amortissement d'un système de deuxième ordre	
* <i>exposant</i>	Grandeur de référence	

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Due de l'épuisement des combustibles fossiles et les préoccupations environnementales sur le réchauffement climatique, les énergies renouvelables ont émergé comme un nouveau paradigme et leur exploitation n'engendre pas ou peu de déchets d'émissions polluantes pour répondre aux besoins énergétiques de notre société.

Au cours des dernières années, la production d'électricité à partir de l'énergie hydraulique, solaire, éolienne, géothermique, marémotrice, houlomotrice et biomasse a fait l'objet d'une attention croissante [1, 2]. En 2012, la production d'électricité à partir de sources d'énergies renouvelables dans le monde a dépassé 1.470 GigaWatt (GW) représentant environ 19% de la consommation mondiale d'énergie [3-5]. Parmi toutes les sources d'énergie renouvelables, l'énergie éolienne apparaît actuellement en bonne place comme énergie d'appoint complémentaire à l'énergie fossile et nucléaire puisque l'énergie potentielle des masses d'air en mouvement représente, au niveau mondial, un gisement considérable.

Une grande partie du parc éolien actuel est constitué de systèmes raccordés au réseau électrique. Jusqu'à présent, il existe deux catégories d'éoliennes : les éoliennes à vitesse fixe directement couplées au réseau par le stator et les éoliennes à vitesse variable connectées à travers des convertisseurs d'électronique de puissance. La deuxième catégorie permet d'augmenter le rendement énergétique, de diminuer les charges mécaniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique produite, par rapport aux éoliennes à vitesse fixe [6].

Dans le cadre de notre thèse, nous avons donc choisi de contribuer à l'étude éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice électrique de type machine synchrone à rotor bobiné (MSRB).

Pour fonctionner, cette conversion a besoin des algorithmes de commande permettant au système d'avoir une bonne gestion. Il faut donc mettre des lois de commande pour piloter l'énergie entre les différents éléments de ce système.

Un système de commande de haute performance demande en général une bonne réponse en régulation et en poursuite, qui doit être insensible (sinon peu sensible) aux variations des conditions d'opération et des paramètres du procédé. Au cours des dernières décennies, plusieurs méthodes de commande avancées ont été développées pour commander les processus de génération de l'énergie électrique. Cependant, les performances du système de commande n'ont pas toujours été assurées à cause de la complexité des algorithmes de commande et des caractéristiques non-

linéaires des systèmes à commander. Les techniques de commande classique de type PI, PID ou RST couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse des gains des régulateurs. Au cours du temps, ces applications sont devenues moins efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine. Cela peut influencer le fonctionnement du processus et peut entraîner une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres et des dépassements importants lors des régimes transitoires [7].

Trouver le remplaçant de ces techniques classiques est le souci constant de plusieurs chercheurs car cela implique un compromis entre la robustesse d'un côté et le coût d'un autre côté. La commande intelligente est un vocabulaire qui est apparu ces dernières décennies et occupe un large domaine de recherche moderne. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain [8]. La logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques sont les grandes familles qui constituent l'intelligence artificielle.

L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative classique est aussi une solution forte et intéressante pour assurer une régulation optimale qui répond aux exigences de l'utilisateur. Même dans un environnement difficile et variable, il est nécessaire de développer un mécanisme d'adaptation des gains du RST permettant d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation [9].

Le travail présenté, dans cette thèse concerne l'application de quelques stratégies de commandes robustes à un système de conversion de l'énergie éolienne équipé d'une machine MSRB et qui sont citées ci-dessous.

Depuis plus tôt, les cahiers des charges et les standards nationaux quant à l'énergie éolienne, n'obligeaient pas les éoliennes à rester connectées durant une perturbation de la tension normalement imposée par le réseau. Le plan de protection était fait de telle sorte qu'en cas de défaut le parc serait déconnecté du réseau puis arrêté. Ceci impliquait pour l'opérateur de réseau de faire face à une absence de production de l'ordre de quelques minutes, le temps de redémarrer puis de reconnecter les éoliennes. Cependant, avec le développement de l'énergie éolienne, les interactions entre les éoliennes et le réseau électrique doivent être prises en compte.

La conception des systèmes éoliens est aujourd'hui de nouveau étudié afin d'y inclure cette nouvelle contrainte. Une attention toute particulière a été requise sur le maintien de la production en régime perturbé (Fault ride-through capability) et l'assistance à la production " grid support capability ". Le maintien de la production en régime perturbé est possible par la conception et le dimensionnement de contrôleurs capables de maintenir la connexion au réseau et cela en présence de défauts des réseaux. La production électrique peut aider et soutenir le réseau en apportant des services complémentaires, notamment par la production d'énergie réactive afin d'améliorer la stabilité du réseau durant des régimes transitoires après défauts. C'est pour cela que de nombreux

chercheurs ont introduit le concept de stratégie et leur amélioration " LVRT " (Low Voltage Ride Through) de la MADA et de la MS durant des défauts du réseau. Cette stratégie " LVRT " peut être divisée en deux classes : une méthode active par l'amélioration de la stratégie de commande et l'autre passive par l'ajout des protections matérielles [10-12].

Les objectifs principaux de cette thèse sont divisés en deux parties : d'une part étudier la technique de commande robuste susceptible d'optimiser la production d'une éolienne, en particulier celle utilisant un générateur synchrone à rotor bobiné (GSRB), et d'autre part assurer la continuité de service en cas de défaillance du réseau. Le but étant d'assurer la sûreté de fonctionnement du système éolien et l'efficacité de la conversion électromécanique. Pour ce faire, la thèse est organisée en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur les systèmes éoliens et ses éléments constitutants, suivi 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.

Le deuxième chapitre consiste en la modélisation séparée des éléments de la chaîne de conversion (la partie mécanique, la GSRB et les convertisseurs électroniques). Des résultats de simulation sont obtenus. Cette simulation est importante, car elle permet de tester les parties du modèle indépendamment afin de comprendre le comportement de ses éléments.

Le troisième chapitre, est consacré à la commande d'un aérogénérateur connecté au réseau électrique basé sur la GSRB où les différents éléments de ce système sont représentés en schémas blocs et ses équivalents sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans ce chapitre, deux stratégies de commande différentes ont été présentées. La stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking) introduit dans le modèle de la turbine et cela repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne et de son injection dans le réseau. La commande vectorielle à base de régulateurs proportionnel-intégral PI a été appliquée à la génératrice synchrone à rotor bobiné, aux courants statoriques, et d'autre part aux courants transitant le filtre du côté réseau.

Dans le quatrième chapitre, nous avons élaboré et appliqué des nouvelles techniques de commande, pour remplacer les techniques classiques appliquées dans le système éolien choisi. Il est réparti en trois sections. Dans la première, nous avons exposé, brièvement, la technique d'essaim de particules (PSO). Ensuite, l'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains du régulateur RST au lieu du régulateur PI, afin d'avoir une commande robuste. La deuxième partie est consacrée à l'application d'une nouvelle approche de la commande par mode de glissement contre le phénomène de broutement. Pour cela, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons abordé ensuite la conception de l'algorithme de commande avec des différentes étapes. La troisième partie présente un nouveau contrôleur hybride. Cette approche associant le régulateur RST et le superviseur composé de règles floues. Ce type de commande, dite adaptative, permet donc d'exploiter les avantages présentés par des contrôleurs RST est 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. Une étude comparative entre les résultats de simulations issus de ces différents types de commandes en termes de poursuite de la trajectoire des références et la robustesse est réalisée.

Le cinquième chapitre propose deux solutions efficaces pour améliorer la Tenue Aux Creux de Tension pour un Système de Conversion d'Énergie Éolienne à base de la Machine Synchronique à Rotor Bobiné dans des conditions de défauts du réseau. Avec ces méthodologies spécifiques, le système peut rester connecté au réseau en cas de défaillances dans ce dernier. En outre, le maintien de la production lors de défaillance de la GSRB peut être grandement amélioré en fournissant des auxiliaires pour la production de puissance réactive durant les creux de tension de longue durée. Un ajout d'un module de dissipation au bus continu, une stratégie de contrôle par hystérésis améliorée, a été proposée pour cela afin de réduire le temps. Et l'autre active, qui modifie le schéma de contrôle de la structure, stocke l'énergie excédentaire sous forme d'énergie cinétique dans la turbine. Ensuite l'analyse des résultats de simulation est présentée pour montrer l'efficacité des deux méthodes de commande.

Enfin, nous clôturerons ce travail par une conclusion générale résumant les principales conclusions ainsi que les perspectives qui pourront y faire suite. Les données ayant permis de réaliser les études seront également regroupées dans les annexes de ce mémoire.

Chapitre 1

Etat de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Développement de l'énergie éolienne dans le monde	6
1.3	Développement de l'énergie éolienne dans l'Algérie	8
1.3.1	Gisement éolien en Algérie	8
1.3.2	Carte des vents en Algérie	8
1.3.3	Capacité de production de l'énergie éolienne installée en Algérie	9
1.4	Principaux composants d'un SCEE connecté au réseau	10
1.5	Les configurations commerciales du SCEE	13
1.6	Topologies des systèmes de conversion de puissance présents dans un système de production éolien	17
1.6.1	Le système de conversion bidirectionnelle	18
1.6.1.1	Système à un convertisseur statique (back-to-back) à deux niveaux	18
1.6.1.2	Système à plusieurs convertisseurs (back-to-back) connectés en parallèle	19
1.6.2	Le système de conversion unidirectionnelle	20
1.6.2.1	Système de conversion unidirectionnelle simple	20
1.6.2.2	Système de conversion unidirectionnelle avec un convertisseur boost	21
1.7	Structure choisie dans le cadre de la thèse	22
1.8	Conclusion	23

1.1 Introduction

L'énergie éolienne a été utilisée pendant au moins 3000 ans. Jusqu'au début du XXème siècle elle a été exploitée pour fournir de l'énergie mécanique : pour la propulsion des navires, pour les moulins (à céréales, olives ...) et aussi pour le pompage. C'est avec la crise pétrolière des années 70, que l'intérêt à la puissance éolienne a réapparu. En revanche, cet intérêt est orienté vers l'exploitation de l'énergie éolienne pour avoir de l'électricité au lieu de l'énergie mécanique. De cette façon, il est devenu possible de fournir une source d'énergie fiable et cohérente en employant d'autres technologies énergétiques par l'intermédiaire du réseau électrique [13].

Aujourd'hui, les études portent sur l'amélioration de l'aérogénérateur ainsi que sur la chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique exploitable par le réseau. Ces améliorations conduisent à abaisser le coût de l'énergie éolienne, et les rend compétitifs dans l'industrie de production d'électricité.

Ce chapitre donne un survol sur des systèmes de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) et leurs technologies associées. Il débute de fournir un contexte sur plusieurs aspects liés à ces excitantes technologies tels que la capacité installée, le taux de croissance. Ensuite, les configurations et les différentes associations machines électriques-convertisseurs statiques, utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées. Les détails des systèmes de contrôle sont analysés en profondeur dans les chapitres suivants.

1.2 Développement de l'énergie éolienne dans le monde

Le développement à grande échelle de l'énergie éolienne a tout d'abord commence en Europe à la fin des années 90. Son expansion se poursuit toujours à l'heure actuelle, en Europe, mais aussi à travers le monde, notamment en Amérique du Nord avec les Etats-Unis et en Asie avec la Chine et l'Inde [14].

La capacité d'énergie éolienne annuelle cumulée et installée dans le monde est représentée sur la Fig. 1.1 [4]. Cette capacité a augmenté de façon exponentielle à partir de 17400 MW en 2000 à 432.419 GW en 2015. Il a été prévu sur une échelle modérée que la capacité éolienne cumulée atteindrait 760 GW en 2020 [3]. La capacité des nouvelles éoliennes installée est environ 63.013 GW en 2015, ce qui représente des investissements d'environ 56 EUR milliards [4]. Total des nouvelles installations mondiales à la fin de l'année 2014 a été 369,6 GW, soit plus de 16% de croissance du marché cumulée, ce qui est inférieur au taux de croissance moyen au cours des 10 dernières années (2005-2014) de près de 23%. Les progrès technologiques en termes de conception de turbine éolienne, générateur et des convertisseurs de puissances sont certains des principales raisons derrière cet impressionnant de taux de croissance.

Les 10 premiers pays selon la capacité d'énergie éolienne annuelle et cumulée installée sont présentés dans la Fig. 1.2 [3, 4]. Le marché chinois a maintenu sa haute position d'où dans la

puissance éolienne mondiale et cumulée installée en doublant sa capacité de 62 GW en 2011 à 114,6 GW d'ici la fin de 2014.

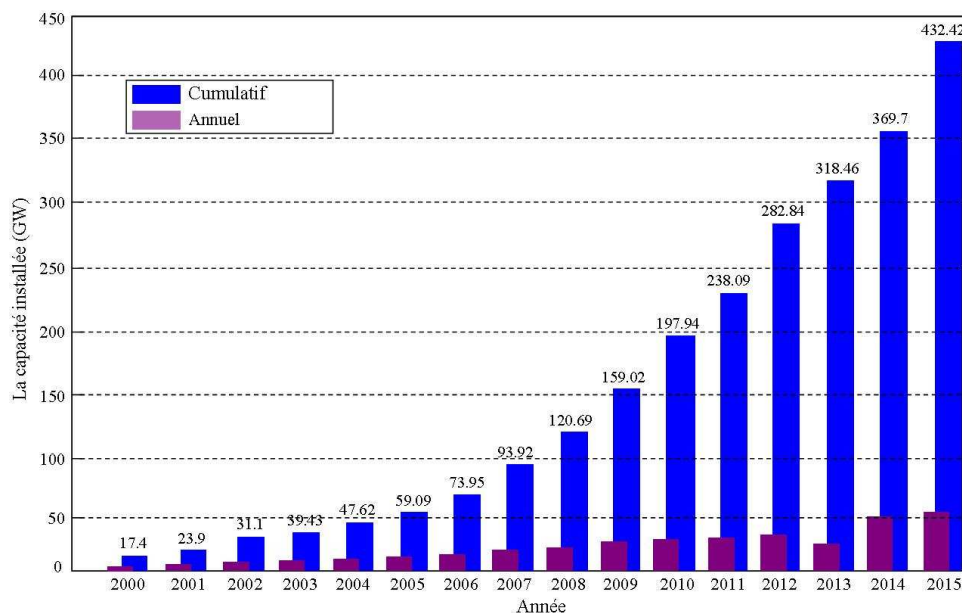


FIGURE 1.1 – La capacité globale d'énergie éolienne annuelle cumulée et installée de l'année 2000 à 2015 [source : Global Wind Energy Council (GWEC)].

Environ 24 pays ont plus de 1 GW de la capacité d'énergie éolienne cumulée installée, dont 16 en Europe, 4 dans la zone Asie-Pacifique (Chine, Inde, Japon, Australie), 3 en Amérique du Nord (Canada, Mexique, Etats-Unis) et 1 en Amérique latine (Brésil) [4]. Certains pays ont la plus forte pénétration par l'énergie éolienne. Par exemple, au Danemark plus de 30% de la consommation d'électricité est couverté par l'énergie éolienne [15].

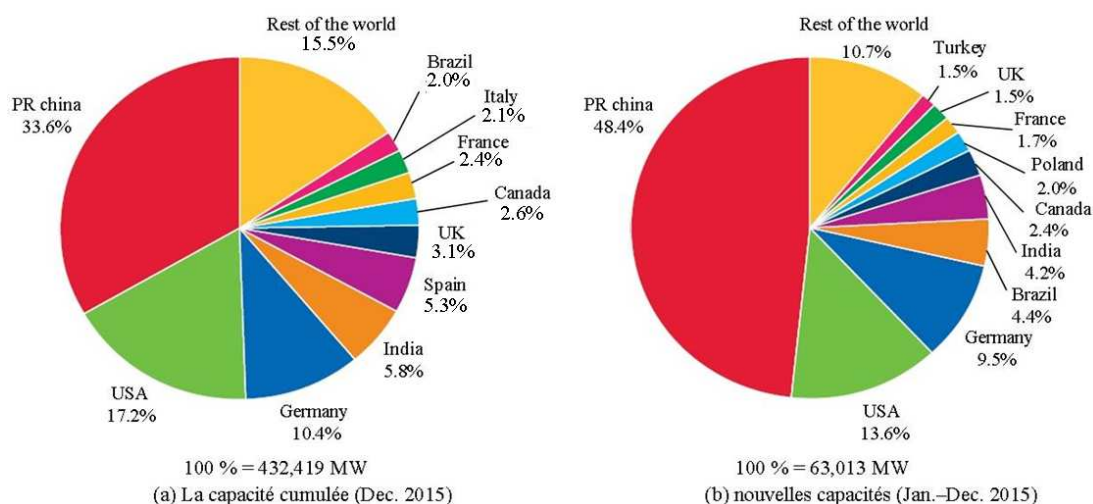


FIGURE 1.2 – La capacité d'énergie éolienne installée dans les 10 premiers pays.

1.3 Développement de l'énergie éolienne dans l'Algérie

1.3.1 Gisement éolien en Algérie

Selon quelques évaluations, plus de cinq millions d'algériens ne sont pas raccordés au réseau d'électricité, alors que beaucoup de communautés rurales ont besoin d'eau potable et d'eau pour irrigation. Ces besoins ruraux représentent un marché potentiel pour des technologies d'énergie renouvelable.

L'Algérie s'engage avec détermination sur la voie des énergies renouvelables afin d'apporter des solutions globales et durables aux défis environnementaux et aux problématiques de préservation des ressources énergétiques d'origine fossile. Ce choix stratégique est motivé par l'immense potentiel en énergie solaire. Cette énergie constitue l'axe majeur du programme qui consacre au solaire thermique et au solaire photovoltaïque une part essentielle. Le solaire devrait atteindre d'ici 2030 plus de 37% de la production nationale d'électricité. Malgré un potentiel assez faible, le programme n'exclut pas l'éolien qui constitue le second axe de développement et dont la part devrait avoisiner les 3% de la production d'électricité en 2030 [16].

Actuellement, l'intérêt sur l'énergie éolienne en Algérie a connu une certaine croissance et de nombreuses études ont été réalisées sur le potentiel éolien depuis 1984 avec les travaux de *Saïd* et al [17]. Suivis par les travaux de *Bensaâd*, 1985, [18], *Hammouche*, 1990 [19], *Kasbadji Merzouk*, 2000 et 2006, [20, 21], *Youcef Ettoumi*, 2002 [22], et *Chellali*, 2011 [23].

1.3.2 Carte des vents en Algérie

L'estimation de l'énergie éolienne disponible dans une région donnée reste l'une des étapes les plus importantes avant une éventuelle implantation d'un parc éolien. Pour cela, il faut d'abord quantifier le gisement énergétique disponible par l'établissement de l'atlas éolien de la région. On peut citer quelques travaux effectués pour tracer l'Atlas du vent en Algérie. En 2000, la carte des vents a été tracée par Kasbadji-Merzouk [20] en utilisant les données répertoriées en 1990 par *Hammouch* [19]. La carte a été réajustée par le même auteur en 2006 avec laquelle *Kasbadji-Merzouk* a présenté sa thèse de doctorat [21]. En 2011, *Chellali* et al [22] ont contribué à l'actualisation de la carte des vents en utilisant 37 points de mesure à travers le pays [24].

Le travail le plus récent pour l'établissement des cartes des vents (Atlas des vents) en Algérie est celui de S. Boudia dans sa thèse de doctorat en 2013 [24], où il a introduit des vitesses moyennes annuelles données de 24 stations météorologiques situées près des frontières Algériennes. La période de mesure s'est effectuée durant la dernière décennie à 10 m du sol. La carte des vents de l'Algérie, estimée à 10 m du sol est présentée dans la Fig. 1.3.

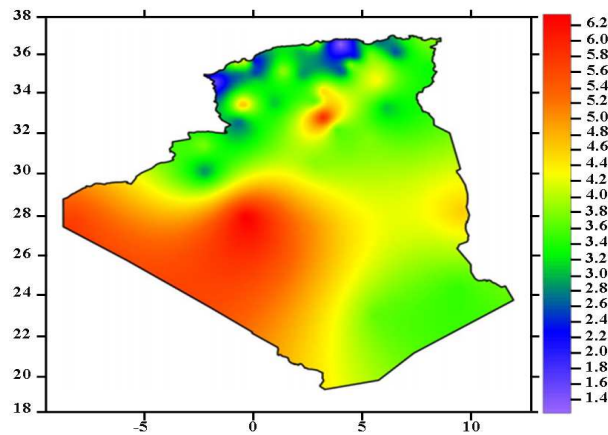


FIGURE 1.3 – Carte annuelle des vents à 10 m du sol pour les 87 points de mesure (m/s) [24].

Selon la cartographie représentée sur la Fig. 1.3, le gisement éolien en Algérie est très diversifié. Il varie d'une zone à une autre, mais on peut dire que le meilleur potentiel d'énergie éolienne est dans le sud du pays et particulièrement dans la région du sud-ouest où la vitesse du vent est plus grande que 6 m/s.

1.3.3 Capacité de production de l'énergie éolienne installée en Algérie

La première éolienne qui a été installée en Algérie revient à la période de la colonisation française, en 1953 par "le Service de la Colonisation et de l'Hydraulique" relevant des militaires, qui contrôlaient les territoires du sud algérien. Actuellement, elle existe à l'intérieur de la station de l'Institut National de Recherche Agronomique (INRA) d'Adrar. Constitué d'un mat de 24 m surmonté d'une hélice à trois pales d'un diamètre de 15 m.



FIGURE 1.4 – Photo d'une première éolienne installée en Algérie [25].

Jusqu'à maintenant, la puissance extraite à partir des énergies renouvelables installée en Algérie est insignifiante, au moins par rapport à ses voisins (le Maroc et la Tunisie). L'énergie constitue l'axe majeur du programme qui consacre au solaire thermique et au solaire photovoltaïque une part essentielle. Le programme est lancé à la fin de l'année 2011 et supposé générer 22 GW en 2030.

Malgré un potentiel assez faible, le programme n'exclut pas l'éolien qui constitue le second axe de développement et dont la part devrait avoisiner les 3% (1,7 GW) de la production d'électricité en 2030.

Il est clair donc que l'énergie éolienne constitue un second axe de développement des énergies renouvelables en Algérie, (après le solaire). Dans ce cadre, la wilaya d'Adrar a bénéficié, à la faveur d'un partenariat algéro-français, d'un projet de ferme de 12 éoliennes de 850 kW chacune, localisée dans la zone de Kabertene (80 km au nord d'Adrar). Les éoliennes fournies par l'Espagnol Gamesa délivrent leurs 10 MW de puissance à la vitesse de 8 m/s du vent. Ces éoliennes sont connectées au réseau de transport. Par ailleurs, des études seront menées pour identifier les emplacements favorables afin de réaliser d'autres projets sur la période 2016-2020. À cet effet, ce programme consiste en l'acquisition de 10 stations de mesure météorologique.



FIGURE 1.5 – La ferme éolienne à Adrar.

Globalement, l'objectif de la première phase de programme est de parvenir à un taux d'intégration de 50%. Ce taux devrait être supérieur à 80% sur la période 2021-2030, grâce à l'extension des capacités de fabrication des mâts et des rotors d'éoliennes et le développement d'un réseau de sous-traitance nationale pour la fabrication des équipements de la nacelle [26].

1.4 Principaux composants d'un SCEE connecté au réseau

La configuration de base du système éolien connecté au réseau est représentée sur la Fig. 1.6 et composée de plusieurs composants qui font la conversion de l'énergie cinétique du vent en

énergie électrique, contrôlée de manière fiable et efficace. Les principaux composants d'un SCEE peuvent être classés comme mécanique et électrique. Les composants mécaniques comprennent tour, nacelle, pales de rotor, le moyeu de rotor, boîte de vitesses, les lecteurs de pas (pitch drives en anglais), les lecteurs de lacet (yaw drives en anglais), des capteurs de vitesse de vent, drive-train et freins mécaniques. Les composants électriques comprennent générateur électrique, convertisseurs d'électronique de puissance, filtre d'harmoniques côté générateur, filtre d'harmoniques du côté réseau, transformateur élévateur et réseau triphasé. Les parties les plus visibles dans les grandes éoliennes sont la tour, la nacelle et des pales de rotor, et le reste des composants sont logés à l'intérieur de l'éolienne.

L'énergie cinétique de vent est d'abord convertie en énergie mécanique à l'aide des pales de rotor. La tour, la nacelle et le moyeu de rotor fournissent un support mécanique aux pales de rotor. L'efficacité de la conversion cinétique à la mécanique dépend de nombreux facteurs tels que la forme des pales de rotor, l'angle des pales, la vitesse du vent, densité de l'air, etc.

La vitesse et la direction du vent sont mesurées à l'aide des capteurs, et un mécanisme à lacet est prévu pour déplacer les pales du rotor avec nacelle vers le vent pour extraire le maximum d'énergie possible. Lorsque la vitesse du vent est supérieure à la valeur nominale, les lecteurs de pas (pitch drives) sont utilisés pour modifier l'angle de pales de telle sorte que la puissance électrique est limitée à la valeur nominale [27, 28].

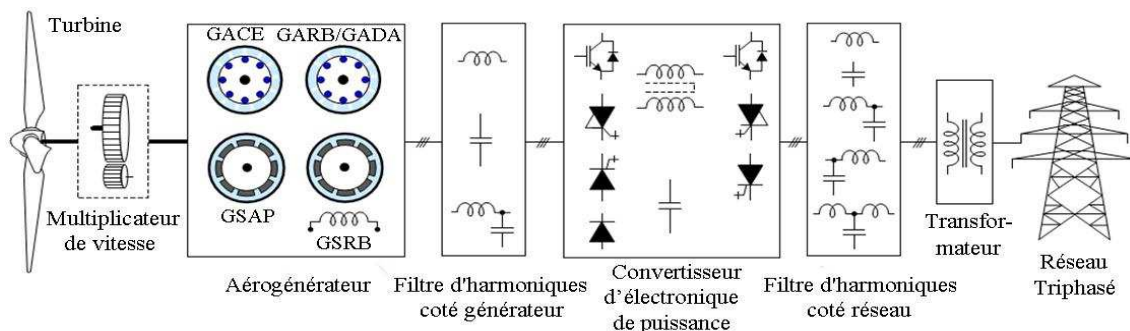


FIGURE 1.6 – La configuration de base d'un SCEE connectés au réseau.

Un générateur électrique est utilisé pour convertir l'énergie mécanique de rotation du rotor en énergie électrique. De nombreux générateurs éoliens différents tels que la génératrice asynchrone à cage d'écureuil (GACE), génératrice asynchrone à rotor bobiné (GARB), génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) et génératrice synchrone à rotor bobiné (GSRB) ont été développés au cours des 30 dernières années. Les principales caractéristiques et les inconvénients de chacun de ces générateurs sont résumés dans le Tableau 1.1.

La tension de sortie du générateur et le changement de fréquence dépendent de la vitesse du vent. Le générateur peut être couplé directement au réseau ou bien il peut être relié par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance. Comme on le décrit à la section 1.5, différentes

combinaisons de générateurs électriques et des convertisseurs d'électronique de puissance peuvent être utilisés pour former une grande variété de configurations d'un SCEE.

TABLE 1.1 – Avantages and Inconvénients des aérogénérateurs [source : J. A. Baroudi et al. (2007)]

Générateurs	Avantages	Inconvénients
GACE	<ul style="list-style-type: none"> • Simple et robuste dans la construction • Coût de maintenance réduite • Oscillations de couples inférieurs • Largement disponible pour l'application en MW 	<ul style="list-style-type: none"> • Requiert compensation de puissance réactive • Grande courant d'appel lors de la connexion au réseau • Nécessite boîte de vitesses • Augmentation des pertes et de la complexité de commande
GARB/GADA	<ul style="list-style-type: none"> • Le coût de convertisseur réduit • Réduction des pertes et amélioration de l'efficacité • Compensation de puissance réactive flexible 	<ul style="list-style-type: none"> • Les coûts d'équipement et de la maintenance élevés • Bagues collectrices sont sensibles et ont besoin d'entretien • Sensible aux perturbations du réseau
GSRB	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle de la puissance active et réactive indépendant • Fonctionnement à couple élevé peut être atteint • Élimine le besoin de boîte de vitesses 	<ul style="list-style-type: none"> • Les coûts d'équipement et de la maintenance élevés • Requiert circuit d'excitation supplémentaire • Poids énorme si elle est utilisée comme entraînement direct
GSAP	<ul style="list-style-type: none"> • Haute densité de puissance avec un design simple • Fonctionnement à couple élevé peut être atteint • Élimine le besoin de bagues collectrices, excitation, boîte de vitesses • Réduction des coûts de maintenance • Pertes de rotor inférieur et un rendement élevé 	<ul style="list-style-type: none"> • Les Coûts d'équipement Elèves en raison d'AP • Démagnétisation possible des AP • Poids élevé si elle est utilisée comme entraînement direct • Pertes de rotor inférieur et un rendement élevé

Les harmoniques de commutation sont inévitables lors de l'utilisation des convertisseurs de puissance, et pour résoudre ce problème, des filtres d'harmoniques sont utilisés dans les convertisseurs du côté réseau et du côté générateur. Le filtre d'harmonique sur le côté générateur permet de réduire la distorsion d'harmonique des courants et des tensions du générateur. Ceci conduit à une réduction des pertes d'harmoniques engagés dans le noyau magnétique et l'enroulement du générateur. Le filtre d'harmonique dans le convertisseur côté réseau permet de répondre à l'exigence stricte harmonique spécifiée par les codes de réseau [27, 30].

La sortie du filtre d'harmoniques côté réseau est connectée à un réseau triphasé (point de collecte) par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur de tension. En faisant fonctionner le

convertisseur d'électronique de puissance au niveau de tension de point de collection, la nécessité d'un transformateur élévateur de tension peut être évitée.

1.5 Les configurations commerciales du SCEE

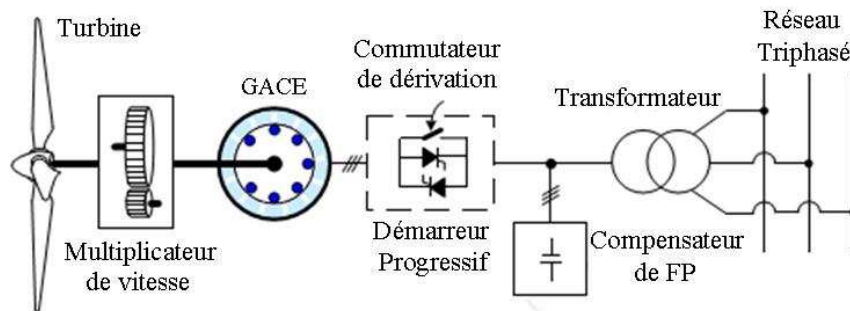
Les principaux composants électriques dans un système éolien sont le générateur et le convertisseur de puissance. Comme le montre la Fig. 1.7, en utilisant des conceptions différentes et des combinaisons avec ces deux éléments, une grande variété de configurations peut être réalisée tel que [27, 31-35] :

- **Type1** : Le système utilisant la GACE avec une plage de vitesse de $\pm 1\%$
- **Type2** : Le système utilisant la GARB avec une plage de vitesse de $\pm 10\%$
- **Type3** : Le système utilisant la GADA avec une plage de vitesse de $\pm 30\%$
- **Type4** : Le système utilisant la GSAP/GSRB/GACE avec une plage de vitesse de 0 – 100%

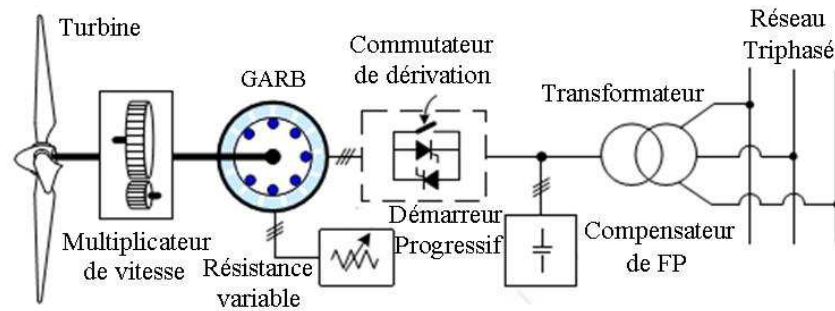
Un système éolien basé sur la GACE à vitesse fixe sans interface d'électronique de puissance (turbine de type-1) est illustré sur la Fig. 1.7(a), où le générateur est relié au réseau à travers un démarreur progressif et un transformateur élévateur [27, 36]. À des vitesses de vent différentes, la vitesse du générateur varie de 1% de sa vitesse nominale. La plage de vitesse du générateur est tellement petite que ce système est souvent appelé un système éolien à vitesse fixe, comme indiqué précédemment.

Une boîte de vitesses est normalement requise pour correspondre à la différence de vitesse entre la turbine et le générateur de telle sorte que le générateur peut fournir sa puissance nominale à la vitesse nominale du vent. Cette configuration nécessite un démarreur progressif pour limiter le fort appel de courant au démarrage du système, mais le démarreur progressif est court-circuité par un interrupteur après que le système est démarré.

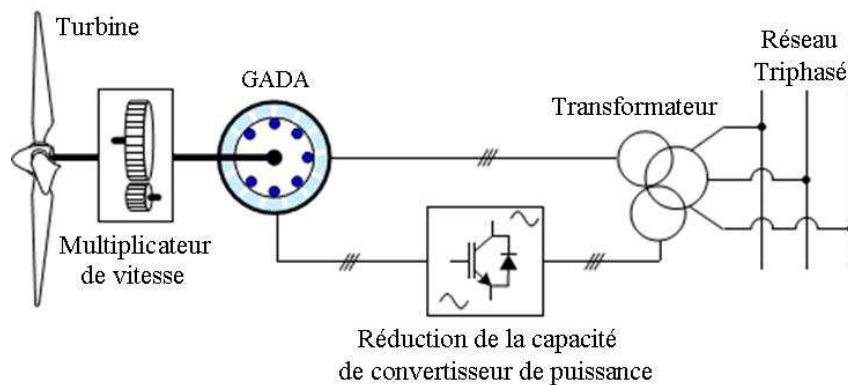
En fonctionnement normal, le système n'a pas besoin de convertisseur de puissance. Une batterie de condensateurs est généralement nécessaire pour compenser la puissance réactive absorbée par le générateur.



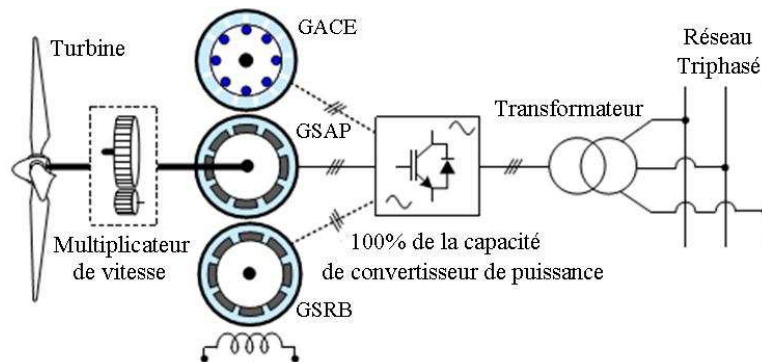
(a) Type-1: SCEE à vitesse variable ($\pm 1\%$) à base d'un GACE



(b) Type-2: SCEE à vitesse variable ($\pm 10\%$) à base d'un GARB



(c) Type-3: SCEE à vitesse variable ($\pm 30\%$) à base d'un GADA



(d) Type-4: SCEE à vitesse variable (0-100%) à base d'un GACE ou GSAP ou GSRB

FIGURE 1.7 – Configurations du générateur électrique et convertisseur de puissance pour les SCEE commerciales.

Cette configuration dispose de simplicité, de faibles coûts, et un fonctionnement fiable. Les inconvénients majeurs inclure : (i) l'efficacité de conversion énergétique inférieure, (ii) les changements de vitesse du vent se reflètent au réseau, et (iii) les défauts de réseau provoquent un stress

sévère sur les composants mécaniques de l'éolienne [37]. Les éoliennes à vitesse fixe sont équipées de matériel supplémentaire, comme STATCOM, à se conformer aux codes de réseau [38].

Le fonctionnement à vitesse variable de la turbine éolienne augmente l'efficacité de conversion énergétique, et réduit le stress mécanique causé par des rafales de vent. Le système éolien à vitesse variable limitée avec contrôle du glissement fait une tentative utile vers l'efficacité de transfert d'énergie à des vitesses de vent différentes. Un exemple typique est le concept OptiSlip[®] appliquée par le fabricant danois VESTAS, représentée sur la Fig. 1.7(b).

La structure principale de ce concept est similaire à un système éolien à vitesse fixe, mais le générateur utilisé est un générateur à induction à rotor bobiné (GARB). Ceci permet de contrôler la résistance totale du rotor à travers une interface d'électronique de puissance "embarquée" sur le rotor de la machine. Le contrôle de cette interface permet d'obtenir une résistance rotorique variable. Ceci permet une variation de vitesse de l'ordre de 10% au-delà de la vitesse de synchronisme ω_{sync} , augmentant sensiblement l'énergie captée et réduisant l'influence des oscillations de puissances dues aux fluctuations du vent et permet de maintenir un couple élevé aux forts glissements sans accroître le courant statorique [39].

Un autre système éolien à vitesse variable basé sur la GADA est représenté à la Fig. 1.7(c) (turbine de type-3) [40]. Comme son nom l'indique, la puissance du générateur est injectée au réseau à travers les deux enroulements de stator et de rotor [41, 42]. Un convertisseur de puissance (de l'ordre de 25%) est employé dans le circuit du rotor pour transiter environ 30% de la puissance nominale du générateur. Similaire à celles des turbines de type 1 et 2, cette configuration utilise, également la boîte de vitesses, mais il n'y a pas besoin d'un démarreur progressif et la compensation de l'énergie réactive [43].

L'utilisation des convertisseurs de puissance autorise un flux d'énergie bidirectionnel dans le circuit du rotor et augmente la plage de vitesse du générateur. Ce système comporte une efficacité de conversion énergétique améliorée, plage de vitesse étendue ($\pm 30\%$), la performance dynamique améliorée par rapport aux turbines de type 1 et 2 [44-46]. Aujourd'hui, ces caractéristiques ont fait l'éolien à base de la GADA l'une des technologies dominantes dans l'industrie éolienne, avec une part de marché d'environ 50% [47]. Alors que l'inconvénient majeur est que la connexion directe du stator au réseau introduit une très forte sensibilité lors de la présence de défaut sur celui-ci [48].

Les performances d'un système éolien peuvent être grandement améliorées avec l'utilisation des convertisseurs de puissance, dimensionnés à la puissance nominale (100%), comme indiqué sur la Fig. 1.7(d) (turbine de type-4) [49-54]. Dans cette figure, le générateur peut être GICE, GSAP, ou GSRB avec une puissance pouvant aller jusqu'à plusieurs mégawatts [31,34,55,56]. Avec l'utilisation du convertisseur de puissance, le générateur est totalement découplé au réseau, et peut fonctionner à toute la plage de vitesse [57-59]. Cela permet également au système pour effectuer la compensation de l'énergie réactive et connexion lisse de grille [58-63].

L'inconvénient principal de cette structure est le prix très élevé dû à la spécificité de la machine

et la taille des convertisseurs statiques, dimensionnés à la puissance nominale. La nécessité de la boîte de vitesses peut être éliminée en utilisant un GSAP/GSRB multipolaire. Cette configuration est plus robuste contre les défauts du réseau par rapport à des turbines de type 1, 2 et 3 [27, 64-66]. Les turbines commerciales typiques comprennent : (i) l'E112 d'Enercon, 7,5 MW, (ii) la M5000 de Multibrid, 5 MW, et (iii) la V112 de Vestas, 3 MW [27].

Les 10 principaux fabricants d'éoliennes en date de décembre 2012 et leurs principales configurations de turbines sont résumés dans Fig. 1.8. Ils représentent environ 77% (de 45 GW) de la capacité d'énergie éolienne installée en 2012 [3,4]. Les détails sur les configurations des turbines sont obtenus à partir des brochures de produits de l'entreprise concernée [67-70]. Les turbines de type 3 (GADA) détiennent la plus grande part du marché et cette technologie a été utilisée par 7 fabricants parmi les 10 premiers. Environ 100 différents modèles de turbines à base de la GADA sont disponibles chez tous les fabricants d'éoliennes. Les turbines de type-4 sont produits par 6 fabricants, alors que 4 d'entre eux offrent des solutions à entraînement direct. Cela implique que le marché de l'énergie éolienne progresse vers les convertisseurs de puissance à grande échelle basées sur la technologie à vitesse variable.

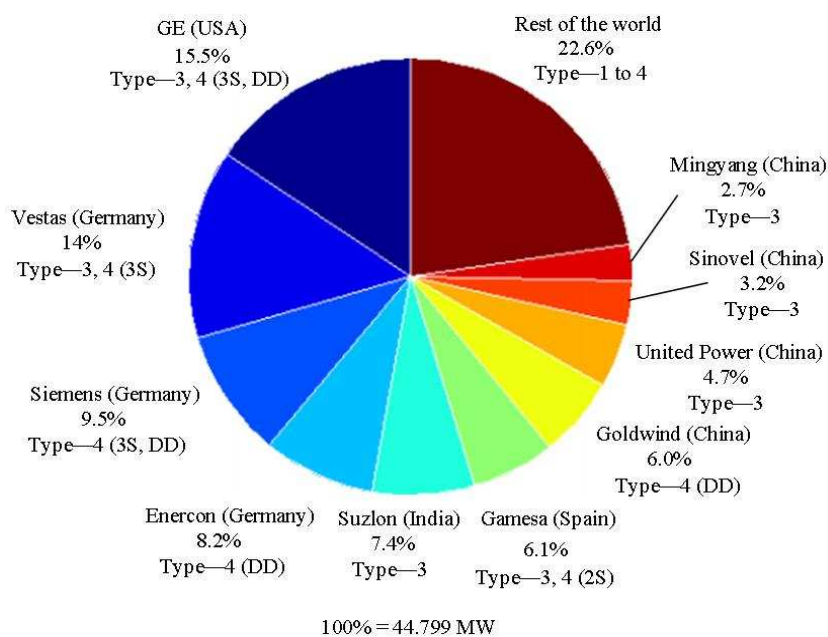


FIGURE 1.8 – Résumé des 10 premiers fabricants d'éoliennes et de leur part de marché en décembre 2012. [Source : REN21 and GWEC] (2S/3S = two-/three-stage gearbox, DD = direct-drive).

Le résumé de l'ensemble des quatre types de turbines est donné dans le tableau 1.2. Ils sont comparés en utilisant des convertisseurs de puissance employés; plage de vitesses réalisables; exigence de démarreur progressif, boîte de vitesses et compensation de puissance réactive externe nécessaire; et la capacité de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Dans l'ensemble,

les turbines de Type-4 à système d'entraînement sans engrenage sont les plus favorables pour la prochaine génération des turbines éoliennes au niveau de MW.

TABLE 1.2 – Résumé des quatre types de configurations de système d'énergie éolienne

	Vitesse fixe, Turbine de Type-1	Semi vitesse variable, Turbines de Type-2 et 3	vitesse variable, Turbine de Type-4		
Générateur	GACE	GARB	GADA	GACE	GSAP GSRB
Convertisseur de puissance	Aucun	Diode+ Chopper	AC/DC+DC/AC (or) AC/DC+DC/DC+DC/AC (or) AC/AC		
Capacité de convertisseur	0%	10%	30%	100%	100%
Plage de vitesse	$\pm 1\%$	$\pm 10\%$	$\pm 30\%$	0 – 100%	0 – 100%
démarrage progressif	Requis	Requis	Non requis	Non requis	Non requis
boîte de vitesses	3-stage	3-stage	3-stage	3-stage	3- or 2- or 1- or 0-stage
commande de puissance aérodynamique	Active Stall, Stall, Pitch	Pitch	Pitch	Pitch	Pitch
compensation de puissance réactive externe	Nécessaire	Nécessaire	Pas Nécessaire	Pas Nécessaire	Pas Nécessaire
opération MPPT	Non applicable	limitée	Réalisable	Réalisable	Réalisable

1.6 Topologies des systèmes de conversion de puissance présents dans un système de production éolien

De nombreuses configurations générateur-convertisseur ont été développés au cours des dernières décennies dans le but d'augmenter l'efficacité du SCEE, la diminution des coûts de production et de se conformer aux exigences du code réseau. La classification des convertisseurs de puissance de l'éolienne est une question complexe et il est impossible de classer tous les convertisseurs basés sur un paramètre/opération. Dans cette thèse, nous avons classé les configurations générateur-convertisseur en deux groupes différents pour faciliter la discussion et en précisant le type étudié.

1.6.1 Le système de conversion bidirectionnelle

Les convertisseurs de puissance, qui sont identiques dans les deux cotés générateur et le réseau, et liés par une liaison CC, sont classés comme des convertisseurs connectés en tête-bêche (back-to-back). Ils effectuent une conversion de tension/fréquence de sortie variable de la génératrice à courant continu, puis à courant continu en courant alternatif, avec une tension/fréquence fixe pour le raccordement au réseau. Le flux d'énergie est bidirectionnel, et donc les convertisseurs (back-to-back) peuvent être utilisés avec GACE, GADA, GSAP et GSRB. Les convertisseurs (back-to-back) sont classés comme des convertisseurs à basse tension (<1kV) et moyenne tension (1-35 kV) selon la norme IEC 60038. Dans cette section nous présentons juste les convertisseurs bas tension.

1.6.1.1 Système à un convertisseur statique (back-to-back) à deux niveaux

La figure 1.9 présente une configuration d'un SCEE de type 4 en utilisant des convertisseurs de source de tension (back-to-back) à deux niveaux (CST-2N). Ces convertisseurs de source de tension sont habituellement équipés par des transistors bipolaires à gril isolés (IGBT) à basse tension. Les deux convertisseurs sont couplés par l'intermédiaire d'un condensateur de lien CC. Les générateurs éoliens (l'aérogénérateurs), GSAP [49,50], GSRB [71], et GACE [72,73] peuvent être utilisés avec cette configuration. Le convertisseur du côté générateur contrôle le couple et de la vitesse du générateur, tandis que celui du côté réseau contrôle la tension du bus continu et la puissance réactive du réseau. La tension du bus continu est maintenue supérieure à la valeur crête de la tension composée du réseau pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur côté réseau. La fréquence de commutation dans les deux convertisseurs est maintenue à 1-3 kHz, pour atteindre des pertes de commutation plus basse et une densité de puissance plus élevée [74,75]. Le courant de réseau contient une distorsion harmonique totale plus élevée (THD), et pour répondre aux codes de réseau, les filtres LCL sont utilisés sur le côté réseau [30].

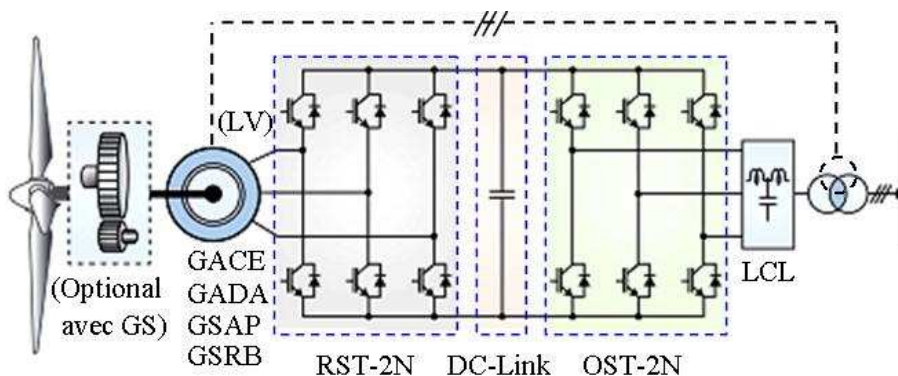


FIGURE 1.9 – SCEE connecté avec un convertisseur de source de tension (B2B) à deux niveaux.

1.6.1.2 Système à plusieurs convertisseurs (back-to-back) connectés en parallèle

Pour les puissances supérieures à 0,75 MW, la capacité de transport de courant peut être augmentée par la connexion des modules IGBT en parallèle. Certains fabricants tels que Semikron fournissent des modules IGBT pour le fonctionnement en parallèle afin d'atteindre le niveau de mégawatts [27, 76]. Cette configuration conduit à un déclassement du convertisseur de puissance due à un décalage dans les caractéristiques des IGBT et la disposition non symétrique des circuits de conversion.

Afin de minimiser les courants circulant entre les commutateurs, de nombreuses considérations de conception telles que le partage statique et dynamique des IGBT, et la disposition physique des pilotes de grille, modules IGBT et condensateurs de lien CC, doivent être correctement traités. Les courants de circulation traversent les interrupteurs IGBT, augmenter les pertes en eux et peut-être de les endommager. Pour éviter les problèmes mentionnés ci-dessus, les convertisseurs de source de tension triphasés ainsi que les filtres d'harmoniques peuvent être connectés en parallèle plutôt que par modules IGBT. Par exemple, deux modules de convertisseurs de source de tension de type BTB peuvent être connectés en parallèle pour obtenir une puissance de 1,5 MW.

Pour les puissances plus élevées, plusieurs modules de conversion peuvent être connectés en parallèle comme le montre la Fig.1.10. La liaison de courant continu (dc-link) peut également être configurée comme un élément commun à tous les convertisseurs pour réduire les coûts et l'espace [77].

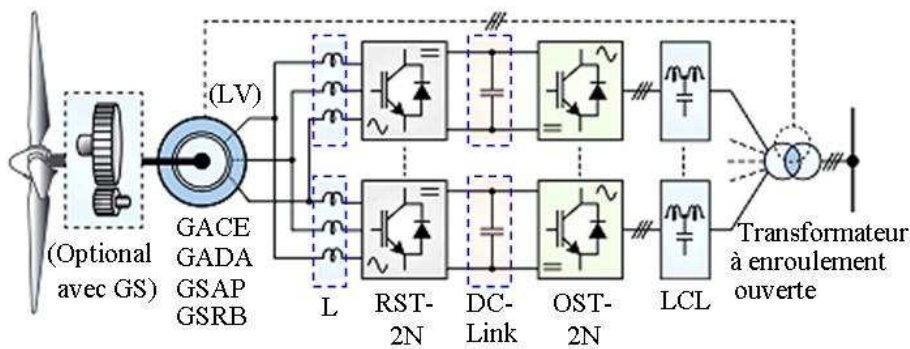


FIGURE 1.10 – SCEE connecté avec plusieurs convertisseurs de source de tension (B2B) à deux niveaux en parallèles.

Cette configuration offre l'efficacité énergétique et la redondance. Par exemple, lorsque la vitesse du vent est faible, un ou plusieurs convertisseurs peuvent être désactivés conduisant à une plus grande efficacité du système. Quand un convertisseur échoue, d'autres convertisseurs peuvent encore fournir la puissance, mais avec une capacité réduite. En outre, par des convertisseurs en mode d'entrelacement de fonctionnement, la fréquence de commutation du convertisseur équivalent peut être augmentée, produisant ainsi moins de distorsion d'harmonique totale en courant

de côté générateur et de réseau.

En raison d'un décalage dans les paramètres de conversion et de filtrage coté réseau, les courants de circulation existent dans les deux coté du générateur et du réseau et ce problème doit être pris en compte dans la conception du contrôleur. Sur le côté du générateur, les inductances du filtre (L) sont connectées entre chaque convertisseur pour réduire les courants circulants. Une autre alternative pour réduire les courants de circulation est d'utiliser des générateurs à des enroulements dénudés. Afin de minimiser les courants de circulation, des transformateurs d'enroulement ouvert peuvent également être utilisés du côté réseau.

1.6.2 Le système de conversion unidirectionnelle

Les topologies des convertisseurs en tête-bêche (BTB) décrits précédemment permettent un fonctionnement à quatre quadrants. Mais dans les SCEE, le flux d'énergie entre le générateur et le réseau est unidirectionnel. Pour cette raison, les convertisseurs passifs (pont à diodes) peuvent être utilisés sur le côté de la génératrice au lieu des convertisseurs actifs à MLI [55, 78]. Les redresseurs à pont de diodes sont par nature moins coûteux et plus fiables par rapport aux convertisseurs à MLI. Dans le GSAP et GSRB, le flux de rotor est généré par des aimants permanents et le champ d'excitation du rotor, respectivement. Pour cette raison, le système de conversion de puissance du côté générateur dans les éoliennes à base de GSAP/GSRBs peut être réalisé en utilisant des convertisseurs passifs [79].

Les générateurs d'induction (GACE/GADA) nécessitent courant de magnétisation pendant son fonctionnement et par conséquent ils ne peuvent pas permettre des convertisseurs passifs sur le côté du générateur. L'inconvénient de l'utilisation des redresseurs à diodes est que le couple de générateur comporte des grandes ondulations en raison des harmoniques 5th et 7th significatives dans le courant de générateur [80, 81]. Cependant, en raison de découplage offert par la liaison de courant continu, ces ondulations ne causent aucun conflit aux codes réseaux.

1.6.2.1 Système de conversion unidirectionnelle simple

La configuration de convertisseur de puissance pour un SCEE à base GSAP/GSRB avec un redresseur à diode et un convertisseur de source de tension à deux niveaux (CST-2N) est représentée sur la Fig. 1.11 [82]. Cette topologie offre un faible coût, une solution de faible poids par rapport à un convertisseur statique (back-to-back) à deux niveaux. La tension de sortie du générateur est convertie en courant continu par le redresseur à diodes qui est ensuite reconverti en courant alternatif par un convertisseur de source de tension à deux niveaux. Au cours de faibles vitesses de vent, la tension de sortie du redresseur à diode devient nettement plus faible. Comme indiqué précédemment, pour transférer l'énergie produite au réseau, la tension du circuit intermédiaire doit être supérieure à la valeur crête de la tension composée du réseau. Pour assurer cette condition, le générateur devrait être sur une tension maximale [83].

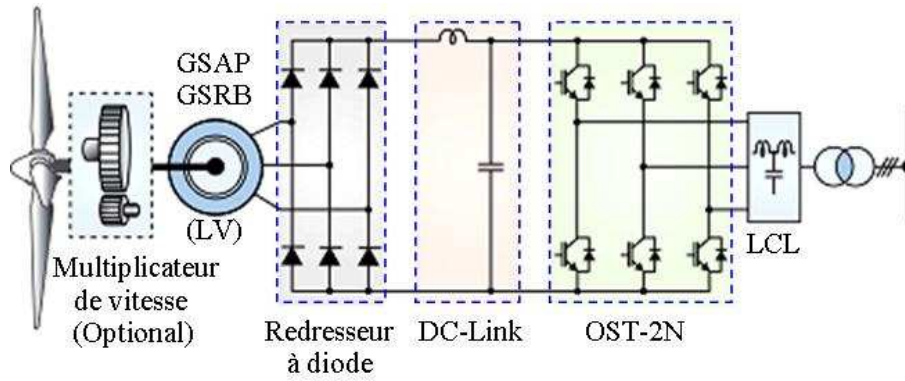


FIGURE 1.11 – SCEE avec un redresseur à diodes et onduleur de tension à deux niveaux.

1.6.2.2 Système de conversion unidirectionnelle avec un convertisseur boost

Pour augmenter la liberté de contrôle par un convertisseur boost peut être utilisé comme une étape intermédiaire. Les SCEE avec un redresseur à diode suivi d'un convertisseur DC/DC de type boost et d'un onduleur triphasé à deux niveaux sont représentés sur la Fig. 1.12. La tension de sortie variable du générateur est convertie en courant continu par le redresseur à diode et le convertisseur boost effectue le suivi du point de puissance maximale, ce qui augmente la capture de l'énergie et améliore ainsi l'efficacité globale du système [84, 85]. Le convertisseur boost augmente la tension du bus continu non régulée vers un niveau plus élevé qui est approprié pour l'onduleur à MLI. Pour diminuer la taille de la bobine à courant continu, un convertisseur boost à deux canaux [86] peut être utilisé comme le montre la Fig. 1.13. En utilisant la technique d'entrelacement pour les deux canaux, l'ondulation du courant inducteur peut être minimisée. La tension des commutateurs à semi-conducteurs est la même que celle de la tension du circuit intermédiaire, mais la capacité de transport de courant devient moitié.

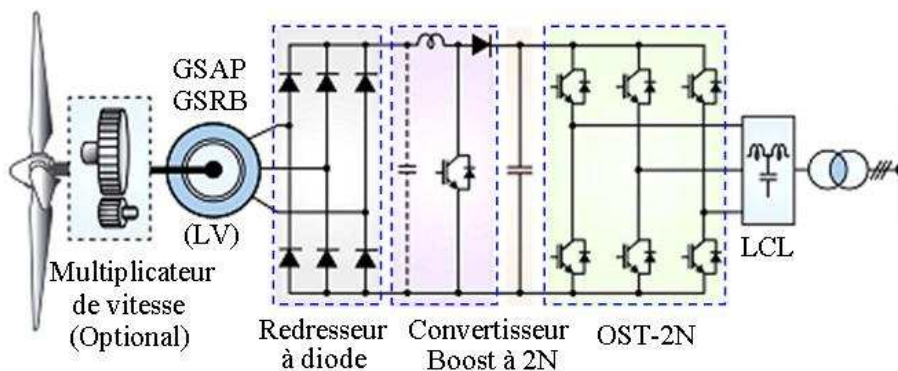


FIGURE 1.12 – SCEE avec un redresseur à diodes, un convertisseur boost et onduleur de tension à deux niveaux.

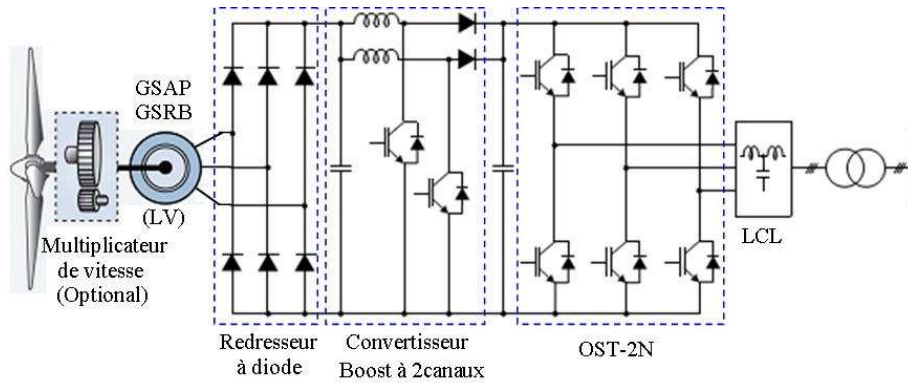


FIGURE 1.13 – SCEE avec un redresseur à diodes, un convertisseur boost à deux canaux et onduleur de tension à deux niveaux.

1.7 Structure choisie dans le cadre de la thèse

On a vu dans les paragraphes antérieurs, que la technologie de la vitesse variable pour les systèmes éoliens peut être réalisée de différentes manières. Cela dépend de type du générateur choisi et la structure d'électronique de puissance sélectionnée.

Dans notre travail, nous envisageons tout d'abord une réversibilité totale de l'énergie, ce qui élimine de fait les structures à redresseurs à diodes. Par ailleurs, nous nous focalisons plus sur les performances que sur la recherche de nouvelles structures de conversion. Ceci nous amène naturellement à une structure de conversion classique à deux onduleurs de tension tête bêche.

La génératrice utilisée est une machine synchrone à rotor bobiné qui permet le fonctionnement sur une grande plage de vitesse variable. Le fonctionnement à vitesse de rotation variable implique la possibilité d'extraction maximale de la puissance par la turbine.

De plus, la machine synchrone est une technologie qui permet la mise en œuvre de machines spécifiques multipolaires qui tournent à faible vitesse de rotation donc qui ne nécessitent pas de multiplicateur de vitesse. Ayant une forte densité de flux sous les pôles et un pas polaire faible, la machine synchrone à rotor bobiné à un rendement élevé par rapport au générateur à induction. En outre, elle permet d'éviter d'utiliser des aimants permanents parce qu'ils sont très coûteux. Un autre point essentiel est le fait que la structure de commande est plus simple par rapport à une machine asynchrone à cage ou asynchrone à double alimentation.

Dans la plupart des cas, Le courant continu de la bobine d'excitation est engendré par un redresseur mais dans notre travail, nous utilisons un convertisseur DC/DC est relié avec le bus continu comme le montré sur la Fig. 1.14.

L'avantage principal de l'utilisation du GSRB du côté système d'excitation est que le courant d'excitation peut être choisi pour créer un champ magnétique correspondant à des pertes électriques minimales dans le stator.

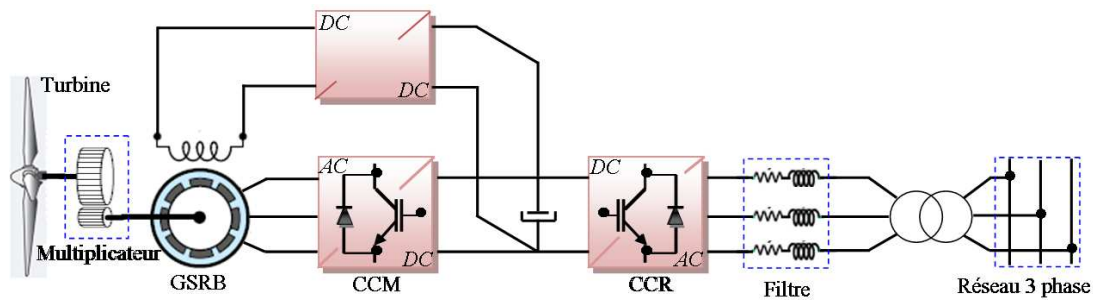


FIGURE 1.14 – Schéma global d'un SCEE.

1.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons fait un résumé de l'état de l'art concernant la génération d'énergie à partir de l'éolien. Nous avons spécifié les avantages et les inconvénients des différents types de topologies, notamment au niveau des générateurs, des convertisseurs, et de leurs capacités de réglage des puissances active et réactive générées.

L'accent a été mis sur les différentes topologies à vitesses variables qui peuvent être utilisées. Ces dernières ont l'avantage de pouvoir optimiser au mieux la production d'énergie et permettent, grâce à leur électronique de puissance, d'assurer le réglage de l'échange de puissance réactive avec le réseau, laissant ainsi entrevoir un potentiel de participation au réglage de la tension sur le réseau électrique.

La structure choisie (Fig. 1.14). pour la suite des travaux de cette thèse a été également présentée. Le chapitre qui suit sera consacré aux outils liés à la structure retenue, à savoir l'établissement des modèles de simulation et de réglage.

Chapitre 2

Modélisation de la chaîne de production d'énergie éolienne

Sommaire

2.1	Introduction	25
2.2	Modélisation d'une éolienne à vitesse variable	26
2.2.1	Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne	26
2.2.1.1	Modèle de la turbine	26
2.2.1.2	Système de transmission mécanique	29
2.2.1.3	Schéma bloc du modèle de la partie mécanique	30
2.2.2	Modélisation de la partie électrique de l'éolienne	31
2.2.2.1	Modélisation de la génératrice synchrone	31
2.2.2.1.1.1	Application de la transformée de Park aux flux	33
2.2.2.1.1.2	Modèle électrique générique de la génératrice synchrone	34
2.2.3	Expression du couple électromagnétique	37
2.2.4	Simulation numérique du modèle dynamique de la machine synchrone	38
2.2.4.1	Interprétations des résultats	38
2.2.4.2	Interface d'électronique de puissance	42
2.2.4.3	Modélisation du bus continu	46
2.2.4.4	Modèle de la liaison au réseau	47
2.3	Conclusion	48

2.1 Introduction

Un modèle est un outil pour comprendre, étudier, concevoir une architecture physique ou algorithmique, commander ou piloter un objet ou un système. Le modèle peut être de connaissance ou comportemental ou tenir des deux. Il sera également la résultante entre une précision souhaitée et un niveau de complexité (à la construction et à l'usage) accepté. Il est ainsi souvent nécessaire d'établir des hypothèses simplificatrices en accord avec le compromis précision/complexité [87].

Cette partie de la thèse est consacrée à la modélisation des éléments constituant un système éolien. Dans ce chapitre, nous avons choisi un système éolien à vitesse variable basé sur une génératrice synchrone à rotor bobiné (GSRB) comme illustré sur la Fig. 2.1. Ce choix a été justifié auparavant dans le premier chapitre lorsque nous avons comparé les générateurs communément utilisés dans un système de production éolien.

Du point de vue système, la chaîne de conversion peut être divisée en quatre parties interactives qui peuvent être modélisées séparément [88].

Dans un premier temps, nous présentons le modèle de la partie mécanique de l'éolienne incluant le multiplicateur. Ensuite nous présentons une modélisation de la partie électrique concernant la GSRB, la chaîne de conversion électronique associée et enfin de la connexion au réseau. Cela est effectué à partir d'un convertisseur back-to-back qui est constitué par deux convertisseurs de tension, coté machine "CCM" et coté réseau "CCR" avec un bus continu en commun. À la fin de ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation du système éolien en boucle ouverte.

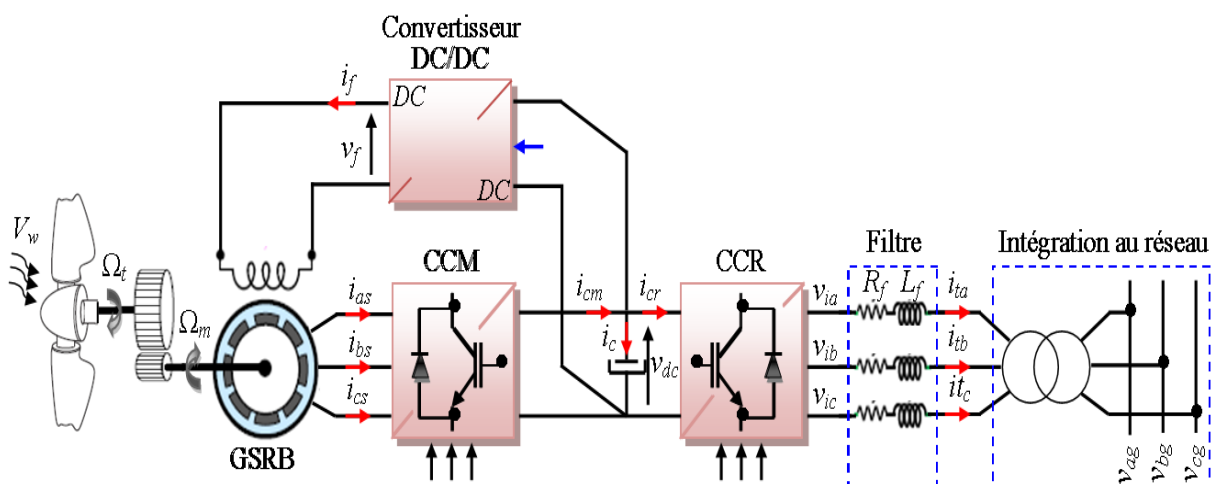


FIGURE 2.1 – Système de conversion éolienne à base de la GSRB.

2.2 Modélisation d'une éolienne à vitesse variable

2.2.1 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne

Le système mécanique complet est constitué de trois pales reliées au moyeu, couplées à l'arbre lent, relié à son tour au multiplicateur de vitesse qui transforme la vitesse lente de l'arbre du rotor éolien en une vitesse beaucoup plus élevée, compatible avec la plage de vitesse de fonctionnement du générateur électrique.

Le vent qui passe par les pales crée des efforts qui vont générer un couple. Ce couple associé au couple de la génératrice va définir, en fonction de la puissance produite par la génératrice, la vitesse de rotation de l'ensemble. La modélisation du système exige alors la modélisation du vent, du comportement aérodynamique des pales, du système mécanique de transmission, du générateur électrique et du système de commande.

La modélisation du vent a déjà fait l'objet de nombreux travaux [89,90] et par conséquent, elle ne sera pas détaillée dans le cadre de ce travail.

2.2.1.1 Modèle de la turbine

Le modèle de la turbine permet de déterminer la puissance extraite par la turbine en fonction de la vitesse incidente du vent, de sa vitesse de rotation et de la position de l'angle de calage des pales. Il sera ainsi possible de déduire le couple appliqué par la turbine sur l'arbre lent de l'éolienne.

a) Expression du couple éolien

Le principe de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique a été présenté au premier chapitre. Avec l'hypothèse d'une répartition uniforme du vent sur toute la surface balayée par les pales de la turbine, l'expression de la puissance mécanique captée par la turbine, notée P_m , s'écrit [91] :

$$P_m = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V_w^3 \quad (2.1)$$

Le paramètre C_p est sans dimension, il exprime la capacité de l'éolienne à extraire l'énergie du vent. Ce paramètre caractéristique de l'aérogénérateur est une fonction de la vitesse spécifique λ et de l'angle de calage β et est appelé coefficient de puissance.

On définit la vitesse spécifique λ appelé également le ratio de la vitesse de bout de pale (tip-speed-ratio) comme étant le rapport de la vitesse tangentielle périphérique ($\Omega_t \cdot R$) sur la vitesse instantanée du vent V_w , [92].

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{V_w}, \quad (2.2)$$

R étant le rayon de l'aire balayé par les pâles et Ω_t la vitesse de rotation de la turbine.

A partir de l'équation (2.1), on déduit aisément l'expression du couple éolien (aérodynamique) C_t en fonction de λ :

$$C_t = \frac{P_m}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot R \cdot \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \cdot V_w^3 \quad (2.3)$$

On utilisera par la suite le coefficient de couple C_q défini par la relation suivante :

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

Ce coefficient est utile pour estimer la valeur du couple en différents points de fonctionnement. Il est aussi fonction de la vitesse du vent V_w , de la vitesse de rotation de la turbine et de l'angle de calage des pales.

b) Courbes caractéristiques

La modélisation de la turbine éolienne exige la connaissance de la caractéristique du coefficient de puissance dépendant des caractéristiques géométriques et du profil des pales. Cette caractéristique peut être obtenue par des essais en soufflerie. Les courbes obtenues peuvent être facilement approximées par différentes types de fonctions [(39,94)].

Dans le cadre de ce travail, la caractéristique du coefficient de puissance utilisée a été déjà rapprochée pour un système éolien de forte puissance dans [94]. La fonction non-linéaire approximée se présente sous la forme suivante :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{(-\frac{12.5}{\lambda_i})} \quad (2.5)$$

Où, le paramètre λ_i dépend de β et λ :

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

La figure 2.2 illustre l'évolution de coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique λ pour différentes valeurs de l'angle de calage des pales. Rappelons qu'à partir de l'expression (2.4), la connaissance d'une des deux courbes ou d'une des deux expressions implique la connaissance de l'autre.

On peut remarquer sur ces caractéristiques que le coefficient de puissance passe par un maximum pour un angle de calage des pales égales à 0 et une valeur particulière de vitesse spécifique que l'on appelle λ_{opt} (ou $\lambda_{opt} = 8.1$) C'est ce point que l'on pourra atteindre avec les structures à vitesse variable en régime de charge partielle [88]. Pour optimiser la capture de l'énergie contenue dans le vent, la commande de l'éolienne doit se faire de sorte que la vitesse de rotation s'adapte à la vitesse du vent afin que la vitesse spécifique soit optimale.

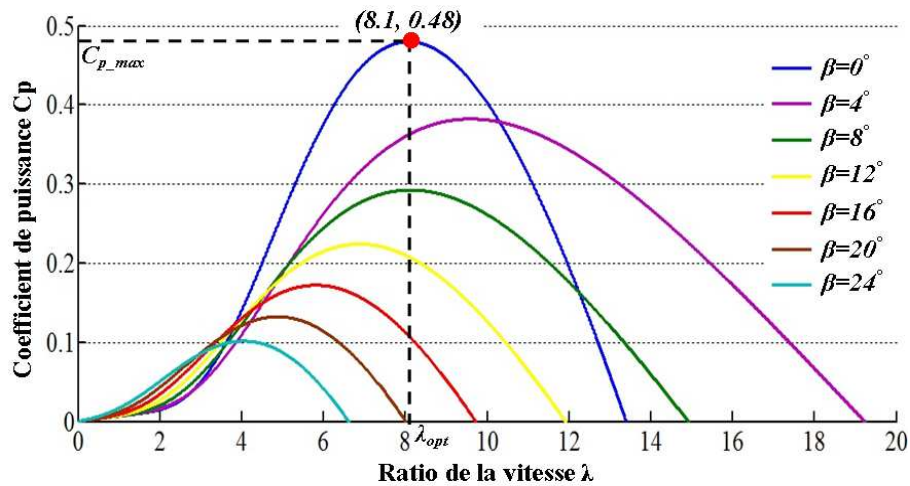


FIGURE 2.2 – Caractéristiques du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différent angle calage β .

Dans la figure 2.3, la puissance aérodynamique extraite 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.

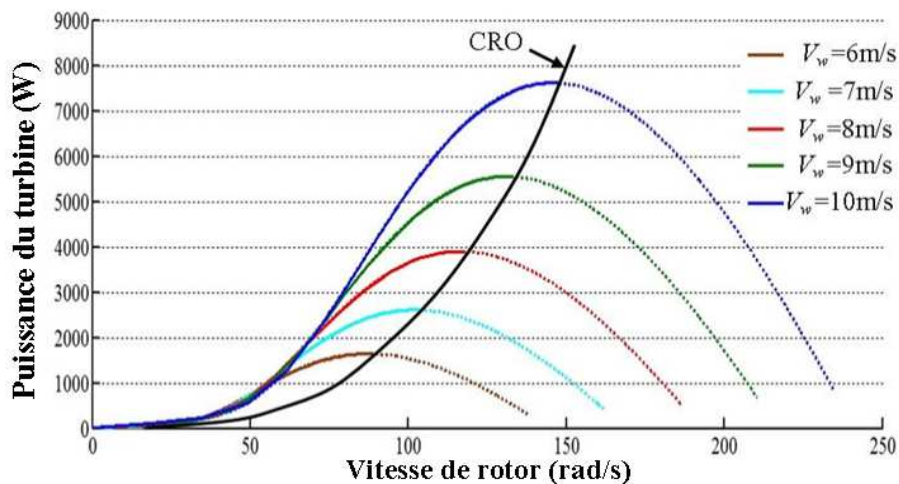


FIGURE 2.3 – Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de sa vitesse de rotation ($\hat{a} \beta = 0$).

On peut observer que pour chaque vitesse du vent correspond une vitesse de rotation pour laquelle la puissance de l'éolienne présente un maximum. Tous ces maximums composent la caractéristique dite du régime optimal (CRO).

2.2.1.2 Système de transmission mécanique

Le système de transmission est illustré sur la Fig. 2.4. Il est constitué d'un arbre lent auquel sont raccordés la turbine et l'entrée du multiplicateur et d'un arbre rapide à la sortie du multiplicateur qui entraîne la génératrice.

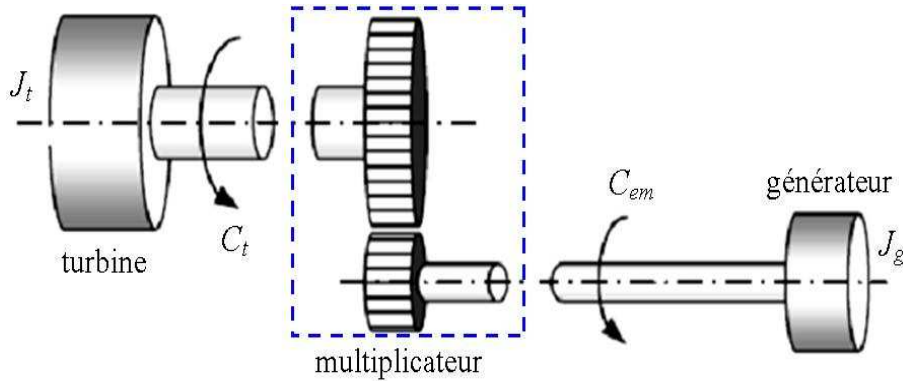


FIGURE 2.4 – Couplage mécanique entre la turbine et le générateur.

La turbine éolienne a un moment d'inertie beaucoup plus grand que celui du générateur électrique (90% de l'inertie global). Cette inertie agit lors de changement de la vitesse en stockant l'énergie quand la turbine accélère et en la restituant pendant la décélération. Ce phénomène s'oppose donc aux variations rapides de vitesse de rotation de l'arbre du rotor éolien. L'inertie agit ainsi comme un filtre passe bas [95].

Dans la littérature, des modèles plus ou moins complexes sont proposés. Le modèle utilisant deux masses : une masse correspond à l'inertie de la turbine et l'autre, plus petite, correspond à l'inertie du générateur, est largement le plus utilisé. Il a été démontré que ce modèle était généralement suffisant pour représenter le comportement d'une éolienne en régime dynamique [39,94]. Le modèle retenu pour cette étude est le modèle rigide. Celui-ci ne prend pas en compte la flexibilité du système de transmission, il considère que l'ensemble est ramené à une masse unique.

Dans un souci de simplifications, le multiplicateur de vitesse est considéré parfait c'est-à-dire sans pertes et d'inertie nulle. Le modèle est alors composé d'une inertie tenant compte de toutes les inerties et d'un coefficient de frottement qui regroupe tous les frottements. La modélisation de la transmission mécanique se résume à l'équation fondamentale de la dynamique pour un arbre rigide ramené sur l'arbre rapide.

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + f \cdot \Omega_{mec} = C_g - C_{em} \quad (2.7)$$

Avec :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.8)$$

$$f = \frac{f_t}{G^2} + f_g \quad (2.9)$$

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

$$\Omega_{mec} = G \cdot \Omega_t \quad (2.11)$$

J , f , G , C_g , Ω_{mec} sont l'inertie totale, le coefficient de frottement visqueux totale, le couple aérodynamique ramenés du côté de l'arbre rapide et la vitesse mécanique de la génératrice.

2.2.1.3 Schéma bloc du modèle de la partie mécanique

En partant des équations présentées précédemment, on peut définir un modèle physique qui reflète le comportement dynamique global d'un aérogénérateur à vitesse variable. Ce modèle est proposé sous forme de schéma bloc à la Fig. 2.5.

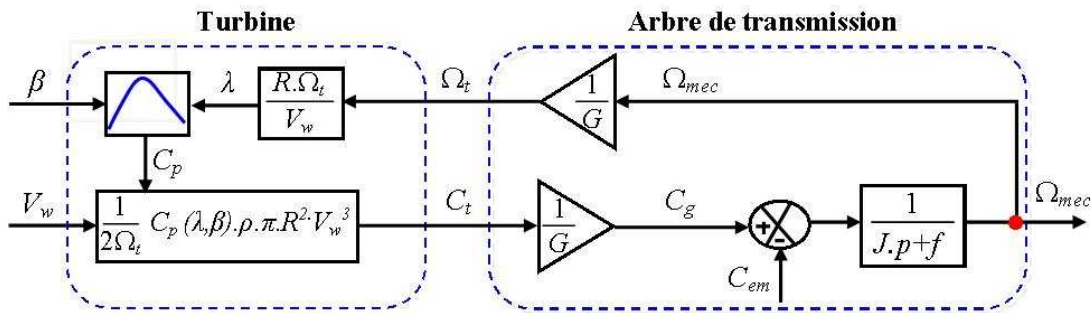


FIGURE 2.5 – Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne.

Le schéma bloc montre, par le principe d'action-réaction, que sous l'effet d'un vent la turbine va créer un couple qui sera aussi fonction de la vitesse de rotation en retour et de l'angle de calage des pales. Pour compléter les modèles, le modèle du générateur doit fournir la valeur du couple électromagnétique qui est une grandeur d'entrée du système. Le modèle de la turbine éolienne sous le logiciel Matlab/Simulink est représenté par la Fig. 2.6.

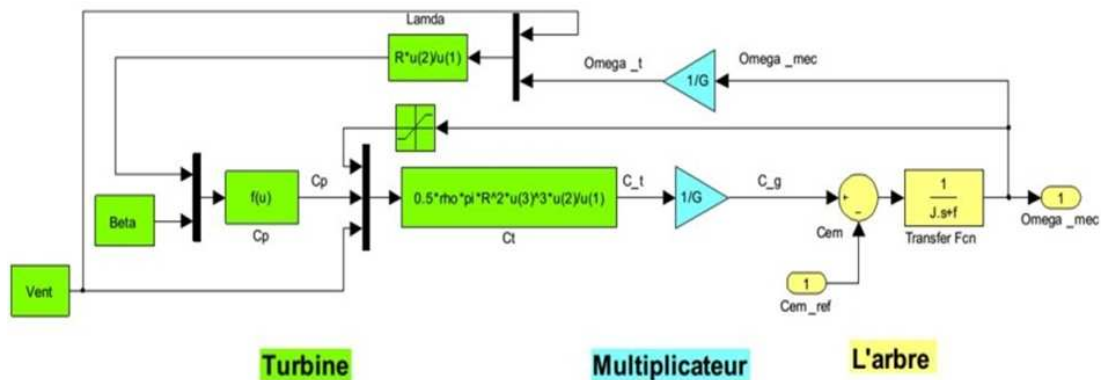


FIGURE 2.6 – Modèle de la turbine éolienne sous Matlab/Simulink.

2.2.2 Modélisation de la partie électrique de l'éolienne

2.2.2.1 Modélisation de la génératrice synchrone

D'un point de vue électromagnétique, le modèle de référence consiste à considérer une machine synchrone à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement triphasé déphasées entre elles d'un angle d'espace de $\frac{2\pi}{3}$ au stator (enroulements a , b et c). L'enroulement inducteur se trouve sur le rotor de la machine selon l'axe de la saillance, appelé axe direct ou axe longitudinal de la machine (enroulement f). La présence de grilles ou de cage d'amortissement au rotor, ou encore l'éventuel effet amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents. L'un situé sur l'axe direct (enroulement D) et l'autre sur l'axe perpendiculaire appelé axe en quadrature ou axe transversal de la machine (enroulement Q). La figure 2.7 présente schématiquement la machine synchrone considérée.

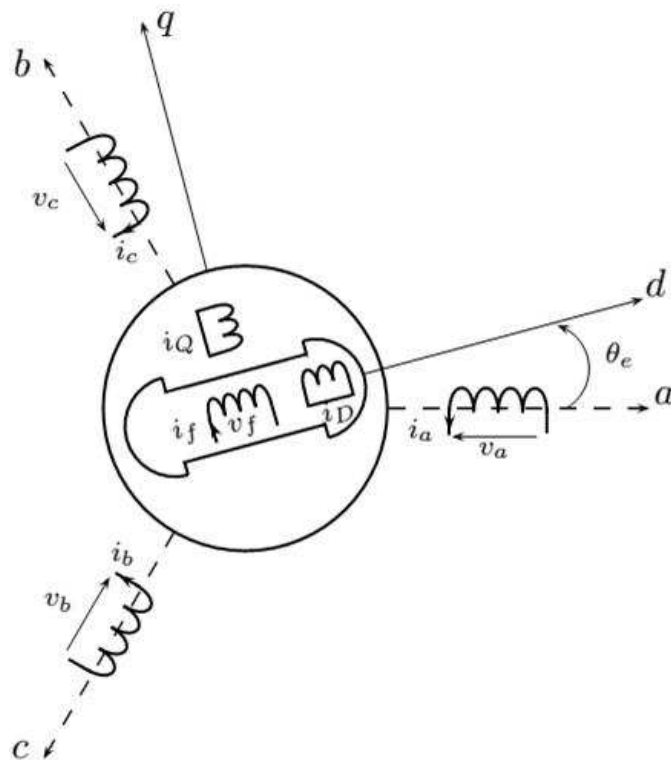


FIGURE 2.7 – Représentation schématique de la génératrice synchrone avec ses amortisseurs.

La modélisation de la machine est primordiale pour concevoir des systèmes de commande performants, ceci consiste à décrire son comportement par un modèle mathématique. Le modèle analytique de la machine synchrone à rotor bobiné peut être déduit en adoptant un ensemble d'hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références dont il est bon de rappeler :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault, les couplages capacitifs entre les enroulements sont supposés négligeables. Cette hypothèse nous permet d'exprimer tous les flux de la machine en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles.
- On considère que les résistances (d'induit et d'inducteur) de la machine sont invariantes par rapport aux variations de la température.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté de sorte que seuls les circuits inducteurs, induits et amortisseurs sont parcourus par des courants.
- On admet que les forces magnétomotrices des enroulements du stator sont à répartitions sinusoïdales, ce qui conduit à des expressions des inductances relativement simples.

Une convention "récepteur" est adoptée au rotor et une convention "générateur" au stator. Sous ces hypothèses, la machine peut être décrite dans le repère triphasé par les équations électriques suivantes [96,97] :

$$\begin{aligned} [v_s] &= -[r_s][i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \\ [v_r] &= -[r_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_s] &= \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; [r_r] = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \\ [i_r] &= \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} \end{aligned}$$

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 .

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{ss}(\theta_e) & M_{sr}(\theta_e) \\ -M_{rs}(\theta_e) & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

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

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

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

2.2.2.1.1 Modèle de l'alternateur dans le repère de PARK

2.2.2.1.1.1 Application de la transformée de Park aux flux

Maintenant, l'objectif est de trouver les expressions des flux dans le repère de Park. Pour ce faire, nous allons multiplier l'expression (2.13) ci-dessus par la matrice $\begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix}$, ce qui conduit alors à :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} \phi_{dq} \\ \phi_r \end{bmatrix}} = \begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -L_{ss}(\theta_e) & M_{sr}(\theta_e) \\ -M_{rs}(\theta_e) & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1}(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} P(\theta_e) & 0 \\ 0 & I_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_r \end{bmatrix}} \quad (2.14)$$

Que l'on peut également écrire :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dq} \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P(\theta_e)L_{ss}(\theta_e)P^{-1}(\theta_e) & P(\theta_e)M_{sr}(\theta_e) \\ -M_{rs}(\theta_e)P^{-1}(\theta_e) & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

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

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

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

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

Enfin en posant :

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

Et

$(-L_q) = M_{s0} - L_{s0} + \frac{3}{2}L_{sv}$ et gardant en mémoire que $2M_{s0} + L_{s0} = 0$, on obtient finalement

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & M_{sf}\sqrt{3/2} & M_{sD}\sqrt{3/2} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & M_{sQ}\sqrt{3/2} \\ -M_{sf}\sqrt{3/2} & 0 & L_f & M_{fD} & 0 \\ -M_{sD}\sqrt{3/2} & 0 & M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & -M_{sQ}\sqrt{3/2} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Ainsi, une relation simple entre les flux et les courants, ne dépendant pas de l'angle électrique, est obtenue. Cette relation est bien fondée à la seule condition que l'angle de transformation soit rigoureusement égal à l'angle électrique de la machine. Il faut noter que dans la pratique ou en simulation sous Matlab/Simulink, il est relativement aisé d'assurer cette condition en réalisant un calage de l'angle de la transformation de Park sur une des trois tensions de sortie de la machine. Pour plus de simplicité dans les expressions nous poserons :

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

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

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

2.2.2.1.1.2 Modèle électrique générique de la génératrice synchrone

En faisant une multiplication du premier terme de l'équation (2.12) par la matrice de Park et en utilisant l'identité $P^{-1}(\theta_e).P(\theta_e) = I_3$, nous obtenons

$$v_{dqo} = -[r_s]i_{dqo} + P(\theta_e)\frac{d}{dt}(P^{-1}(\theta_e)).\phi_{dqo} + \frac{d}{dt}.\phi_{dqo} \quad (2.17)$$

Il est aisé de montrer la relation très connue suivante :

$$P(\theta_e)\frac{d}{dt}(P^{-1}(\theta_e)) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Le modèle électrique de base de la machine synchrone peut alors être écrit dans le repère de Park comme suit.

$$\begin{cases} v_d &= -r_s i_d - \omega_e \phi_q + \frac{d}{dt}.\phi_d \\ v_q &= -r_s i_q - \omega_e \phi_d + \frac{d}{dt}.\phi_q \\ v_f &= r_f i_f + \frac{d}{dt}.\phi_f \\ 0 &= r_D i_D + \frac{d}{dt}.\phi_D \\ 0 &= r_Q i_Q + \frac{d}{dt}.\phi_Q \end{cases} \quad (2.19)$$

Nous avons donc, grâce à la transformation de PARK, réussi à trouver un modèle électrique de la génératrice synchrone à rotor bobiné ne dépendant pas de l'angle électrique θ_e .

Afin de déterminer le circuit électrique équivalent de la génératrice synchrone, la répartition des flux dans la machine sera considérée de sorte que, on suppose que le flux de fuite de chaque enroulement n'est pas commun avec aucun autre [98-100]. Le schéma de celui-ci est donné par la Fig. 2.8.

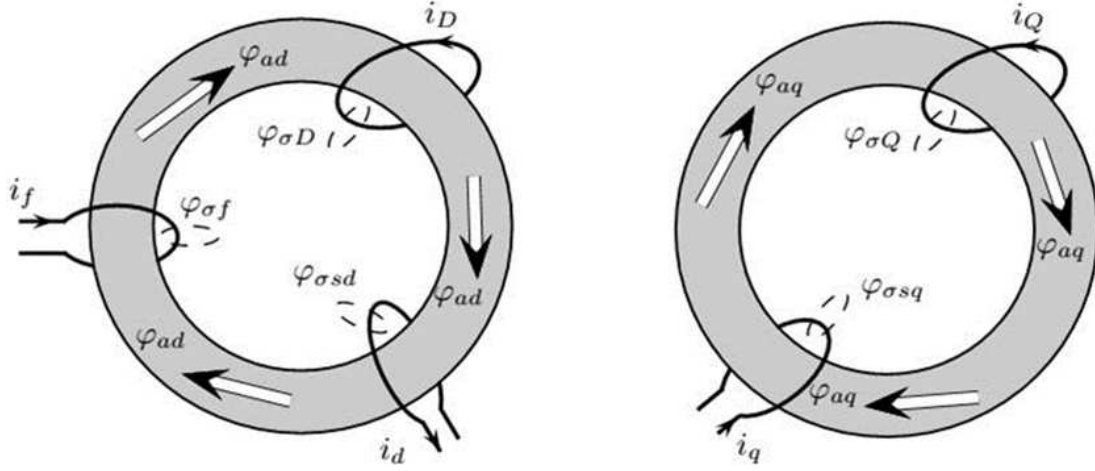


FIGURE 2.8 – Vue schématique des différents flux dans la machine dans les axes d et q .

Où ϕ_{ad} et ϕ_{aq} sont respectivement les flux magnétisant commun dans les axes direct et en quadrature, $\phi_{\sigma sd}$, $\phi_{\sigma D}$ et $\phi_{\sigma f}$ sont respectivement les flux de fuite suivant l'axe direct du stator, des amortisseurs de l'axe direct et de la roue polaire, $\phi_{\sigma sq}$, $\phi_{\sigma Q}$ sont respectivement les flux de fuite suivant l'axe en quadrature du stator et des amortisseurs de l'axe en quadrature.

D'après cette figure, il est possible de décrire la répartition des flux de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_d = \phi_{ad} + \phi_{\sigma sd} \\ = l_{ad} \cdot (-i_d + i_D + i_f) - l_{\sigma sd} i_d \\ \phi_q = \phi_{aq} + \phi_{\sigma sq} \\ = l_{aq} \cdot (-i_q + i_Q) - l_{\sigma sq} i_q \\ \phi_f = \phi_{ad} + \phi_{\sigma f} \\ = l_{ad} \cdot (-i_d + i_D + i_f) + l_{\sigma f} i_f \\ \phi_D = \phi_{ad} + \phi_{\sigma D} \\ = l_{ad} \cdot (-i_d + i_D + i_f) + l_{\sigma D} i_D \\ \phi_Q = \phi_{aq} + \phi_{\sigma Q} \\ = l_{aq} \cdot (-i_q + i_Q) + l_{\sigma Q} i_Q \end{array} \right. \quad (2.20)$$

Avec :

$l_{\sigma sd}$ et $l_{\sigma sq}$ sont respectivement les inductances de fuite des enroulements statoriques de l'axe d et de l'axe q ; $l_{\sigma f}$ est l'inductance de fuite de la roue polaire; l_{ad} et l_{aq} sont respectivement 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 2.9 montre le schéma électrique équivalent de la machine. Ce circuit est déduit en utilisant les équations de la machine données par (2.20) et (2.21).

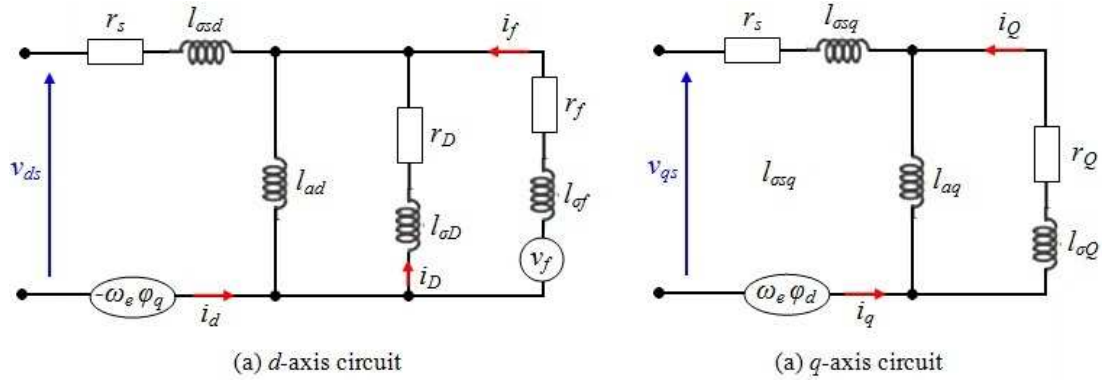


FIGURE 2.9 – Circuit électrique équivalent de la génératrice synchrone.

En remplaçant les expressions des flux de l'équation (2.16) dans l'équation (2.19), on obtient les équations électriques de la machine synchrone de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Où :

$$R = \begin{bmatrix} -r_s & L_q \omega_e & 0 & 0 & -m_{sQ} \omega_e \\ -L_d \omega_e & -r_s & m_{sf} \omega_e & m_{sD} \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

et :

$$M = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & m_{sf} & m_{sD} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & m_{sQ} \\ -m_{sf} & 0 & L_f & m_{fD} & 0 \\ -m_{sD} & 0 & m_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & -m_{sQ} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

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

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = X \end{cases} \quad (2.24)$$

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

$U_2 = [v_f]^t$ 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.

Afin de simuler le fonctionnement de la machine à vide (sans charge), 3 résistances de grande valeur sont ajoutées ($R = 10^3 \Omega$).

2.2.3 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 :

$$C_{em} = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (2.25)$$

Avec :

- W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
- θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
- P : Nombre de paires de pôles.

L'expression de la puissance transmise dans le repère de Park est donnée par [101] :

$$P(t) = v_d i_d + v_q i_q \quad (2.26)$$

En remplaçant v_d , v_q par leurs expressions, on aura :

$$P(t) = -r_s(i_d^2 + i_q^2) + i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} + \frac{d\theta_e}{dt} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (2.27)$$

- $-r_s(i_d^2 + i_q^2)$: Représente la puissance dissipée en pertes Joule dans les enroulements du stator [102].
- $i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator [101].
- $i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}$: Représente la puissance électromagnétique [102].

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

L'expression du couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = p \cdot (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (2.28)$$

Aussi, On peut exprimer l'expression du couple en fonction des courants i_d , i_q , comme suivant :

$$C_{em} = p \cdot [L_d - L_q] i_d i_q + (m_{sf} i_f + m_{sD} i_D) i_q - m_{sQ} i_Q i_d \quad (2.29)$$

2.2.4 Simulation numérique du modèle dynamique de la machine synchrone

Après avoir réalisé le modèle dynamique de la machine asynchrone, une simulation de ce modèle est nécessaire afin d'étudier les performances dynamiques de cette machine. La figure 2.10 montre un modèle de simulation de la machine synchrone en utilisant le logiciel Simulink de Matlab. Un essai d'impact et de délestage de la charge nominale de la GSRB (la charge qui consomme la puissance apparente nominale (7.5 kVA) avec un facteur de puissance de 0.8 est noté $100_{0.8}$) a été effectué. L'alimentation de la roue polaire de la GS est assurée par un autotransformateur délivrant une tension continue grâce à un pont triphasé à diodes. Pour l'essai que nous avons réalisé, la tension d'excitation a pour valeur moyenne $v_f \approx 30V$.

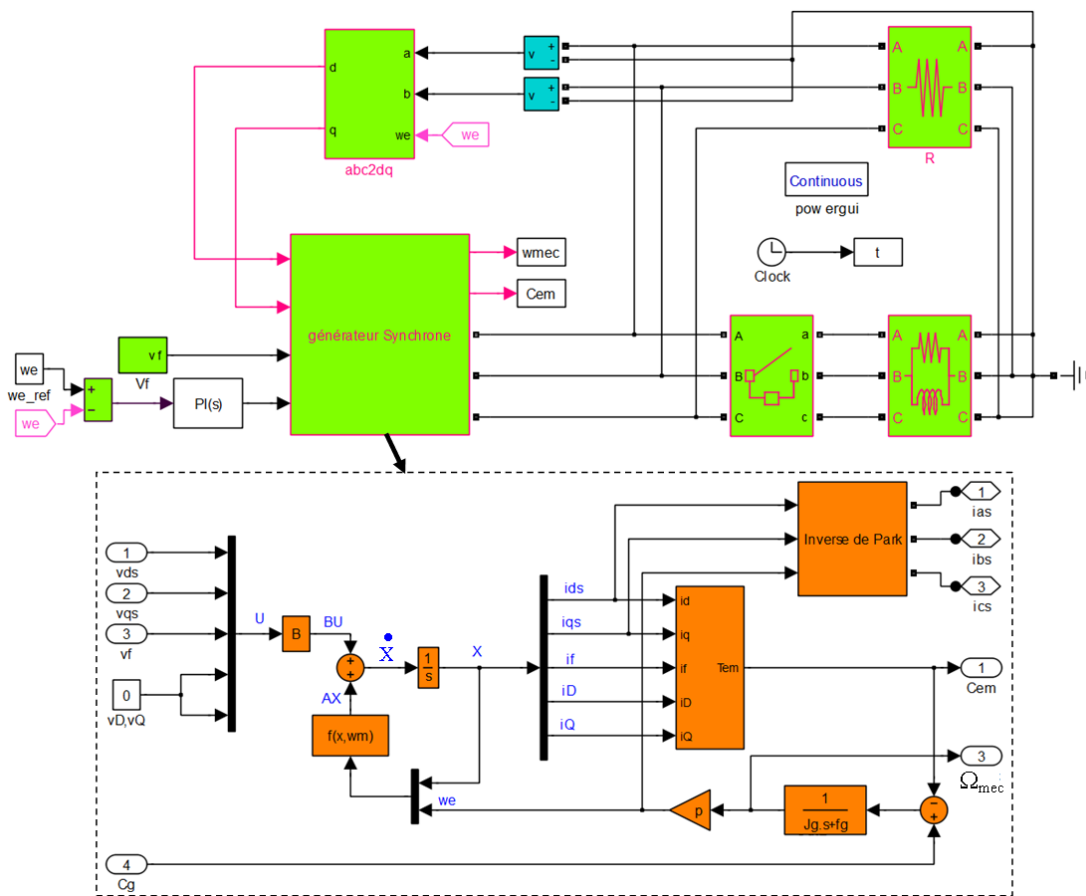


FIGURE 2.10 – Schéma Simulink du modèle du générateur synchrone.

2.2.4.1 Interprétations des résultats

Avant l'impact, la génératrice synchrone est à vide (non chargée). A $t = 3s$, la charge est brusquement connectée à la GS à travers un contacteur triphasé du Sim Power Systems toolbox de Matlab. A $t = 6.6s$, le contacteur est commandé pour déconnecter la même charge. La figure

2.11 montre les tensions statoriques de la GSRB et la Fig 2.12 montre les courants statoriques de la GSRB.

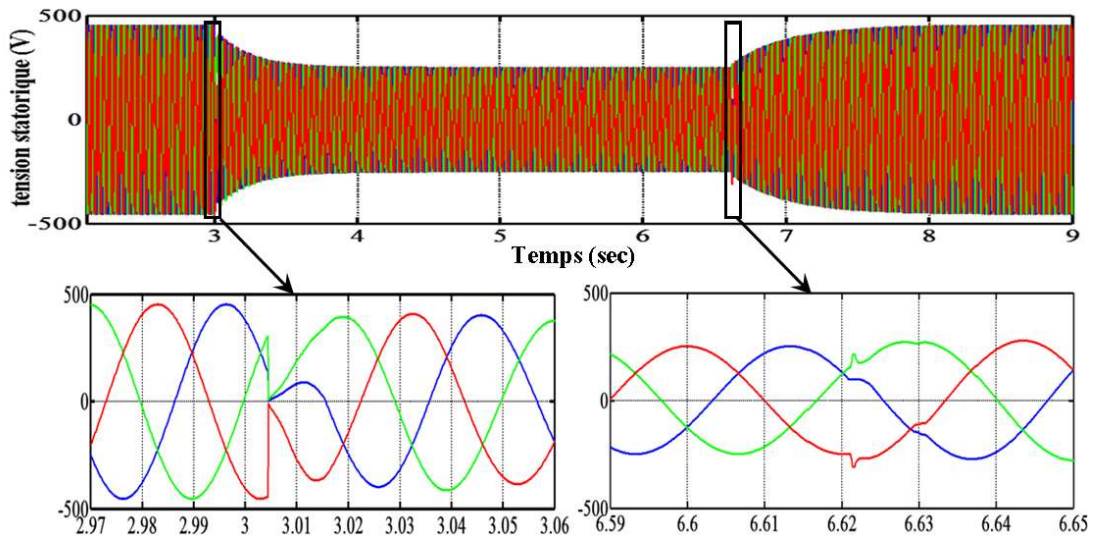


FIGURE 2.11 – Tensions statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0,8}$

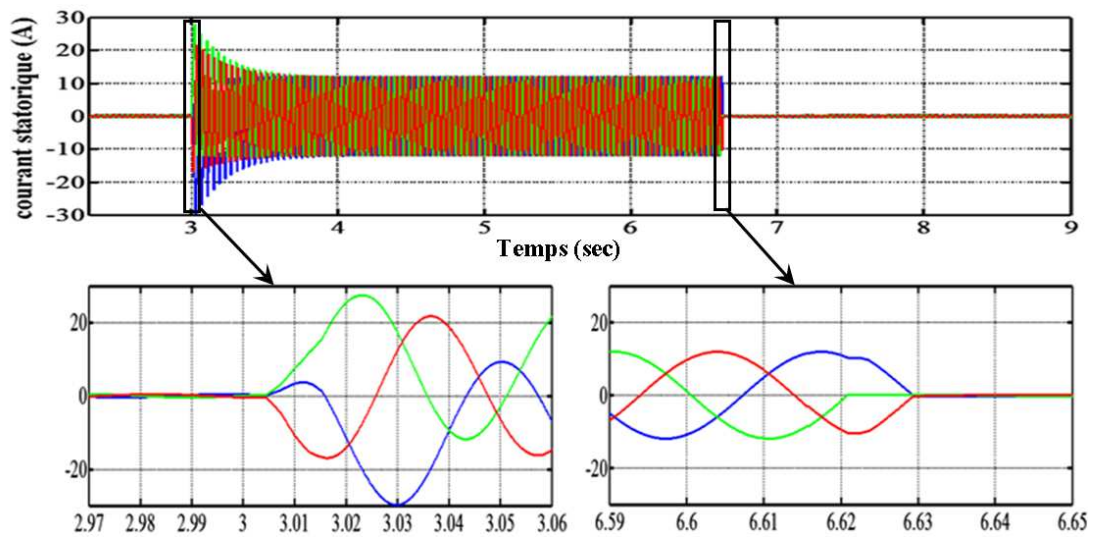


FIGURE 2.12 – Courants statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0,8}$

Durant l'impact, on observe 3 régimes : le régime subsubtransitoire, le régime subtransitoire et le régime transitoire. Le régime subsubtransitoire est lié à l'application brusque de la charge résistive qui est en parallèle avec la charge inductive. En effet, d'une part, les courants statoriques ne peuvent pas subir une variation brusque (circuit inductif de la machine) ; d'autre part, la tension à la sortie de la machine doit vérifier la loi d'Ohm ($U = R.I$). Par conséquent, on remarque une chute brusque des tensions statoriques durant ce régime. L'addition de la faible

inductance en série avec la résistance diminue la chute des tensions. Le régime subtransitoire est lié à la présence des amortisseurs.

Durant ce régime, les amortisseurs ont une influence importante sur le comportement du système. Pendant le délestage, on a commandé le contacteur à $t = 6.6s$ pour retirer la charge ; par contre, d'après les figures 2.11 et 2.12 on remarque que le délestage commence à $t = 6.601s$. En effet, le bloc contacteur de Matlab prend en compte qu'il n'est pas possible de couper un courant dans un circuit inductif (la machine). Pour cela, la figure 2.11 montre que la coupure du premier courant se fait à son passage par zéro et que l'annulation des deux autres se fasse à $t = 6.604s$.

Dans le repère dq , la figure 2.13 montre les courants statoriques i_d et i_q . Durant l'impact, on remarque une augmentation du courant i_q plus rapide que celle du courant i_d . Si on suppose que dans le régime subsubtransitoire, le courant magnétisant de l'axe q est constant ($i_q + i_Q = constant$), par conséquent, la chute instantanée de la tension v_q est due au facteur $l_q \frac{di_q}{dt}$ (voir le système d'équation (2.21)). On note encore que la nature de la charge ($R, R//L, \dots$) influence les oscillations des courants statoriques. La figure 2.13 montre aussi l'annulation non-instantanée des courants statoriques durant le délestage.

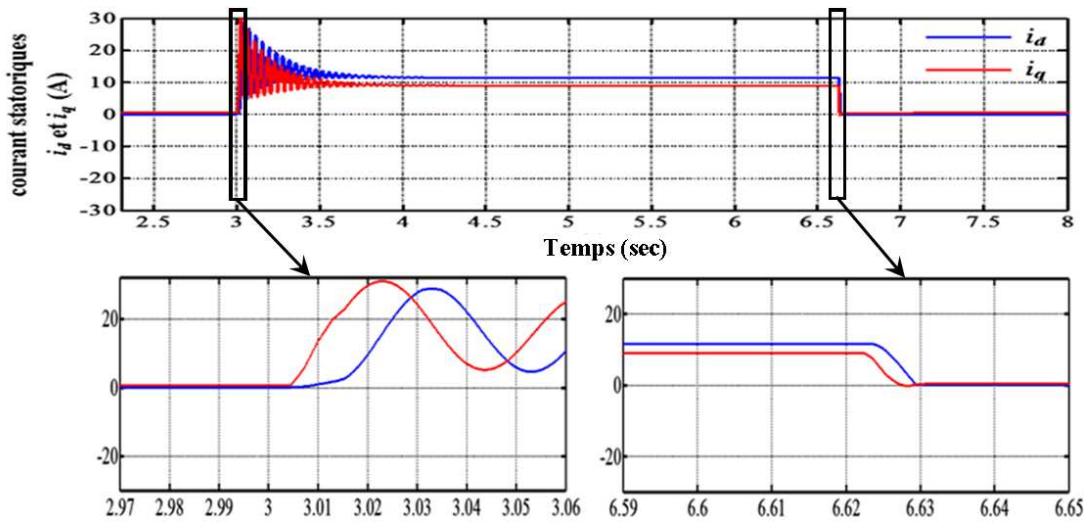


FIGURE 2.13 – Courants statoriques dans le repère dq .

On remarque que l'annulation des courants statoriques, le courant i_Q converge vers zéro suivant la constante de temps de l'amortisseur de l'axe q .

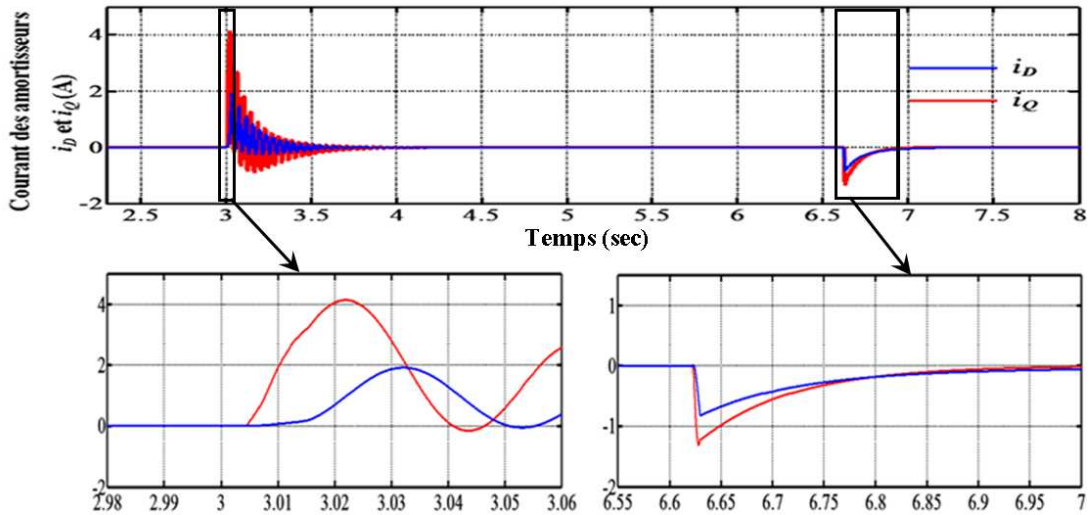


FIGURE 2.14 – Courants des amortisseurs dans le repère dq .

La figure 2.15 montre le courant de la roue polaire. Lors de l'impact, le courant de la roue polaire augmente rapidement puis il diminue avec des oscillations pour atteindre sa valeur initiale. Pendant ce régime transitoire, l'augmentation du courant de la roue polaire peut être vue par le pont de diodes comme une diminution de la résistance de la roue polaire, ce qui met le pont dans un autre mode de fonctionnement. D'après cette figure, le temps pendant lequel le courant de la roue polaire revient à son régime permanent est autour de 0.35s. En réalisant le même essai avec une alimentation directe de la roue polaire de la GS, on remarque que ce temps est égal à 0.6s. Lors du délestage, la diminution et l'augmentation du courant de la roue polaire est fait pour qu'il atteigne son régime permanent. Pour cela, le temps pendant lequel le courant arrive à son régime permanent ($\Delta t \approx 0.95s$) est plus petit que celui dans le cas d'une excitation directe de la GS ($\Delta t \approx 1.5s$).

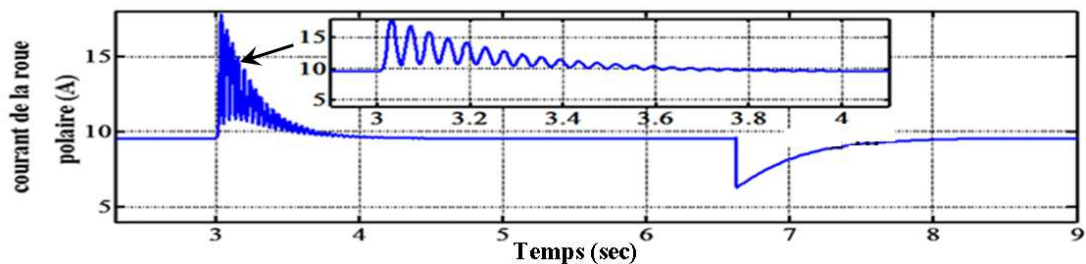


FIGURE 2.15 – Courants de la roue polaire (excitation).

La figure 2.17 donne le comportement de la vitesse de rotation de la GS. Pendant l'impact de charge, l'augmentation du couple résistant a pour conséquence, une chute de la vitesse mécanique de la GS et lors du délestage, on assiste à un dépassement de vitesse. D'après cette figure, la chute et le dépassement de la vitesse est autour de 2%. Ces deux phénomènes sont rejetés efficacement grâce à un système de régulation de vitesse.

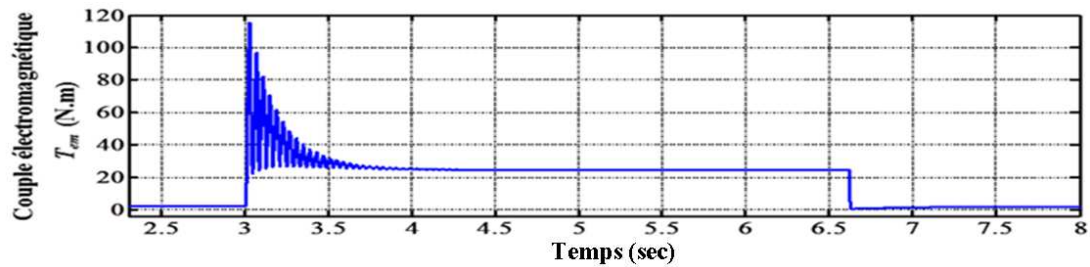


FIGURE 2.16 – Couple électromagnétique.

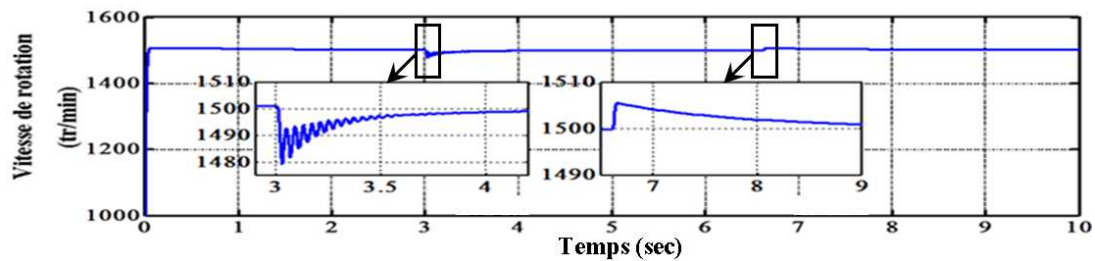


FIGURE 2.17 – Vitesse de rotation de la machine lors des essais d'impact/délestage de charge.

2.2.4.2 Interface d'électronique de puissance

L'interfaçage de chaque armature de la machine avec le réseau est obtenue par la mise en cascade de deux convertisseurs triphasés, connectés à travers un bus de tension continue. La structure de chaque convertisseur est donnée sur la Fig. 2.18, il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor IGBT et d'une diode en antiparallèle [103,14].

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. Cet échange peut être bidirectionnel, les convertisseurs fonctionnent alors indifféremment en mode redresseur et en mode onduleur.

2.2.4.2.1 Représentation vectorielle du convertisseur triphasé

La figure 2.18 présente un convertisseur triphasé pour un fonctionnement en mode onduleur, il est à noter que la modélisation reste la même dans le cas d'un fonctionnement en mode redresseur. Pour des raisons de simplification, en supposant que chaque ensemble transistor-diode peut être considéré comme un interrupteur idéal [95].

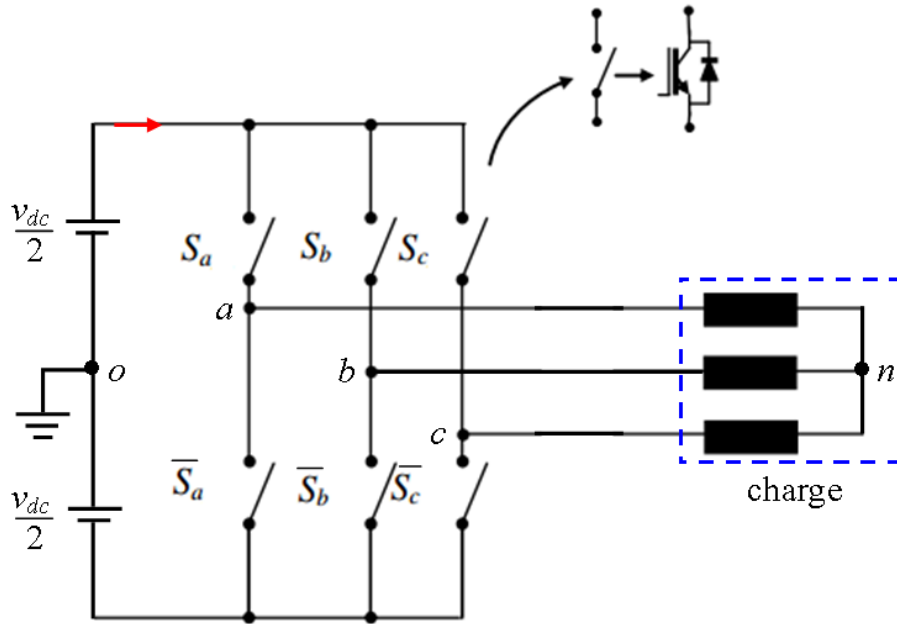


FIGURE 2.18 – Schéma d'un convertisseur triphasé.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs, les interrupteurs d'un même bras sont pilotés de façon complémentaire et chaque bras de l'onduleur est piloté par une grandeur logique qui prend deux valeurs :

- $S_j = 1$ alors l'interrupteur haut du bras j est passant et celui du bas est bloqué. $\forall j \in a, b, c$;
- $S_j = 0$ alors l'interrupteur haut du bras j est bloqué et celui du bas est passant. $\forall j \in a, b, c$;

Les tensions de sortie de l'onduleur sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée "o", elles s'expriment par :

$$V_{j0} = S_j v_{dc} - \frac{v_{dc}}{2}; \forall j \in a, b, c \quad (2.30)$$

En considérant que la charge triphasée est équilibrée, les tensions de phase rapportées au point neutre "n" peuvent être exprimées par la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2.V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(2.V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(2.V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}) \end{cases} \quad (2.31)$$

En utilisant l'expression (2.30) dans le système (2.31), on déduit les tensions de sortie de phase de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Afin de mettre en œuvre une stratégie de commande vectorielle et de simplifier les calculs, nous allons utiliser une représentation vectorielle des tensions triphasées de l'onduleur. En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur tension qui s'écrit sous la forme suivante [104] :

$$V_s = \frac{2}{3}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \quad (2.33)$$

Le vecteur tension peut être également exprimé en coordonnées cartésiennes, en utilisant un référentiel complexe correspondant à la transformation de Clarke, soit :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_{an} + j \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (V_{bn} - V_{cn}) \quad (2.34)$$

Dans le référentiel complexe, les différentes combinaisons possibles de tous les états des interrupteurs de l'onduleur (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur V_s . Les huit combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs V_1 à V_6 , qui forment les sommets de l'hexagone bien connu des tensions atteignables par un onduleur à deux niveaux, et deux vecteur nuls V_0 et V_7 , représentés sur la Fig. 2.19.

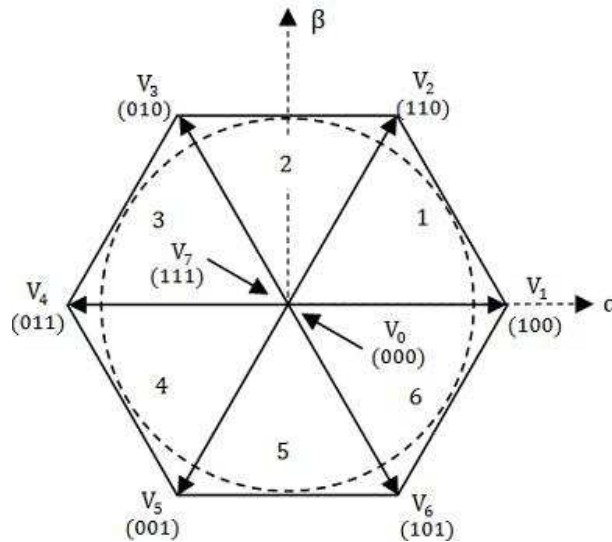


FIGURE 2.19 – Vecteurs générés par l'onduleur et les différents secteurs.

Pour mieux comprendre cette représentation, nous allons expliquer, par exemple, dans le cas de $V_2(110)$, les autres vecteurs sont calculés de la même manière dans le plan complexe. D'après l'équation (2.34) nous obtenons :

$$V_2(110) = \frac{1}{3}v_{dc} + j \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc} \quad (2.35)$$

Il est à noter que tous les vecteurs actifs V_1 à V_6 ont les mêmes modules $2v_{dc}/3$, et régulièrement décalés d'un angle de 60° .

2.2.4.2.2 Technique de modulation vectorielle

Il existe différentes techniques MLI pour la commande des onduleurs triphasés. Actuellement, la modulation vectorielle grâce au compromis que présente entre le contenu harmonique et l'amplitude maximale des ondes de sortie, elle est reconnue comme étant la méthode préférée, surtout dans le cas d'une implantation numérique [105,106].

Le principe de cette technique consiste à reconstruire vectoriellement la référence de la tension à partir des huit vecteurs tension que peut générer l'onduleur. Ainsi, le vecteur tension de référence V_s^* est calculé globalement et approximé sur un période de modulation T_m par un vecteur tension moyen \tilde{V}_s . Ce dernier est élaboré par application des vecteurs actifs V_i et V_{i+1} adjacents à la référence et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

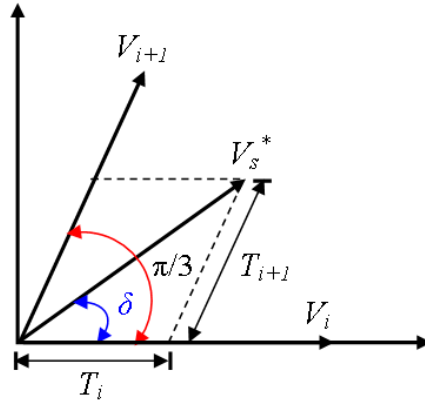


FIGURE 2.20 – Position du vecteur tension de référence V_s^* .

Pour cela le vecteur tension de référence est échantillonné à la fréquence de modulation, la valeur échantillonnée est utilisée ensuite pour résoudre les équations suivantes [104] :

$$V_s^* = \tilde{V}_s = \frac{1}{T_m} \cdot (T_i \cdot V_i + T_{i+1} \cdot V_{i+1}) \quad (2.36)$$

$$T_0 = T_m - (T_i + T_{i+1}) \quad (2.37)$$

T_i , T_{i+1} , T_0 : sont respectivement les durées d'application des vecteurs V_i et V_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls.

On définit l'indice de modulation m comme étant le rapport entre l'amplitude de vecteur tension de référence et l'amplitude maximale accomplie lorsque le vecteur tension tourne le long du plus grand cercle inscrit dans l'hexagone de la Fig. 2.19. Le vecteur tension de référence s'exprime alors par :

$$V_s^* = V_{\alpha s}^* + j \cdot V_{\beta s}^* = m \cdot \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\delta} \quad (2.38)$$

En projetant l'équation 2.36 sur les axes perpendiculaires, on déduit facilement les relations donnant les durées d'application des différents vecteurs :

$$\begin{cases} T_i &= m.T_m.\sin(i.\frac{\pi}{3} - \delta) \\ T_{i+1} &= m.T_m.\sin(\delta - (i-1).\frac{\pi}{3}) \\ T_0 &= T_m - (T_i + T_{i+1}) \end{cases} \quad (2.39)$$

Il est intéressant de minimiser le nombre de commutations de chaque bras afin de réduire les pertes dans l'onduleur. La séquence temporelle de vecteurs d'état appliquée est [107] :

$$\begin{array}{ccccccc} V_i & - | - & V_{i+1} & - | - & V_{0,7} & - | - & V_{i+1} & - | - & V_i \\ \frac{T_i}{2} & - | - & \frac{T_{i+1}}{2} & - | - & T_0 & - | - & \frac{T_{i+1}}{2} & - | - & \frac{T_i}{2} \end{array}$$

Comme il y a le choix pour la réalisation du vecteur nul, celui-ci est sélectionné de la manière suivante :

- $V_0 \Leftrightarrow (0, 0, 0)$ est utilisé avant et après les vecteurs impairs ;
- $V_7 \Leftrightarrow (1, 1, 1)$ est utilisé avant et après les vecteurs pairs.

La figure 2.21 illustre un exemple de chronogramme des périodes de conductions des interrupteurs des trois bras de l'onduleur obtenu par exemple dans le secteur 1.

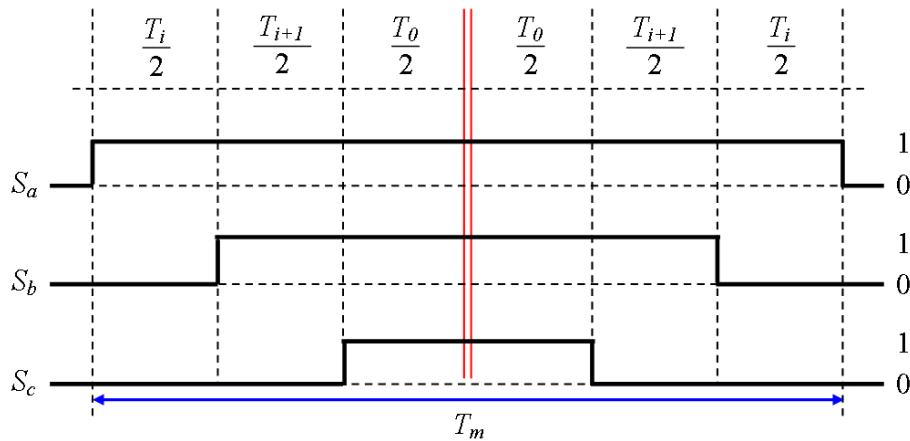


FIGURE 2.21 – Chronogramme des périodes de conductions dans le secteur 1.

On constate d'après ce chronogramme que seulement deux bras de l'onduleur rentrent en commutation et chaque bras ne commute que deux fois pendant la période de modulation.

2.2.4.3 Modélisation du bus continu

Le bus continu est un élément de stockage d'énergie, représenté par une capacité qui sert de source tampon d'énergie entre le convertisseur côté machine et le convertisseur coté réseau. Il est donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit.

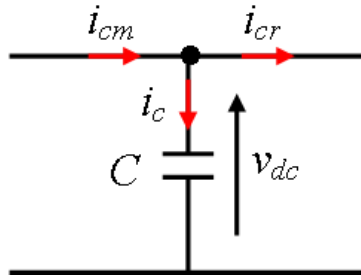


FIGURE 2.22 – Représentation du bus continu.

Chaque convertisseur exerce son influence sur ce circuit, par le courant qu'il donne ou qu'il prend au condensateur. L'évolution temporelle de la tension à ses bornes est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$v_{dc} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_c \cdot dt \quad (2.40)$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent deux courants modulés par le CCM et le CCR (Fig. 2.22) :

$$i_c = i_{cm} - i_{cr} \quad (2.41)$$

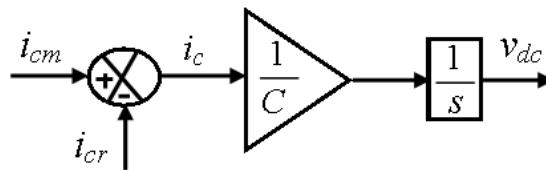


FIGURE 2.23 – Schéma bloc du bus continu.

2.2.4.4 Modèle de la liaison au réseau

Le schéma de la Fig. 2.24 montre que la liaison au réseau électrique est réalisée via un filtre d'entrée de premier ordre RL , ayant pour objectifs de respecter l'alternance des sources et d'empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau.

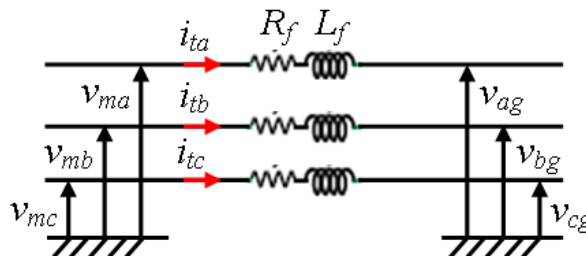


FIGURE 2.24 – Schéma bloc du bus continu.

L'application de la loi des mailles pour chaque phase au point de raccordement du filtre donne les équations qui lient les tensions modulées par le convertisseur et les courants transitant le filtre :

$$\begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{ta} \\ i_{tb} \\ i_{tc} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ta} \\ i_{tb} \\ i_{tc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Les tensions v_{ag} , v_{bg} et v_{cg} sont celles du réseau côté basse tension, telles que :

$$\begin{cases} v_{ag} = V_m \sin(\omega_g t) \\ v_{bg} = V_m \sin(\omega_g t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cg} = V_m \sin(\omega_g t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.43)$$

Avec $V_m = \sqrt{2} \cdot v_{eff}$ et $\omega_g = 2\pi f_s$.

En appliquant la transformation de Park à la relation (2.42), on obtient la relation suivante :

$$\begin{cases} v_{md} = v_{dg} + R_f i_{td} + L_f \frac{di_{td}}{dt} - \omega_g L_f i_{tq} \\ v_{mq} = v_{qg} + R_f i_{tq} + L_f \frac{di_{tq}}{dt} + \omega_g L_f i_{td} \end{cases} \quad (2.44)$$

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les trois parties essentielles du système de conversion éolienne, la première représente la partie mécanique qui contient la turbine, et la transmission mécanique. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné. En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi, dont la complexité a été réduite.

Nous avons constaté que le modèle de cette machine est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de simplifier ce modèle. Des résultats de simulation sont présentés. Dans la dernière partie, nous avons présenté la modélisation des convertisseurs statiques, en parlant de la modélisation de l'onduleur de tension à commande MLI et ensuite de la liaison au réseau via le filtre RL .

Sachant que le modèle de la GSRB est fortement couplé, il est utile de trouver une méthode de commande permettant de rendre le contrôle de la puissance active et réactive indépendant. Ainsi, le chapitre suivant fera l'objet du découplage des puissances active et réactive par la commande vectorielle.

Chapitre 3

Commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une GSRB

Sommaire

3.1	Introduction	49
3.2	Architecture du dispositif de commande	50
3.3	Extraction du maximum de la puissance du vent	51
3.3.1	Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation	52
3.3.2	Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation	53
3.3.3	MPPT par la logique floue	55
3.4	Commande du convertisseur côté GSRB	57
3.4.1	Principe de la commande	59
3.4.2	Commande des courants de la GSRB	60
3.4.3	Commande de la vitesse de la GSRB	63
3.5	Commande du convertisseur côté réseau	63
3.5.1	Contrôle des courants transitant dans le filtre RL	64
3.5.2	Contrôle de la tension du bus continu	66
3.6	Résultats de simulation	67
3.6.1	Comparaison des différents MPPT	68
3.6.2	Résultats de simulation du système de conversion éolien	71
3.7	Conclusion	73

3.1 Introduction

Comme déjà mentionné auparavant, le fonctionnement à vitesse variable demande la définition d'une stratégie de commande globale de l'aérogénérateur, c'est-à-dire préciser comment utiliser les actionneurs disponibles, pour satisfaire les objectifs de commande et les contraintes de fonctionnement de l'aérogénérateur.

Dans ce contexte nous allons développer la stratégie de commande adoptée à savoir le contrôle vectoriel à la chaîne globale de conversion éolienne. Nous présenterons dans la première partie de ce chapitre les modèles analytiques des différentes parties de la turbine et les commandes associées, à savoir le contrôle de la turbine pour extraire le maximum de puissance du vent, appelé le point de puissance maximale ou bien MPPT (Maximum Power Point Tracking) et cela dans le cas où la caractéristique ($C_p(\lambda)$) de la turbine est connue. Dans le cas contraire, une méthode non linéaire basée sur la théorie de la logique floue (MPPT par logique floue) sera proposée également.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous traitons deux aspects, le premier aspect est la commande vectorielle par orientation du flux d'excitation sur la GSRB. L'autre aspect concerne, l'élaboration du contrôle de la liaison au réseau avec la régulation du bus continu. Pour la commande de l'interface d'électronique de puissance, nous intéressons à appliquer la technique de modulation vectorielle. Les résultats de simulation obtenus sous Matlab/Simulink seront présentés afin de montrer les performances de ce système.

3.2 Architecture du dispositif de commande

L'architecture du dispositif de commande est présentée par la Fig. 3.1. Elle est basée sur le modèle triphasé de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien.

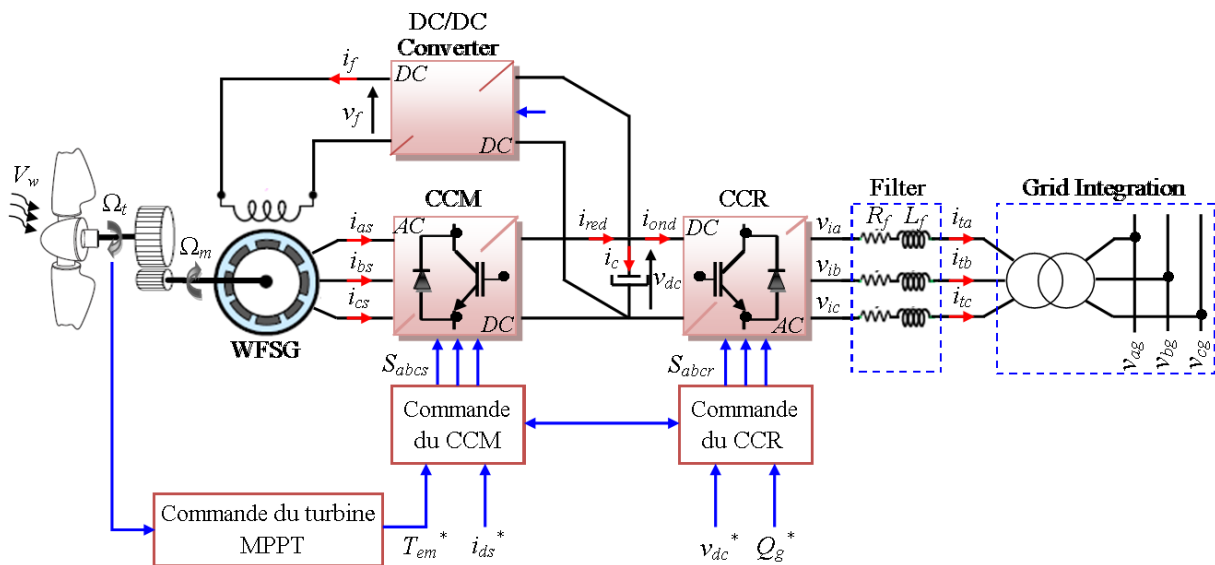


FIGURE 3.1 – Architecture de commande du système éolien.

D'après la Figure 3.1, trois commandes détaillées par la suite sont donc nécessaires pour assurer le fonctionnement de l'éolienne :

- ✓ la commande d'extraction du maximum de puissance du vent par un contrôle dit MPPT,

- ✓ la commande du CCM en contrôlant le couple électromagnétique et la puissance réactive statorique de la GSRB,
- ✓ la commande du CCR en contrôlant la tension du bus continu et les puissances active et réactive échangées avec le réseau.

3.3 Extraction du maximum de la puissance du vent

L'objectif de cette régulation est double, d'une part protéger l'éolienne du vent fort et d'autre part délimiter la puissance. Cette source éolienne est dimensionnée pour développer sur son arbre une puissance nominale P_{mn} à partir d'une vitesse de vent nominale V_{wn} . Au-delà de cette vitesse, les paramètres de la turbine doivent modifier afin d'éviter les surcharges mécaniques (turbines, mat et structure), de sorte que la puissance récupérée par la turbine ne dépasse pas la puissance nominale pour laquelle l'éolienne a été conçue. Il y a d'autres grandeurs dimensionnant [108] :

- la vitesse de démarrage, V_{wd} , à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie,
- la vitesse maximale du vent, V_{wmax} , pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement.

La courbe de puissance permet de définir quatre zones de fonctionnement pour l'éolienne suivant la vitesse du vent, comme illustré en Fig. 3.2.

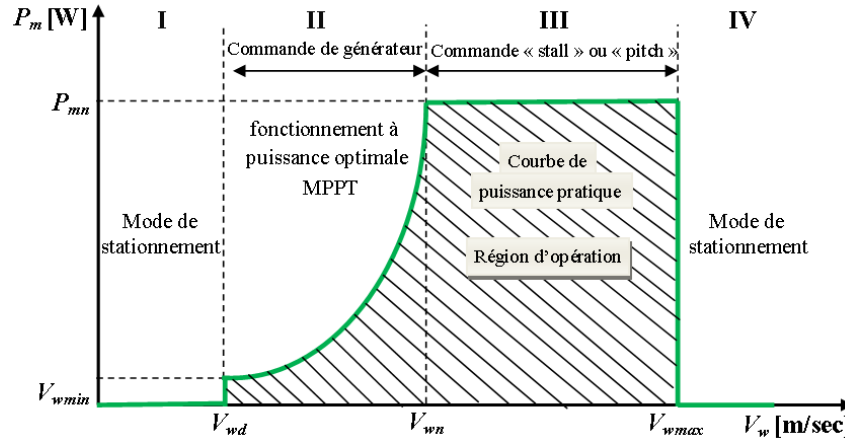


FIGURE 3.2 – Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent.

- ✓ la zone I, où $P_m = 0$ (la turbine ne fonctionne pas).
- ✓ la zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent V_w . Lorsque le vent atteint une vitesse minimale V_{wmin} , un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent, est appliquée tout en maintenant un angle de calage nul. Ce processus continue jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale

V_n correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique P_n et de la vitesse de rotation Ω_n . Cette zone correspond au fonctionnement à charge partielle (CP).

✓ la zone III, où la vitesse de rotation est maintenue constante et où la puissance P_m fournie reste égale à P_n .

Lorsque la vitesse du vent atteint ou dépasse la vitesse maximale du vent V_m , les pales sont inclinées complètement hors du vent. Aucune puissance n'est captée et la vitesse de la turbine est réduite à zéro. La turbine sera verrouillée dans le mode de stationnement pour éviter les dommages causés par le fort vent.

La plupart des grandes turbines éoliennes utilise deux principes de contrôle aérodynamique pour limiter la puissance extraite à la valeur de la puissance nominale de la génératrice :

✓ Le système "**pitch**" ou "**à pas variable**" qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante dans la zone III de vitesse.

✓ Le système "**stall**" ou à "**décrochage aérodynamique**", le plus robuste car c'est la forme des pales qui conduit à une perte de portance au-delà d'une certaine vitesse de vent, mais la courbe de puissance chute plus vite : il s'agit donc d'une solution passive.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone II. L'angle de calage des pales β est constant. Dans la Zone II, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la GSRB afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce principe est connu sous la terminologie MPPT. On peut distinguer deux modes de contrôle [109] :

- le contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation,
- le contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation.

Pour l'étude de ces deux modes de contrôle, on supposera que la GSRB et le CCM sont idéaux : quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique développé par la GSRB est donc à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande.

3.3.1 Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation

La première méthode de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la GSRB de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence.

Pour réaliser ceci, un asservissement de la vitesse de rotation de la GSRB doit être effectué, comme le montre la Fig. 3.3, où la vitesse du vent mesurée V_w est utilisée pour produire la vitesse de référence du générateur Ω_{mec}^* 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 et égal à 0°), comme le montre la Fig. 2.2.

La vitesse de rotation de référence de la GSRB Ω_{mec}^* est obtenue à partir des équations (2.2), (2.11) et est définie par :

$$\Omega_{mec}^* = G \cdot \frac{\lambda_{opt} \cdot V_w}{R}, \quad (3.1)$$

Ce mode de contrôle présente l'inconvénient d'une dégradation de la puissance extraite suite à l'utilisation d'un unique anémomètre sur l'éolienne pour la mesure de la vitesse [110,111].

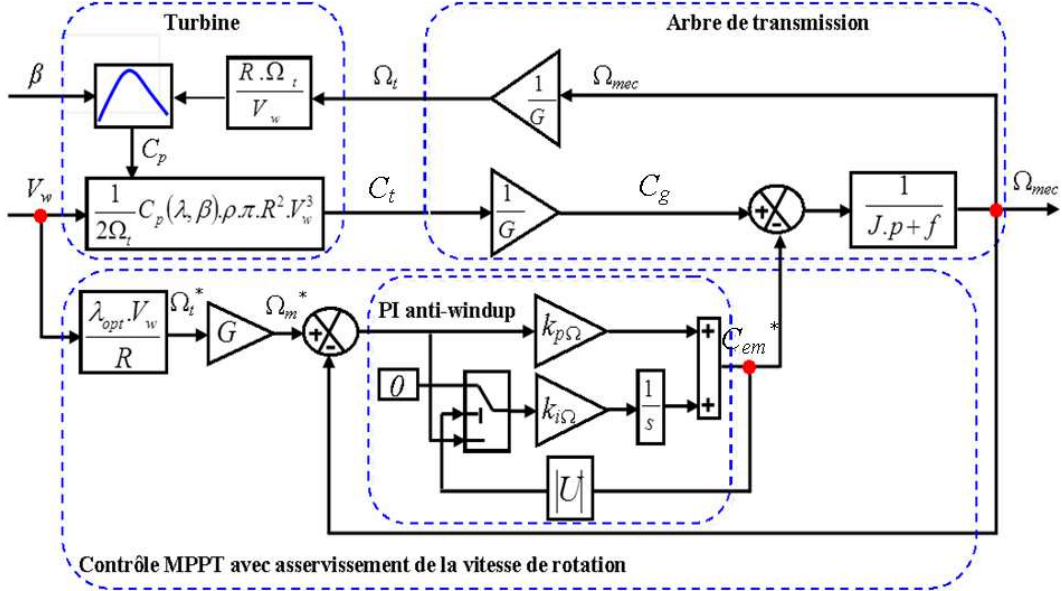


FIGURE 3.3 – Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

3.3.2 Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation

La vitesse du vent étant difficilement mesurable, une stratégie MPPT sans cette mesure est présentée. Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse 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 [112] :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_g - C_{em} - f \cdot \Omega_{mec} = 0 \quad (3.2)$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($f \cdot \Omega_{mec} = 0$) par rapport au couple mécanique C_g , on peut alors écrire :

$$C_g = C_{em} \quad (3.3)$$

Alors, la référence du couple électromagnétique de la turbine est obtenue à partir du couple de la turbine :

$$C_{em_ref} = \frac{C_t}{G} \quad (3.4)$$

Ce qui conduit à écrire :

$$C_{em_ref} = \frac{1}{2\Omega_t G} \cdot \rho \cdot S \cdot C_{p_max} \cdot V_w^3 \quad (3.5)$$

Pour une valeur constante de l'angle d'orientation des pales β et du rapport de vitesse λ égale à sa valeur maximale λ_{opt} , la vitesse du vent peut être estimée :

$$V_{w_est} = \frac{\Omega_{t_est} R}{\lambda_{opt}} \quad (3.6)$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée Ω_{t_est} , est calculée à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la GSRB :

$$\Omega_{t_est} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (3.7)$$

L'expression du couple de référence devient alors proportionnelle au carré de la vitesse de rotation de la génératrice :

$$C_{em_ref} = \frac{C_{p_max} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5}{2 \cdot G^3 \cdot \lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_{mec}^2 \quad (3.8)$$

La Figure 3.4 présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

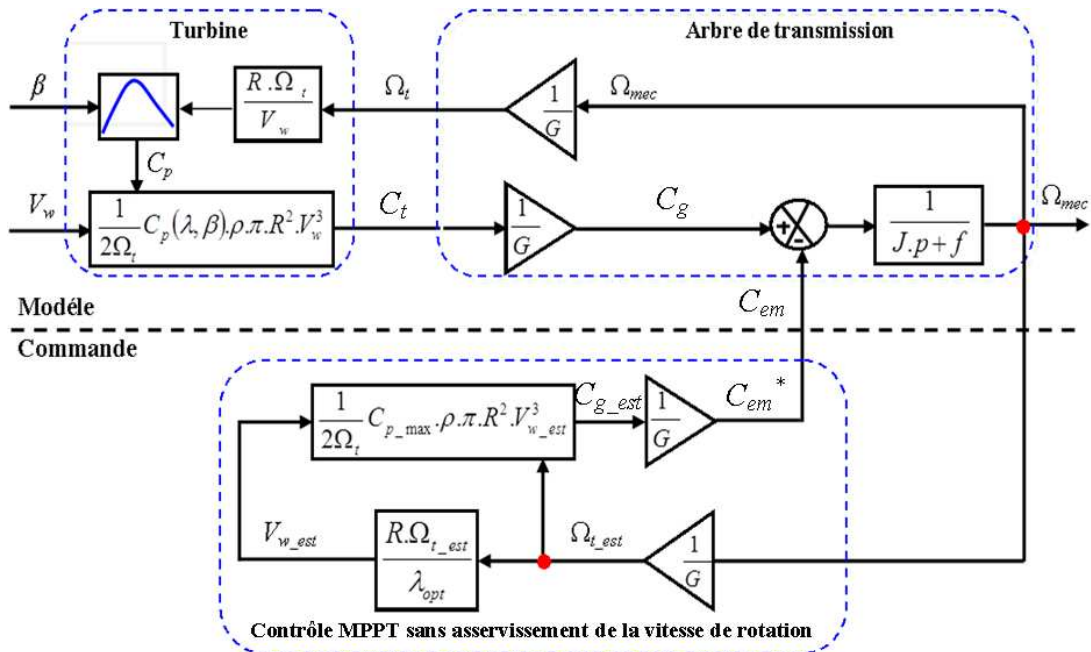


FIGURE 3.4 – Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

3.3.3 MPPT par la logique floue

Afin de suivre une référence de vitesse du rotor optimal, sans mesurer la vitesse du vent et sans la connaissance des caractéristiques de la turbine, un simple contrôleur MPPT basée sur la logique floue est proposé dans cette partie, les règles floues sont basées sur la variation de la puissance éolienne ΔP_m , et la vitesse de rotation de la GSRB $\Delta \Omega_{mec}$. Par exemple : si on mesure une augmentation de puissance ($\Delta P_m > 0$) suite à un incrément positif de vitesse, on doit continuer à accélérer la voilure ($\Delta \Omega_{mec_ref} > 0$). On se situe alors sur la partie gauche de la cloche $P_m(\Omega_{mec})$ (Fig. 3.5) [113,114].

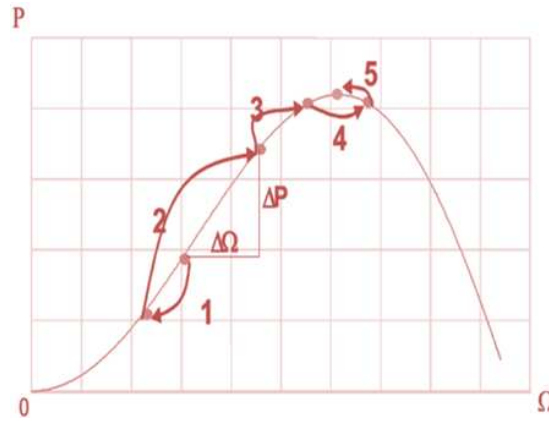


FIGURE 3.5 – Principe de fonctionnement de MPPT à vitesse de vent constante.

Le schéma de principe pour l'optimisation de la puissance par la logique floue est montré sur la Fig. 3.6.

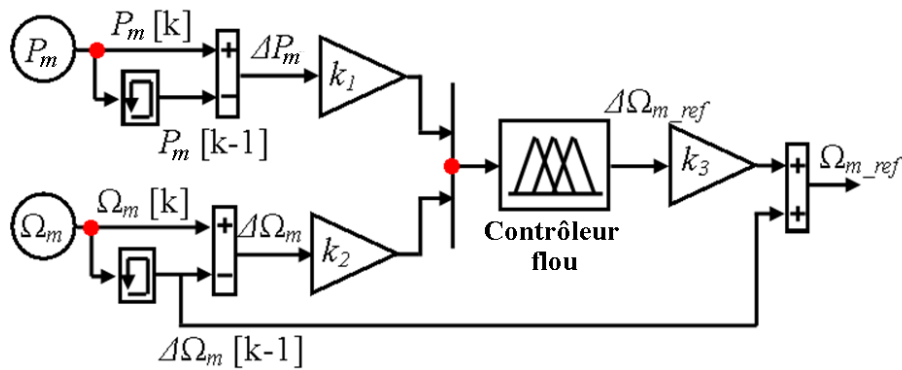
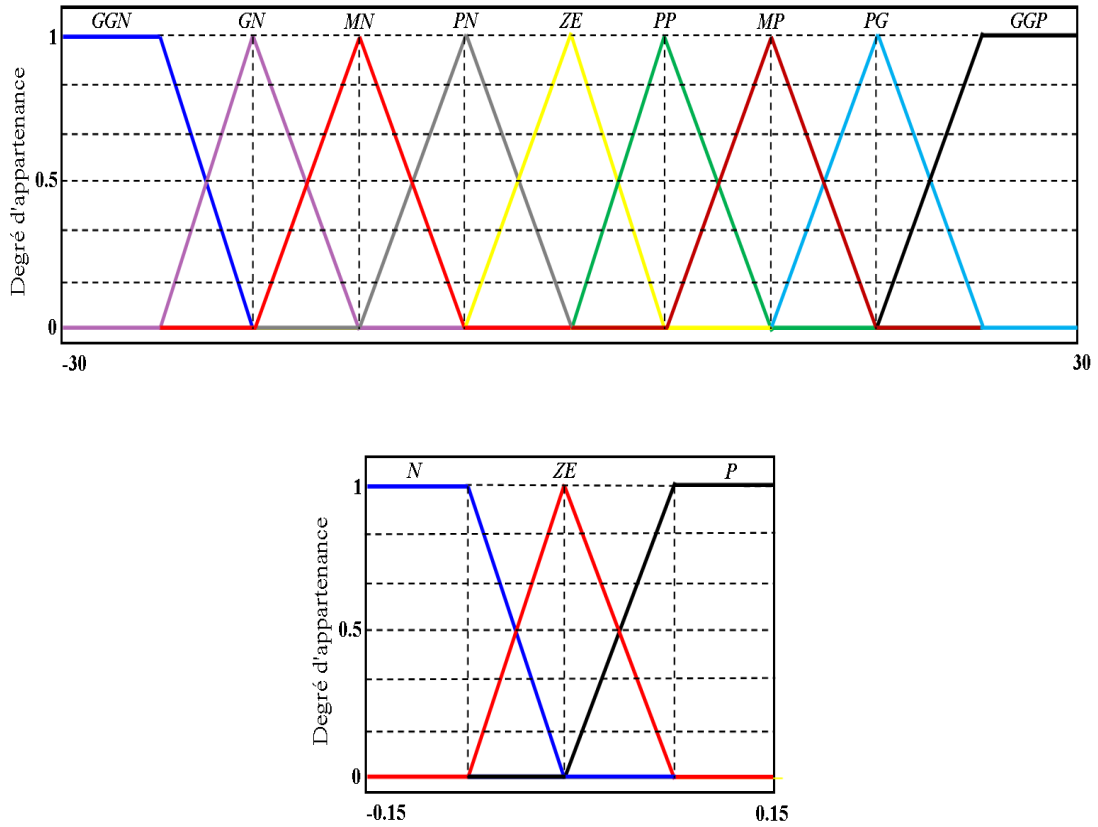


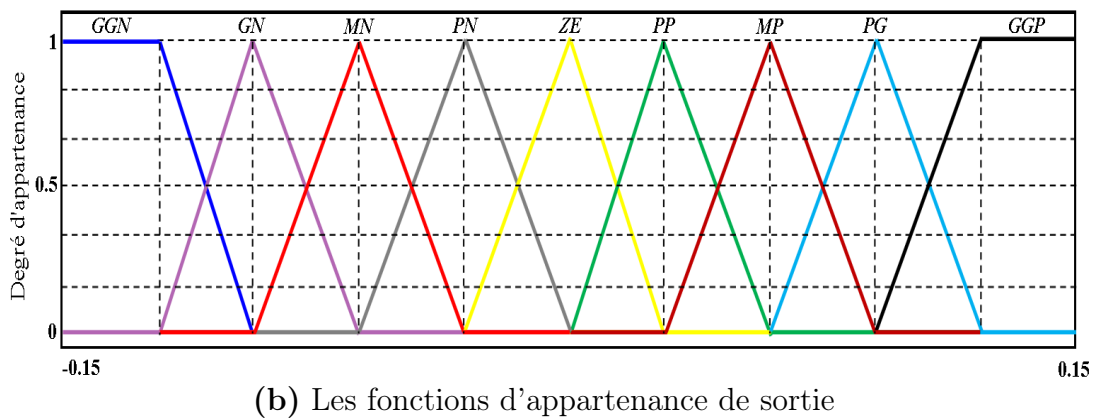
FIGURE 3.6 – Schéma de principe pour l'optimisation de la puissance par la logique floue.

Les règles de commande sont indiquées dans le Tableau 3.1 : avec (ΔP_m) et ($\Delta \Omega_{mec}$) comme entrées, tandis que ($\Delta \Omega_{mec}^*$) représente la sortie. Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sortie sont représentées sur la Fig. 3.7, dont les termes linguistiques sont : "GGN

(très Grand Négatif)", "GN (Grand Négatif)", "MN (Moyen Négatif)", "PN (Petit Négatif)", "ZE (Zéro)", "PP (Petit Positif)", "MP (Moyen Positif)", "PG (Positif Grand)", "GGP (très Grand Positif)", "N (Négatif)", "P (Positif)".



(a) Les fonctions d'appartenance d'entrée de ΔP_m et $\Delta \Omega_{mec}$ respectivement



(b) Les fonctions d'appartenance de sortie

FIGURE 3.7 – Les fonctions d'appartenance du régulateur par logique floue.

TABLE 3.1 – les règles floues de MPPT

	ΔP_m								
$\Delta \Omega_m$	GGN	GN	MN	PN	ZE	PP	MP	PG	GGP
N	GGN	PG	MP	PP	ZE	PN	MN	GN	GGP
ZE	GN	MN	PN	PN	ZE	PP	MP	MP	PG
P	GGN	GN	MN	PN	ZE	MP	MP	PG	PG

A partir de ces règles linguistiques, le RLF propose une variation de la vitesse de référence selon le système d'équations (3.9) :

$$\begin{cases} \Delta P_m & = P_m[k] - P_m[k-1] \\ \Delta \Omega_{mec} & = \Omega_{mec}[k] - \Omega_{mec}[k-1] \\ \Delta \Omega_{mec}^*[k] & = \Omega_{mec}[k-1] + \Delta \Omega_{mec}^*[k] \end{cases} \quad (3.9)$$

Où $P_m[k]$ et $\Omega_{mec}[k]$ sont la puissance du rotor et la vitesse de rotation à des temps échantillonnés (k), et $\Omega_{mec}^*[k]$ est l'instant de la vitesse de référence. Ainsi, le changement de ΔP_m résultant de la variation de la vitesse de rotation soit dans le sens positif, soit dans le sens négatif. La valeur de ΔP_m peut aussi être petite où au contraire grande.

A partir de ce constat, la valeur de la consigne de vitesse est augmentée ou diminuée de façon petite ou respectivement grande dans le sens qui permet d'augmenter la puissance. Cette commande permet la recherche du point optimum en se basant sur les observations. Dans le cas d'un changement de la vitesse du vent, la recherche du point maximal de puissance s'effectue de la manière présentée sur la Fig. 3.8 : on constate que le même type de règles s'applique.

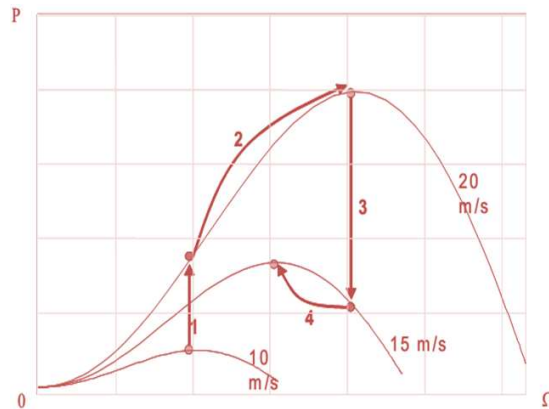


FIGURE 3.8 – Principe de fonctionnement de MPPT à vitesse de vent non constante.

3.4 Commande du convertisseur côté GSRB

Dans cette partie, nous nous intéressons à la commande du CCM dont le principe est illustré par la Fig. 3.9.

La génératrice synchrone est commandée par le convertisseur côté machine. Le dispositif de commande du CCM a normalement une structure en boucle imbriquée : une boucle interne de courant plus rapide, qui contrôle les courants du stator d'axe d ou q , associée à une boucle externe de vitesse plus lente pour la commande de couple et/ou la puissance réactive.

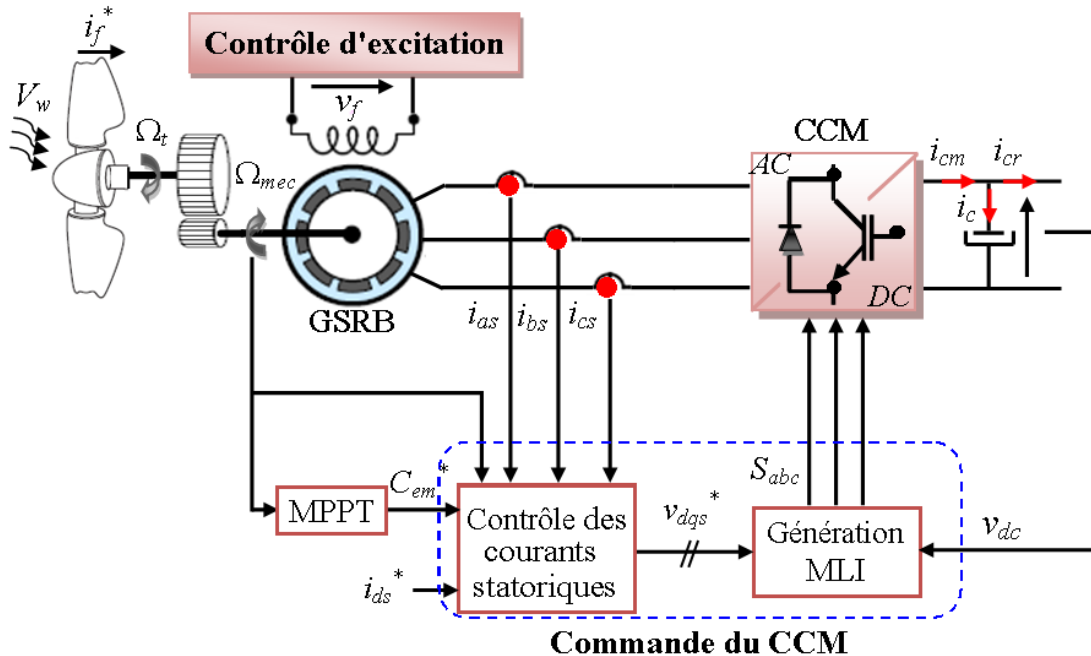


FIGURE 3.9 – Principe de la commande du CCM.

Le générateur synchrone peut être commandé par un certain nombre de méthodes pour atteindre différents objectifs [115]. Dans cette section, trois méthodes de contrôle sont développées dans la littérature :

- Le contrôle du facteur de puissance unitaire,
- Le contrôle de la tension de stator constante,
- Le contrôle de couple maximal.

Dans la stratégie de contrôle du facteur de puissance unitaire, le courant du stator est commandé pour avoir deux composants d et q de telle manière que la puissance réactive du stator peut être complètement compensée. Le principal avantage de cette stratégie de commande est que le générateur est prévu pour fonctionner avec un facteur de puissance unitaire. Toutefois, comme la tension du stator ne soit pas directement commandée, la tension du stator peut être supérieure à la tension nominale dans le cas d'une vitesse supérieure.

Dans la commande à tension du stator constante, la tension du stator est commandée à la place de la puissance réactive. En raison de la tension du stator constante, il n'y a pas de risque de surtension et la saturation du convertisseur à haute vitesse. Mais, un inconvénient de cette commande est la demande de puissance réactive du générateur qui augmente la puissance nominale du convertisseur.

Dans le contrôle du couple maximal, le courant du stator est commandé pour avoir la seule composante q . Par conséquent, le générateur fournit le couple maximal possible. Mais, étant donné que la puissance réactive n'est pas contrôlée, la puissance nominale du générateur ou le convertisseur peut être dépassé.

Dans le cadre de cette thèse, nous retiendrons la troisième solution car nous avons choisi de contrôler la valeur de la puissance active statorique.

3.4.1 Principe de la commande

En reprenant l'équation (2.29), on constate que lorsque le courant i_d est nul, le couple devient proportionnel au courant i_q , en effet :

$$C_{em-ref} = [p \cdot (m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)] \cdot i_{q-ref} \quad (3.10)$$

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

$$i_{q-ref} = \frac{C_{em-ref}}{p \cdot (m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)} \quad (3.11)$$

Cela permet d'envisager une commande en couple de la machine par un asservissement à zéro du courant direct. Le courant quadratique de référence i_{qs-ref} est obtenu par la boucle de régulation de la vitesse de rotation de la génératrice (par un régulateur PI). Il s'agit d'un pilotage vectoriel de la GSRB qui nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique. Elle peut être obtenue grâce à la mesure de la position angulaire du rotor à l'aide d'un capteur de position [116], ou à partir d'une estimation analytique [117,118]. 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 i_s est nul (Fig. 3.10), ce qui ne permet pas d'avoir un facteur de puissance unitaire, mais reste proche de un [116].

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 [119] :

$$v_s = \sqrt{(v_{ds})^2 + (v_{qs})^2} = \sqrt{(\omega_e L_q i_{qs})^2 + (\omega_e \phi_r)^2} \quad (3.12)$$

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

$$\phi_s = \theta_v - \theta_i \quad (3.13)$$

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

$$\begin{cases} \theta_v = \tan^{-1} \frac{v_{qs}}{v_{ds}} \\ \theta_i = \tan^{-1} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \end{cases} \quad (3.14)$$

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

$$\phi_s = \theta_v - \theta_i = \left(\tan^{-1} \frac{v_{qs}}{v_{ds}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad \text{pour} \quad i_{ds} = 0 \quad (3.15)$$

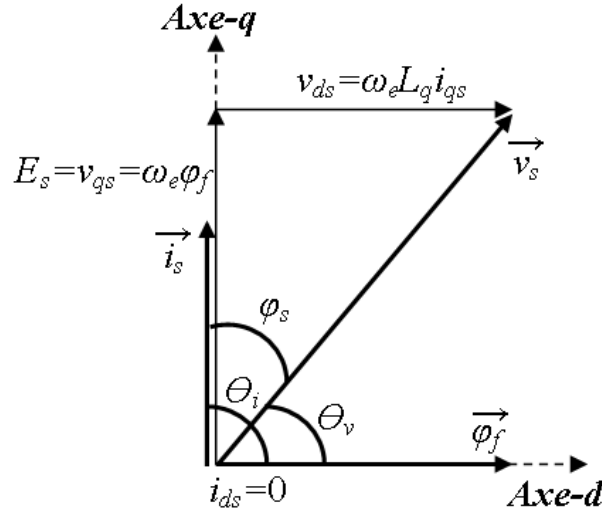


FIGURE 3.10 – Diagramme vectoriel du flux orienté de la GSRB.

3.4.2 Commande des courants de la GSRB

Les tensions de la machine dans le repère $d - q$ sont données dans l'équation, que nous reprenons ici.

$$v_{ds} = - \left(r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \right) + m_{sf} \frac{di_f}{dt} + m_{sD} \frac{di_D}{dt} + L_q \omega_e i_{qs} - m_{sQ} \omega_e i_Q \quad (3.16)$$

$$v_{qs} = - \left(r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} \right) + m_{sQ} \frac{di_Q}{dt} - L_q \omega_e i_{ds} + m_{sf} \omega_e i_f + m_{sD} \omega_e i_D \quad (3.17)$$

Les amortisseurs ont lieu chaque fois que le champ magnétique rotatif est modifiée (changement rapide de charge, la pulsation du couple de la machine). Des courants induits apparaissent dans l'absorbeur et de produire un couple qui atténue les oscillations et maintient le synchronisme.

Pendant l'état d'équilibre (à vitesse constante, le couple constant) les deux courants i_D et i_Q sont nuls (pas de mouvement relatif entre le champ d'enroulement rotatif et amortisseurs).

Par conséquent, les équations (3.16) et (3.17) peuvent être réduites comme suit :

$$v_{ds} = - \left(r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \right) + L_q \omega_e i_{qs} - m_{sQ} \omega_e i_Q \quad (3.18)$$

$$v_{qs} = - \left(r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} \right) - L_q \omega_e i_{ds} + m_{sf} \omega_e i_f + m_{sD} \omega_e i_D \quad (3.19)$$

L'analyse de ces équations montre l'existence de termes couplés qui induisent une forte interaction entre les deux axes (d, q).

- $L_q \omega_e i_{qs} - m_{sQ} \omega_e i_Q$: est le terme de couplage dans la boucle de régulation de i_d .
- $L_q \omega_e i_{ds} + m_{sf} \omega_e i_f + m_{sD} \omega_e i_D$: est le terme de couplage dans la boucle de régulation de i_q .

Si l'on souhaite disposer de deux équations qui ne dépendent que des courants i_d et i_q respectifs, nous pouvons les exprimer de la façon suivante :

$$v_{ds1} = -r_s i_{ds} - L_d \frac{di_{ds}}{dt} = v_{ds} - L_q \omega_e i_{qs} + m_{sQ} \omega_e i_Q \quad (3.20)$$

$$v_{qs1} = -r_s i_{qs} - L_q \frac{di_{qs}}{dt} = v_{qs} + L_q \omega_e i_{ds} - m_{sf} \omega_e i_f - m_{sD} \omega_e i_D \quad (3.21)$$

Les tensions de sorties issues des boucles de régulation sont v_{ds1} et v_{qs1} . Aussi, pour obtenir les valeurs de v_{ds} et v_{qs} , il est nécessaire de découpler ces deux boucles de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ds1} - e_{ds2} \\ v_{qs} = v_{qs1} - e_{qs2} \end{cases} \quad (3.22)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{ds2} = -L_q \omega_e i_{qs} + m_{sQ} \omega_e i_Q \\ e_{qs2} = +L_q \omega_e i_{ds} - m_{sf} \omega_e i_f - m_{sD} \omega_e i_D \end{cases} \quad (3.23)$$

Le schéma bloc des boucles de régulation des courants statoriques d'axes $d - q$ est présenté à la Fig. 3.11. Les régulateurs utilisés sont des correcteurs de type PI dont les paramètres sont donnés en annexe A, le convertisseur est modélisé par une fonction de transfert de première ordre dont l'expression est :

$$G_c = \frac{K_{PWM}}{T_s s + 1} \quad (3.24)$$

Avec :

- K_{PWM} : est le gain de modulation de largeur d'impulsion, qui est $K_{PWM} = v_{dc}/\sqrt{3}$ pour la technique SVM.
- T_s : est égal à une période de commutation.

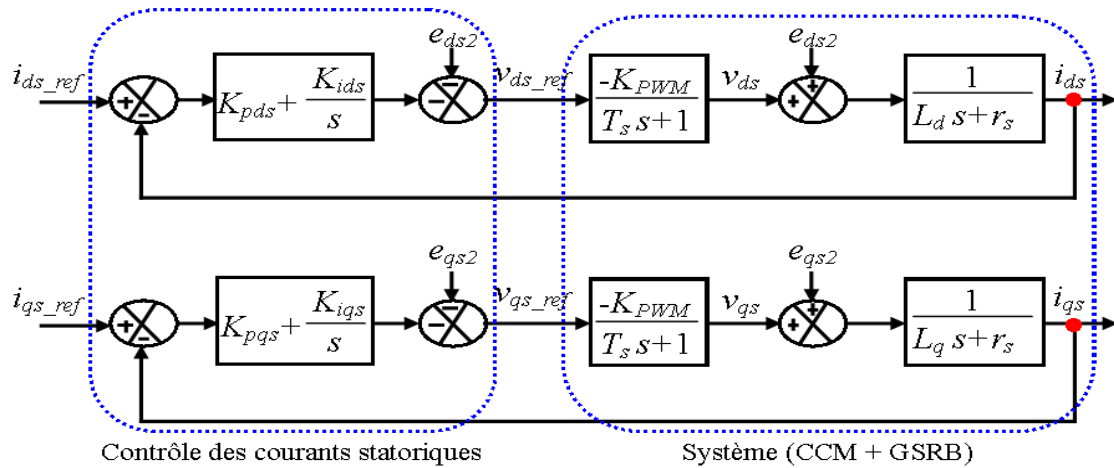


FIGURE 3.11 – Principe du contrôle des courants statoriques de la GSRB.

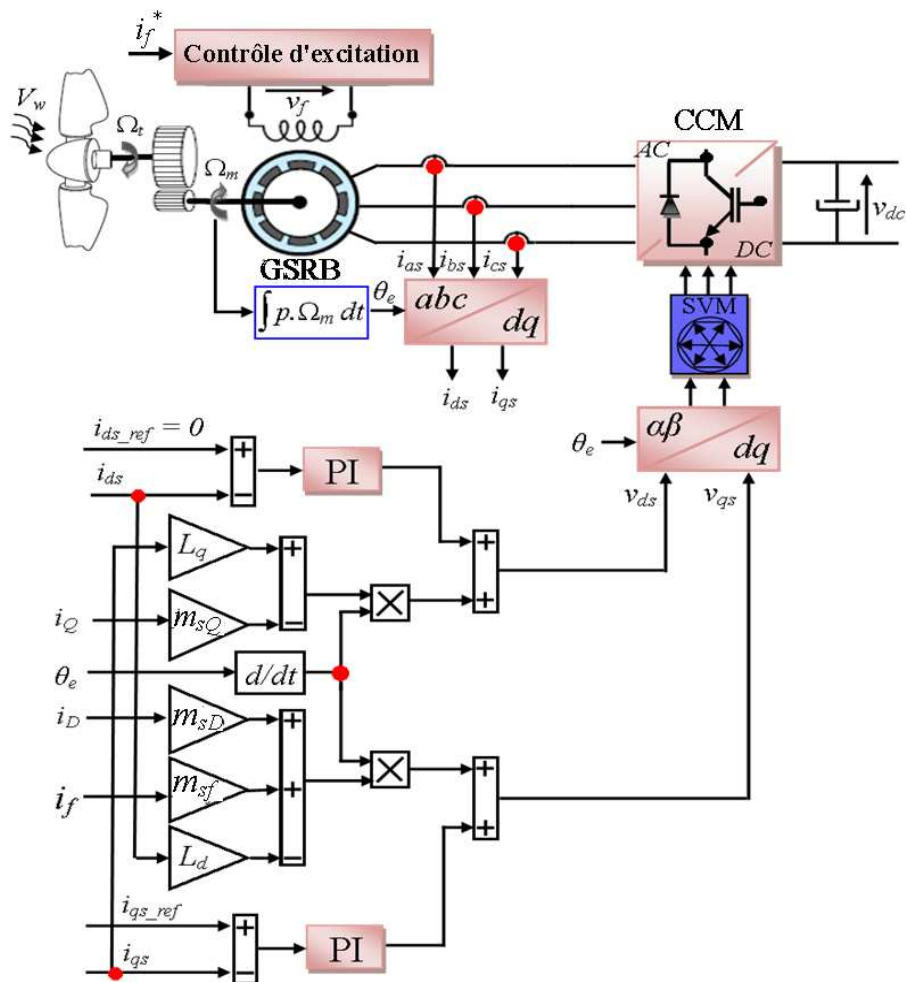


FIGURE 3.12 – Commande du CCM.

Le courant statorique de référence d'axe q est issu du contrôle MPPT via le couple électromagnétique de référence (Fig. 3.3). Le courant statorique de référence d'axe d est maintenu nul.

La Figure 3.12 représente le schéma bloc de la commande du CCM. Cette commande permet de contrôler indépendamment les courants statoriques d'axes $d - q$.

3.4.3 Commande de la vitesse de la GSRB

Dans le but d'extraire le maximum de puissance éolienne, il est nécessaire de contrôler la vitesse de l'aérogénérateur en lui imposant la vitesse de référence déterminée par la stratégie MPPT présentée dans la section 3.3. La figure 3.13 représente le schéma bloc du contrôle de la vitesse de la GSRB pour l'extraction du maximum de puissance.

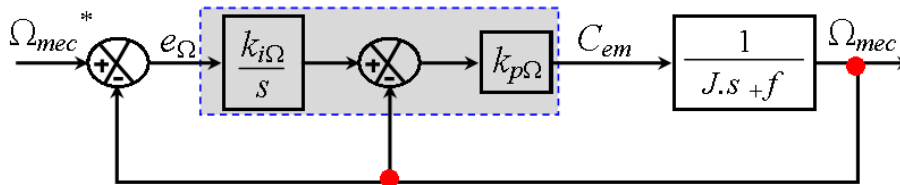


FIGURE 3.13 – Schéma bloc de la régulation de la vitesse.

Le choix des paramètres du contrôleur IP est calculé par la méthode de placement des pôles. Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

3.5 Commande du convertisseur côté réseau

Le CCR est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un filtre RL. Ce convertisseur a deux rôles : maintenir la tension du bus continu constante, quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance statorique de la GSRB et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique. La Figure 3.14 décrit la commande du CCR. Cette commande réalise donc les deux fonctions suivantes :

- le contrôle des courants circulant dans le filtre RL,
- le contrôle de la tension du bus continu.

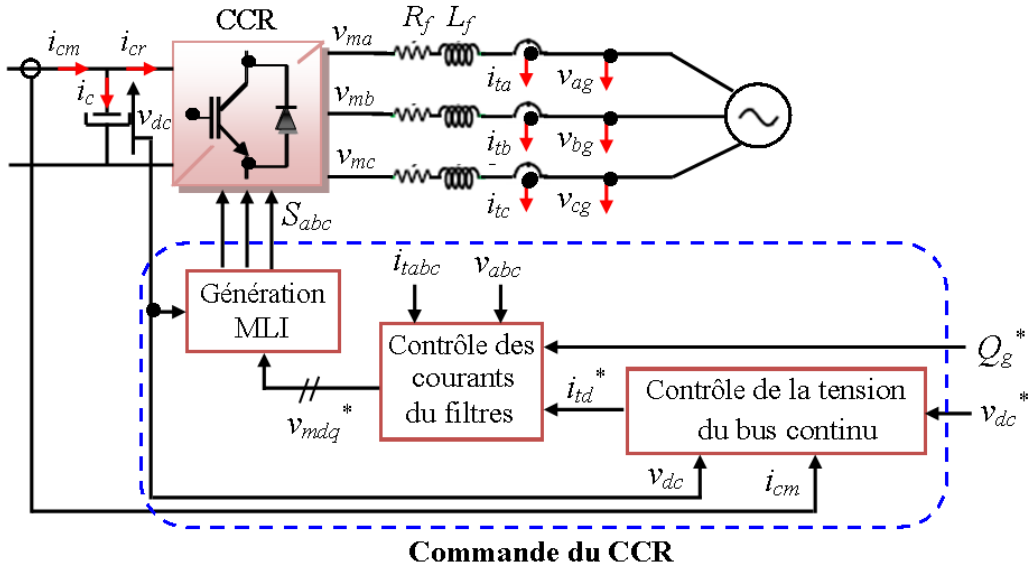


FIGURE 3.14 – Principe de la commande du CCR.

3.5.1 Contrôle des courants transitant dans le filtre RL

Un contrôle vectoriel est utilisé dans un repère tournant de Park orienté selon le vecteur tension du réseau de manière à ce que sa composante quadrature soit nulle ($v_{qg} = 0, v_{dg} = v_g$). Ce contrôle vectoriel permet un contrôle découplé indépendant de la puissance active et réactive circulant entre le réseau et le convertisseur. Les courants sont asservis par deux correcteurs qui génèrent des références des tensions à appliquer (v_{md-ref} et v_{mq-ref}). Dans ce repère tournant, le modèle du filtre de l'équation (2.41) peut être simplifié par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{md} = R_f i_{td} + L_f \frac{di_{td}}{dt} - \omega_g L_f i_{tq} + v_g \\ v_{mq} = R_f i_{tq} + L_f \frac{di_{tq}}{dt} + \omega_g L_f i_{td} \end{cases} \quad (3.25)$$

Et les puissances échangées à travers le filtre vers le réseau sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_g = v_{dg} i_{td} + v_{qg} i_{tq} = v_g i_{td} \\ Q_g = v_{qg} i_{td} - v_{dg} i_{tq} = -v_g i_{tq} \end{cases} \quad (3.26)$$

On observe d'après l'équation (3.26), que les puissances active et réactive sont respectivement contrôlées par i_{td} et i_{tq} .

Par conséquent, les expressions des composantes directe et en quadrature du courant respectivement s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_{td-ref} = \frac{P_{g-ref}}{v_g} \\ i_{tq-ref} = -\frac{Q_{g-ref}}{v_g} \end{cases} \quad (3.27)$$

La référence de la puissance active P_{g-ref} est déterminée à l'aide d'une boucle externe visant à maintenir le niveau de tension du bus continue et celle de la puissance réactive Q_{g-ref} peut être imposée nulle.

Les équations de système (3.25) présentent un couplage entre les deux axes (d, q), où les termes des tensions de couplage sont :

$$\begin{cases} e_{td} = -\omega_g L_f i_{tq} + v_g \\ e_{tq} = \omega_g L_f i_{td} \end{cases} \quad (3.28)$$

En posant comme équations différentielles :

$$\begin{cases} v_{md1} = R_f i_{td} + L_f \frac{di_{td}}{dt} \\ v_{mq1} = R_f i_{tq} + L_f \frac{di_{tq}}{dt} \end{cases} \quad (3.29)$$

Qui s'expriment aussi sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{md1} = v_{md} - e_{td} \\ v_{mq1} = v_{mq} - e_{tq} \end{cases} \quad (3.30)$$

Comme pour la régulation des courants statoriques, nous modélisons le convertisseur par un gain G_c (voir l'équation 3.24). Le schéma bloc des boucles de régulation des courants d'axes $d-q$ est décrit par la Fig. 3.15. Les correcteurs utilisés sont de type PI. Dans ces schémas blocs de régulation apparaissent les termes de compensation et de découplage des axes $d-q$ ainsi que les modèles du CCR et de la liaison de celui-ci au réseau via le filtre RL suivant le repère $d-q$.

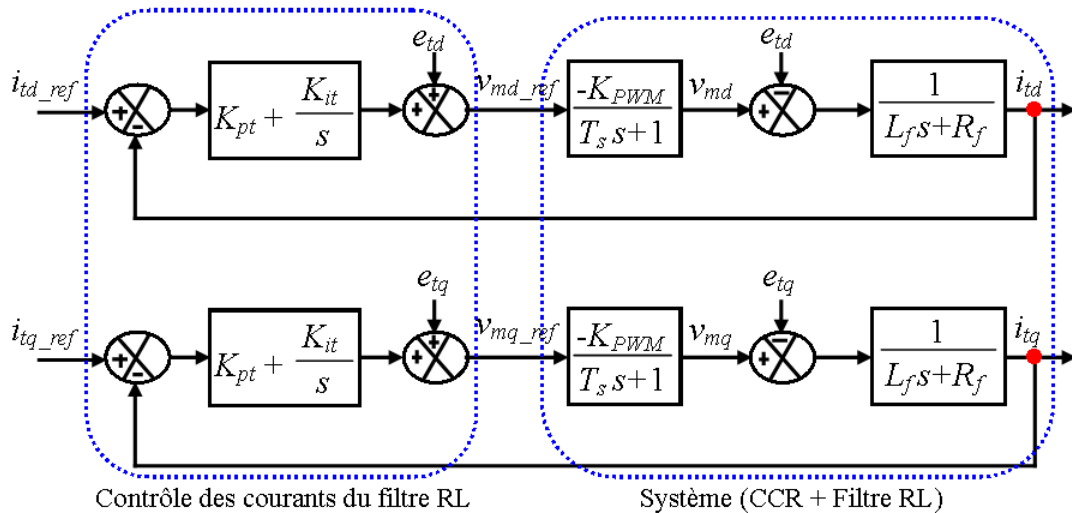


FIGURE 3.15 – Principe du contrôle des courants circulant dans le filtre RL.

3.5.2 Contrôle de la tension du bus continu

A partir de l'équation (2.41), nous pouvons exprimer les puissances mises en jeu sur le bus continu :

$$\begin{cases} P_{cm} = v_{dc} \cdot i_{cm} \\ P_c = v_{dc} \cdot i_c \\ P_{cr} = v_{dc} \cdot i_{cr} \end{cases} \quad (3.31)$$

Ces puissances sont liées par la relation :

$$P_{cm} = P_c + P_{cr} \quad (3.32)$$

Si l'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 :

$$P_g = P_{cr} = P_{cm} - P_c \quad (3.33)$$

En réglant la puissance P_g , il est alors possible de contrôler la puissance P_c dans le condensateur et donc de réguler la tension du bus continu. Pour ce faire, les puissances P_{cm} et P_c doivent être connues afin de déterminer P_{g-ref} .

La référence de puissance pour le condensateur est liée au courant de référence circulant dans le condensateur :

$$P_c^* = v_{dc} i_c^* \quad (3.34)$$

La régulation de la tension du bus continu s'effectue alors par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation des courants), permettant de maintenir une tension constante sur le bus continu, avec un correcteur PI générant le courant de référence i_c^* dans le condensateur.

La Figure 3.16 présente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. On considère, pour simplifier la chaîne de régulation, que le courant de référence i_{td-ref} est toujours égal au courant i_{td} car le temps de réponse de la boucle interne est plus faible que celui de la boucle externe.

A la Figure 3.16 apparait la puissance disponible P_{cm} correspondant à la puissance statorique : c'est une perturbation vu de la régulation et elle sera compensée dans la chaîne de régulation. La Figure 3.17 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.

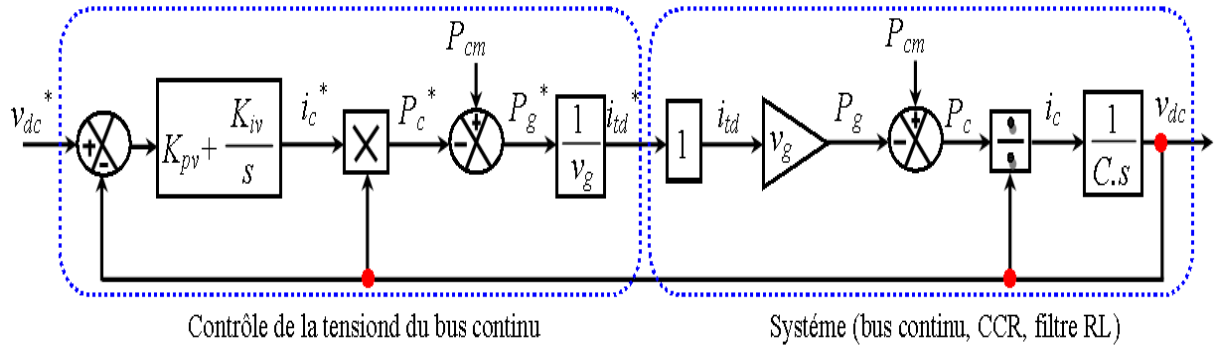


FIGURE 3.16 – Boucle de régulation de la tension du bus continu.

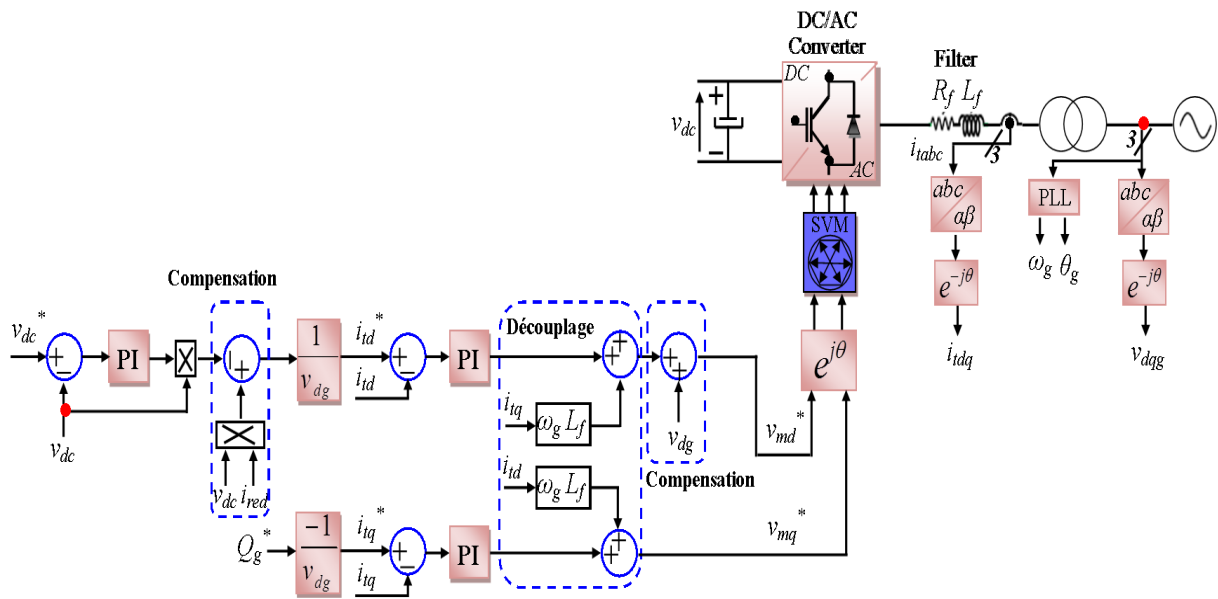


FIGURE 3.17 – Commande du CCR.

3.6 Résultats de simulation

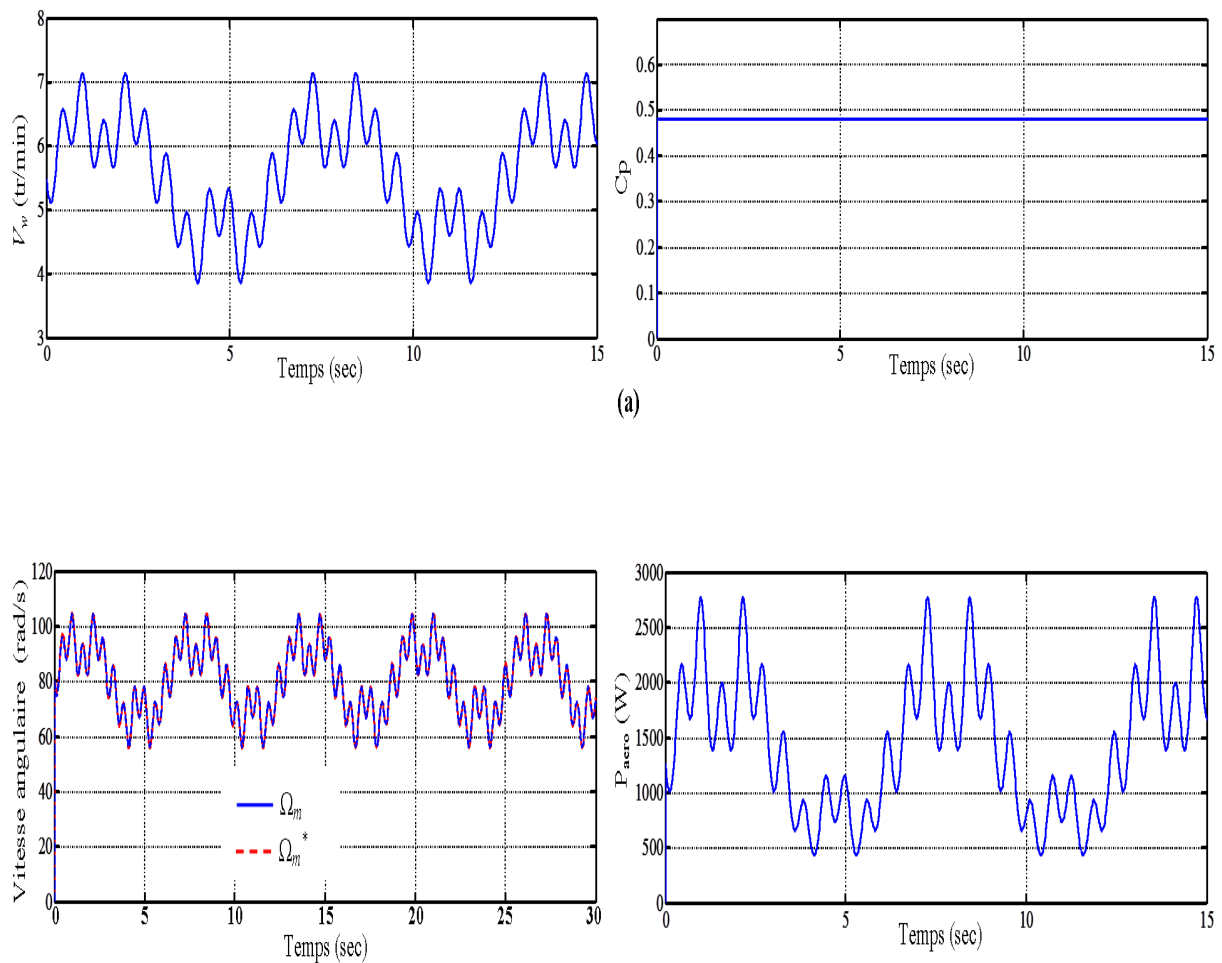
Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment et valider les algorithmes de commandes, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure de commande découplée des puissances actives et réactives de la génératrice à rotor bobiné (dont les paramètres sont fournis en annexe B), avec un bloc MPPT qui sert à donner la référence de la puissance active. Ce système a été simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK et les séries de simulations effectuées servent à remplir les objectifs suivants :

- la comparaison des algorithmes MPPT (discutés ci-dessus) pour l'extraction maximale de la puissance aérodynamique.
- Contrôle vectoriel de la GSRB et le contrôle au côté réseau.

3.6.1 Comparaison des différents MPPT

Dans cette section, on procède à la simulation de la partie mécanique du système éolien en utilisant les modèles mathématiques établis précédemment, englobant le modèle de la turbine, le multiplicateur de vitesse et l'arbre mécanique. La vitesse du vent et le couple électromagnétique fourni par la GSRB constituent les entrées du système, tandis-que la puissance aérodynamique et la vitesse mécanique forment les sorties. En fait, sur ce même système sont appliqués et comparés les différents algorithmes MPPT décrits précédemment, et en ignorant pour l'instant le comportement de la partie restante du système (GSRB+réseau). Ces séries de simulations ont été conduites pour un profil du vent ayant une valeur moyenne de $(5.5m/s)$ plus une composante oscillante simulant les variations aléatoires de cette vitesse en site réel.

Sur la Fig. 3.18 sont illustrées les performances issues de l'application de l'MPPT classique, avec commande en vitesse. Il est à rappeler que pour cette technique, une vitesse de référence est obtenue en connaissant la caractéristique de la voile.



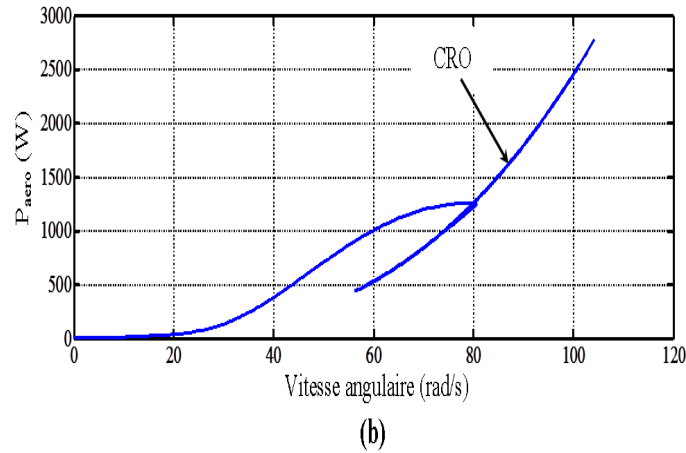


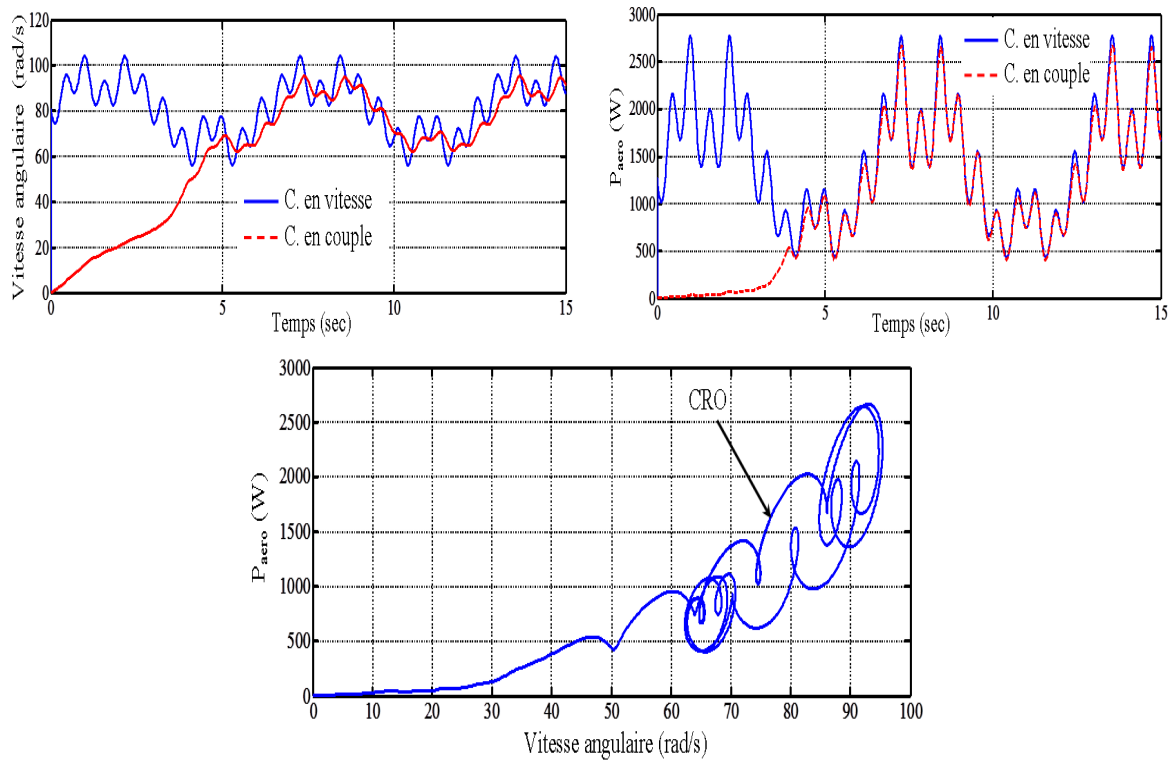
FIGURE 3.18 – Résultats de l'MPPT par commande en vitesse.

De ces allures, les remarques suivantes sont extraites :

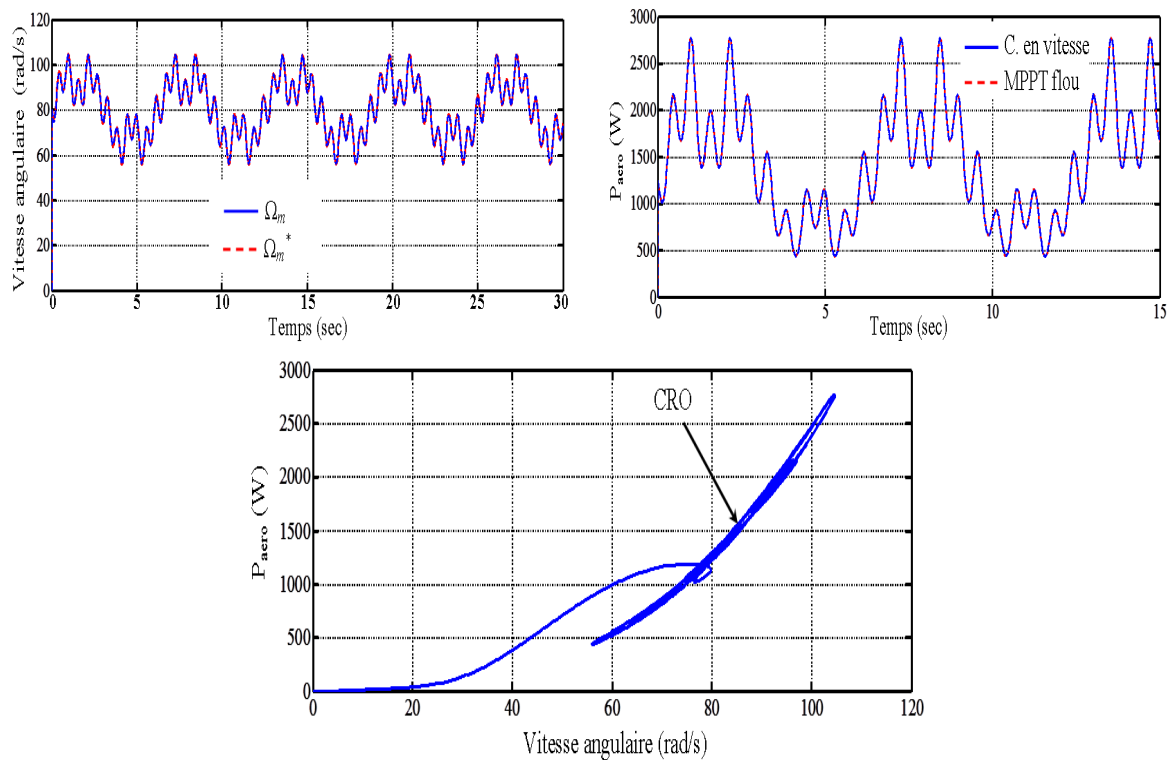
- La figure 3.18(b) montre un très bon suivi de la référence de vitesse pour toute la plage de variation de la vitesse du vent, ce qui permet d'extraire le maximum de la puissance aérodynamique de la turbine qui varie d'une façon monotone avec le profil de la vitesse du vent. Cela fait, le coefficient de puissance est maintenu à sa valeur optimum ($C_p = 0.48$) (Fig. 3.18(a)).
- La régulation adéquate de la vitesse de rotation a permis d'obtenir, une caractéristique de réglage dans le plan (P_{aero}, Ω_{mec}) de trajectoire étroite, permettant ainsi de minimiser les pertes de la puissance aérodynamique optimale.

En dépit des inconvénients physiques cités ci-dessus de l'algorithme MPPT par la commande en vitesse, les résultats de simulation précédente montrent son efficacité en régime dynamique et permanent. Par suite, la Fig. 3.19 montre une comparaison des autres algorithmes MPPT cités précédemment, et en prenant comme référence les résultats de simulation de la Fig. 3.18.

La figure 3.19(a) montre les performances de l'MPPT par la commande en couple. On remarque clairement un suivi parfait de la variation de la vitesse du vent, mais contrairement à la première technique, un écart notable par rapport à la vitesse optimale est obtenu, diminuant ainsi la puissance extraite. Cela, se traduit directement sur la courbe de réglage, qui présente un chemin oscillant aux alentours de l'optimum. Ces déviations des consignes peuvent être expliquées par l'hypothèse qui néglige le couple dynamique et celui de frottement dans cet algorithme.



(a) Résultats de l'MPPT par commande en couple



(b) Résultats de l'MPPT flou

FIGURE 3.19 – Résultats de simulation des algorithmes MPPT.

Contrairement aux algorithmes précédents, qui supposent une connaissance parfaite de la voilure, la Fig. 3.19(b) montre les performances d'un MPPT intelligent basé sur la logique floue. De ces caractéristiques, les conclusions suivantes sont tirées :

- Contrairement à l'MPPT en couple une superposition presque totale avec les vitesses optimales est remarquée ; permettant ainsi de minimiser l'écart avec la puissance aérodynamique maximale.
- La plage d'oscillation des points optimums sur la courbe de réglage est alors rétrécie, ce qui prouve une efficacité notable de l'algorithme MPPT flou proposé.

Vu la difficulté d'obtenir avec exactitude, la voilure de la turbine en site réel, l'MPPT flou est plus compétitif et sera adopté pour le reste du travail.

3.6.2 Résultats de simulation du système de conversion éolien

Les résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, basée sur la génératrice synchrone à rotor bobiné (dont les paramètres sont donnés en Annexe B), obtenus sous Matlab/Simulink sont représentés et commentés dans cette partie, où la tension de référence du bus continu, notée v_{dc}^* , est fixée à 600 V. La puissance réactive de référence Q_g^* est fixée à 0 Var, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion du CCR avec le réseau électrique. La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance des CCM et CCR est fixée à 10 kHz.

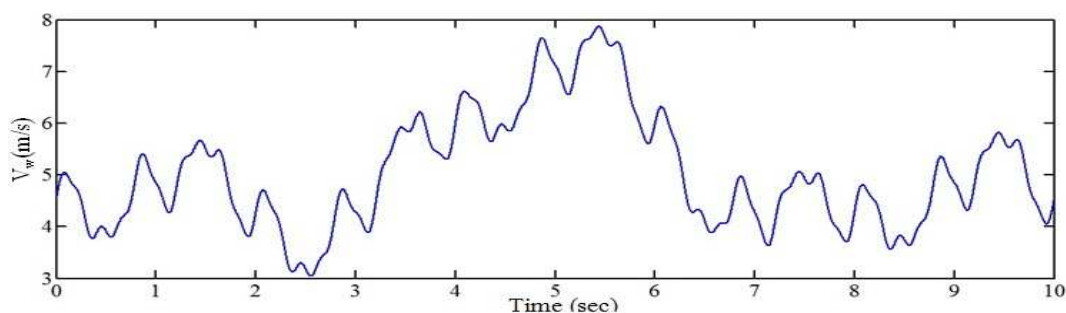


FIGURE 3.20 – Vitesse de vent.

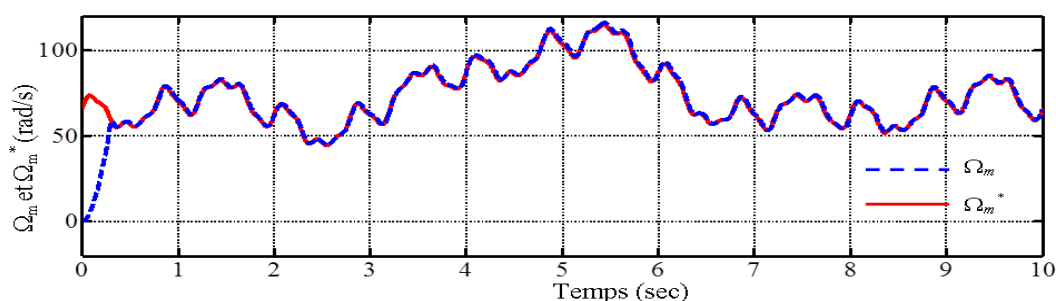


FIGURE 3.21 – Vitesse de la GSRB.

La figure 3.20 représente l'allure du profil du vent imposé aléatoirement, on peut remarquer que la vitesse mécanique de rotation Ω_{mec} suit parfaitement sa référence Ω_{mec}^* , qui est variable selon le profil du vent imposé (Fig. 3.21).

Les allures du couple de référence issu de l'algorithme MPPT et du couple électromagnétique de la génératrice sont illustrées par la figure 3.22, on remarque que ce dernier suit sa référence comme on constate aussi que l'augmentation de la vitesse de rotation dans la zone où la puissance est limitée occasionne une diminution du couple électromagnétique.

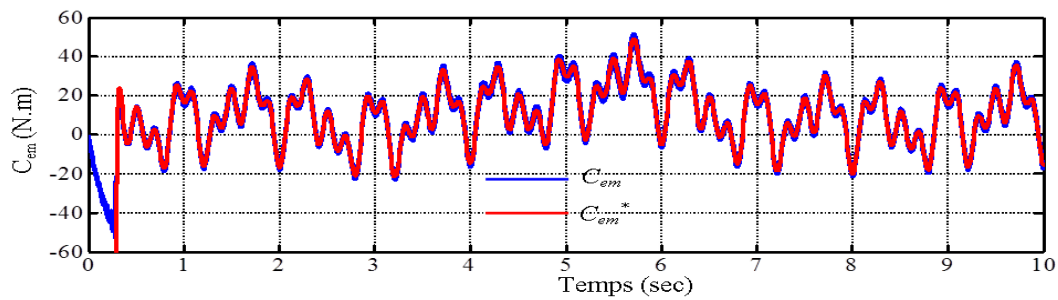


FIGURE 3.22 – Couple électromagnétique.

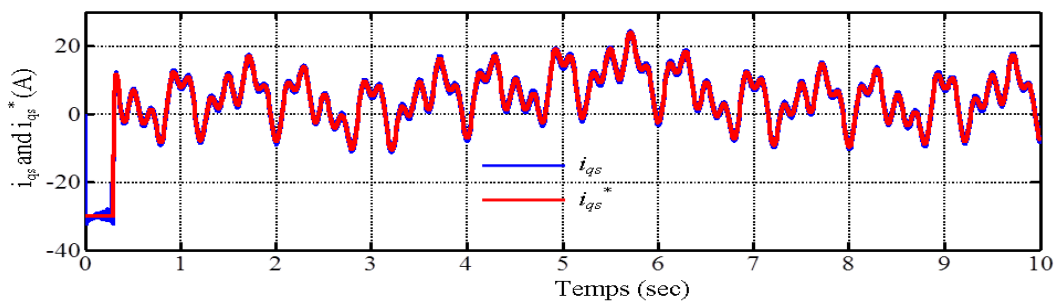


FIGURE 3.23 – Courant quadratique de stator.

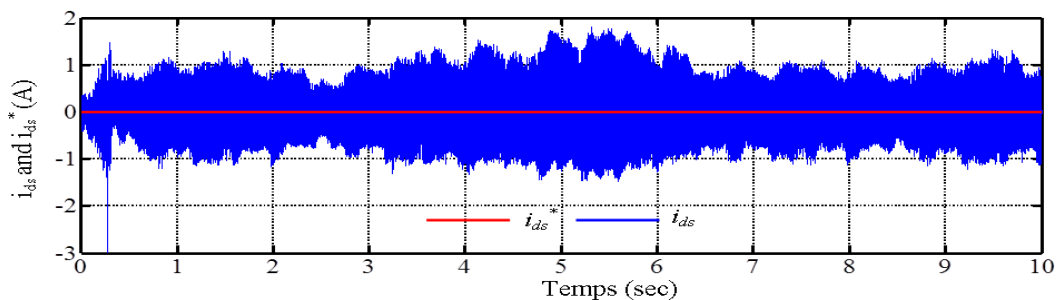


FIGURE 3.24 – Courant direct de stator.

Les deux composantes du courant statorique de la génératrice électrique selon les deux axes direct et quadratique sont données par les figures 3.23 et 3.24 respectivement. La composante du

courant statorique quadratique (i_{qs}) poursuit sa référence, et la composante du courant statorique directe (i_{ds}) est nulle, cela est dû au contrôle par orientation du flux rotorique réalisée.

L'évolution de la tension du bus continu est donnée par la Fig. 3.25(a). Afin de mieux voir le comportement de la tension du bus continu, la figure 3.25(b) représente un zoom de son évolution entre 602.5 et 596.5V. On remarque que la tension v_{dc} est maintenue constante et poursuit sa référence, tout en présentant des variations de 7% autour de cette dernière. 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 côté réseau unitaire.

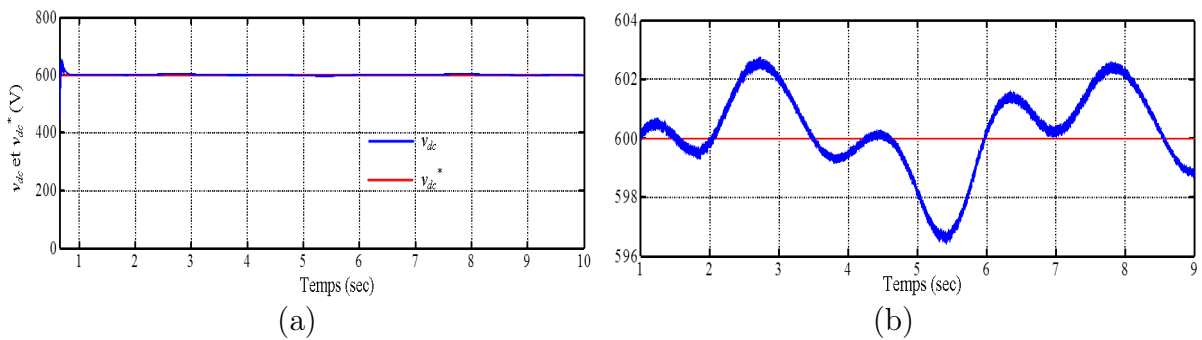


FIGURE 3.25 – La tension du bus continu et zoom.

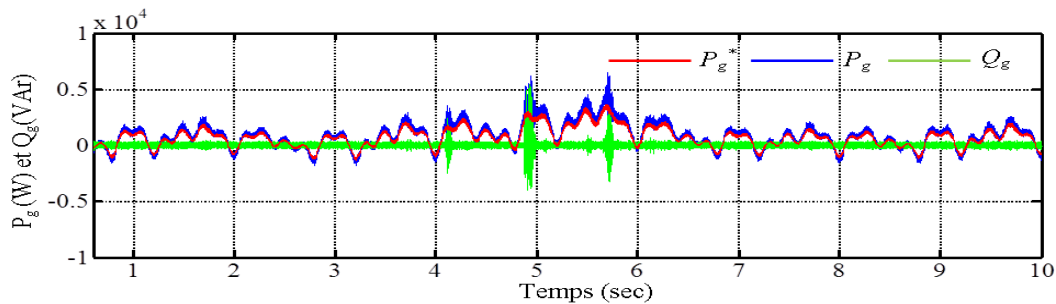


FIGURE 3.26 – Les puissances active et réactive du réseau.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré au contrôle d'un système éolien à vitesse variable basé sur une GSRB. Nous avons considéré que l'éolienne se situait dans sa zone de fonctionnement optimale et qu'elle fonctionnait en régime permanent quelle que soit la vitesse du vent appliquée sur les pales. Nous avons donc centré notre étude sur la commande dans cette zone de fonctionnement permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent.

Trois méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et comparées dont, les deux premières ont été basées sur la connaissance de la courbe caractéristique de la turbine éolienne (avec/sans asservissement de la vitesse de rotation), tandis que, dans la troisième, nous avons utilisé la théorie de la logique floue (MPPT par logique floue), qui est obtenue sans avoir besoin d'informations sur la turbine éolienne et sans mesure de la vitesse du vent.

La limitation de puissance pour des vitesses de vent supérieures à la vitesse de la turbine est concrétisée en agissant sur la commande de la génératrice, le contrôle du couple est appliqué à la génératrice en utilisant le principe de la commande vectorielle ; le contrôle de la liaison au réseau avec la régulation du bus continu a été accompli par des régulateurs PI.

Enfin, afin de valider la modélisation et la commande globale du système éolien, nous avons effectué des simulations. Les résultats obtenus ont montré un bon découplage des courants (direct, quadratique) du statorique et entre les puissances active et réactive du côté réseau.

Dans le chapitre suivant, on va introduire des algorithmes de commande robustes pour améliorer les performances du système éolien à la base d'une génératrice synchrone à rotor bobiné.

Chapitre 4

Application des commandes robustes au système éolien basé sur une GSRB

Sommaire

4.1	Introduction	77
4.2	Optimisation des Gains de RST par la Technique PSO	77
4.2.1	Synthèse du régulateur RST	77
4.2.2	Résolution de l'équation de Bézout	78
4.2.3	Formulation du problème de conception de commande RST	80
4.2.4	Optimisation par Essaim de Particules (PSO)	81
4.2.4.1	Origines	81
4.2.4.2	Principe de l'Algorithme PSO	81
4.2.4.3	Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO	82
4.2.4.4	Optimisation des paramètres du régulateur RST par l'algorithme PSO	84
4.2.5	Résultats de simulation et discussion	85
4.2.5.1	Profil du vent en échelons	85
4.2.5.2	Profil du vent aléatoire	88
4.3	Nouvelle approche par mode de glissement	92
4.3.1	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable	92
4.3.2	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	92
4.3.2.1	Choix des surfaces de glissement	93
4.3.2.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	94
4.3.2.3	Détermination de la loi de commande	94
4.3.3	Nouvelle approche de la commande par mode de glissement	98

4.3.4	Application de la commande par mode glissant pour le CCM . . .	99
4.3.4.1	Surface de régulation de la vitesse	99
4.3.4.2	Surfaces de régulation des courants statoriques	100
4.3.4.3	Ajustage des gains de commutation avec les règles de la logique floue	101
4.3.5	Application de la commande par mode glissant pour le CCR . . .	104
4.3.5.1	Surface de régulation du bus continu	104
4.3.5.2	Surfaces de régulation des courants transitant dans le filtre RL	105
4.3.6	Résultats de simulation et discussion	108
4.3.6.1	Profil du vent en échelons	108
4.3.6.2	Profil du vent aléatoire	110
4.4	Nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue . .	114
4.4.1	Généralités sur la logique floue	114
4.4.1.1	Variables linguistiques et ensembles flous	115
4.4.1.2	Sous-ensembles flous	115
4.4.1.3	Fonction d'appartenance	116
4.4.1.4	Base de règles floues	117
4.4.2	Système d'inférence floue	117
4.4.2.1	Fuzzification	118
4.4.2.2	Inférence floue	118
4.4.2.3	Défuzzification	118
4.4.3	Contrôleurs flous	119
4.4.3.1	Méthode de Mamdani	119
4.4.3.2	Méthode de Takagi-Sugeno	120
4.4.4	Commande par logique floue	120
4.4.4.1	Ensembles flous (fonction d'appartenance)	121
4.4.4.2	Inférence floue	122
4.4.4.3	Defuzzification	124
4.4.5	Commande adaptative par logique floue	124
4.4.5.1	Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur RST par la logique floue	125
4.4.6	Résultats de simulation et discussion	127
4.4.6.1	Profil du vent en échelons	127
4.4.6.2	Application d'un profil de vent aléatoire	128
4.4.7	Etude du robustesse des différentes types de commandes étudiées	135
4.5	Conclusion	137

4.1 Introduction

La stratégie de commande vectorielle est sensible aux variations des paramètres de la machine. L'échauffement et la saturation de la machine peuvent être la cause d'un dérèglement de l'opération de découplage [119]. La conception de régulateurs intelligents permettant une adaptation robuste de l'opération de découplage en cas de variation des paramètres de la machine est nécessaire.

Dans ce chapitre on va faire l'étude et la conception de régulateurs intelligents permettant une adaptation robuste de l'opération de découplage en cas de variation des paramètres de la machine et une prise en charge robuste des perturbations de charge. Ensuite une analyse en simulation des performances dynamiques et de la robustesse des régulateurs intelligents est faite aussi par l'utilisation de logiciel MATLAB/SIMULINK.

Cette analyse concerne en premier lieu les performances dynamiques des régulateurs au démarrage, en cas de perturbation de charge et en cas de poursuite de vitesse, et en second lieu la robustesse des régulateurs en cas de variations des paramètres de la machine.

4.2 Optimisation des Gains de RST par la Technique PSO

Il est bien connu que le PI classique est limité de performance, posant des problèmes de stabilité. Pour parer à cela on a eu l'idée d'utiliser un régulateur de type RST qui possède la possibilité d'améliorer considérablement la qualité du filtrage tout en gérant le compromis entre les performances de la poursuite de trajectoire et celle du rejet de perturbations. En plus, il est très important dans l'analyse de la stabilité transitoire qui est en fait en mesure d'améliorer les performances obtenues avec régulateur PI traditionnel. Allié à une stratégie de placement de pôles, le réglage de la loi de commande se résume au choix des horizons de filtrage et de commande (T_f, T_c) .

4.2.1 Synthèse du régulateur RST

Le schéma bloc de la commande RST des courants statoriques est représenté sur la Fig. 4.1.

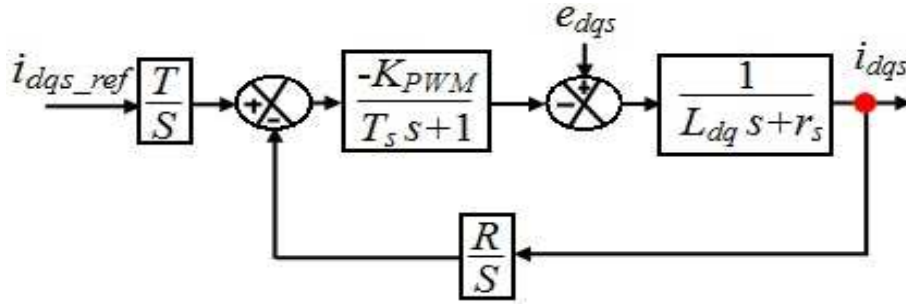


FIGURE 4.1 – Schéma bloc de commande de courant du GSRB avec un régulateur RST.

Où :

- R, S, T : sont des polynômes qui constituent le régulateur RST.

Compte tenu de la structure de régulation choisie et conformément à la figure 4.1, la sortie du système i_{dqs} en boucle fermée s'écrit :

$$i_{dqs} = \frac{BT}{AS + BR} i_{dqsref} + \frac{BS}{AS + BR} e_{dqs} \quad (4.1)$$

Où les termes A et B sont définis comme suit :

$$\begin{cases} A &= a_1 s + a_0 = \frac{L_{dq}}{r_s} s + 1 \\ B &= b_0 = \frac{1}{r_s} \end{cases} \quad (4.2)$$

4.2.2 Résolution de l'équation de Bézout

Le principe du placement de pôles consiste à spécifier un polynôme arbitraire de stabilité $D(s)$ (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et à calculer $S(s)$ et $R(s)$ de sorte que conformément à l'équation de Bézout, l'on ait :

$$D(s) = A(s)S(s) + B(s)R(s) \quad (4.3)$$

La théorie du placement de pôles montre qu'en choisissant un régulateur strictement propre ($deg(S) = deg(R) + 1$), le temps de calcul est augmenté, mais il en résulte un filtrage des bruits hautes fréquences et une aptitude à respecter le gabarit performances robustesse du côté hautes fréquences. Cela signifie que si A est de degré n , nous avons alors :

$$\begin{cases} deg(D) &= 2n + 1 \\ deg(S) &= deg(A) + 1 \\ deg(R) &= deg(A) \end{cases} \quad (4.4)$$

Dans le cas de notre modèle de la GSRB, on obtient :

$$\begin{cases} A &= a_1s + a_0 \\ B &= b_0 \\ D &= d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s \\ S &= s_2s^2 + s_1s \\ R &= r_1s + r_0 \end{cases} \quad (4.5)$$

Conformément à la stratégie du placement de pôles, le degré du polynôme D nous oblige à placer trois pôles. Ce polynôme est tout d'abord décomposé en produit de deux polynômes C et F ; C ayant un pôle simple et F un pôle double tel que :

$$\begin{aligned} D &= C.F \\ &= (s - P_c).(s - P_f)^2 \\ &= (s + \frac{1}{T_c}).(s + \frac{1}{T_f})^2 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Avec :

- $P_c = -\frac{1}{T_c}$ est le pôle du polynôme de commande C et T_c est l'horizon de commande.
- $P_f = -\frac{1}{T_f}$ est le pôle double du polynôme de filtrage F et T_f est l'horizon de filtrage.

Le choix de ces pôles est alors basé sur les pôles de la boucle ouverte. Le rôle du pôle de commande étant d'accélérer le système, on le choisit de façon arbitraire, 2-5 fois supérieur au pôle du polynôme A , P_f est généralement choisi 3-5 fois plus petit que P_c .

Par le remplacement des polynômes $A(s)$, $B(s)$, $S(s)$ et $R(s)$ à partir de l'équation (4.5) dans l'équation de Bézout (4.3), nous trouvons

$$D(s) = a_1s_2s^3 + (a_1s_1 + a_0s_2)s^2 + (a_0s_1 + b_0r_1)s + b_0r_0 \quad (4.7)$$

L'identification entre l'équation (4.6) et (4.7) permet d'obtenir le système de quatre équations à quatre termes inconnus

$$\begin{cases} a_1s_2 &= 1 \\ a_1s_1 + a_0s_2 &= \frac{2}{T_f} + \frac{1}{T_c} \\ a_0s_1 + b_0r_1 &= \frac{2}{T_f^2} + \frac{2}{T_cT_f} \\ b_0r_0 &= \frac{1}{T_cT_f^2} \end{cases} \quad (4.8)$$

Il reste maintenant à définir les termes du polynôme T . En régime permanent, l'objectif de la commande est d'obtenir $\frac{i_{dqs}}{i_{dqsref}} = 1$ soit :

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{BT}{AS + BR} = 1 \quad (4.9)$$

Nous avons : $S(0) = 0$, par conséquent $T(0) = R(0)$.

Les inconvénients à utiliser ce type de régulateur résident tout d'abord dans son ordre élevé et ensuite dans l'impact peu explicite des paramètres de synthèse sur les performances de l'asservissement [120]. Une approche systématique de conception qui mène d'ordre réduit de contrôleur RST est souhaitable. La théorie de l'optimisation peut apporter une solution adéquate pour traiter cette complexité, en particulier avec la disponibilité des outils de traitement puissants. Le problème de la synthèse d'un régulateur RST peut être reformulé comme un problème d'optimisation qui peut être résolu par diverses techniques d'optimisation, données dans la littérature [121].

4.2.3 Formulation du problème de conception de commande RST

Cet section propose une nouvelle approche pour le réglage des paramètres du régulateur RST basés sur la technique méta heuristique PSO. Le problème de conception de commande RST est formulé comme un problème d'optimisation sous contrainte, qui est efficacement résolu basé sur un algorithme PSO développé.

$$\begin{cases} \text{minimize } f(x) \\ x \in D \\ \text{subject to} \\ g_l(x) \leq 0; \forall l = 1, \dots, n_{con} \end{cases} \quad (4.10)$$

Où la fonction objectif $f : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$ et l'espace de recherche initial $D = \{x \in \mathbb{R}^m; x_{min} \leq x \leq x_{max}\}$, qui est supposé avoir les paramètres de conception souhaitées, et $g_l : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$ les problèmes de contraintes. Le problème de réglage basé sur l'optimisation consiste à trouver des variables de décision optimales $x^* = (x_1^*, x_2^*, \dots, x_m^*)^T$, représentant la structure du correcteur RST, ce qui minimise la fonction de coût définie, choisi comme des critères de performance : l'intégral de l'erreur quadratique (*ISE, Integrated of Squared Error*), l'intégral du produit de l'erreur par le temps (*ITAE, Integral Time Absolute Error*) et l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (*IAE, Integration Absolute Error*) qui sont défini par :

$$\begin{cases} ISE & = \int_0^\infty e^2(t)dt \\ ITAE & = \int_0^\infty t \cdot |e(t)| \cdot dt \\ IAE & = \int_0^\infty |e(t)| \cdot dt \end{cases} \quad (4.11)$$

Où $e(t)$ est l'erreur entre la consigne (valeur désirée) et la valeur mesurée.

Ces fonctions objectives sont minimisées, en utilisant l'algorithme PSO contrainte proposé, sous diverses contraintes de contrôle dans le domaine temporel tels que le dépassement D , l'erreur en régime permanent E_{rp} , le temps de montée t_m et le temps de réponse t_r de la réponse indicielle du système, comme indiqué dans l'équation (4.12).

Par conséquent, dans le cas de la structure du contrôleur RST, les pôles à optimiser sont (s_0, s_1, \dots, s_n) et (r_0, r_1, \dots, r_m) .

Le problème d'optimisation formulé est défini comme suit :

$$\begin{cases} \text{minimize } f(x) \\ x = (s_0, s_1, \dots, s_n, r_0, r_1, \dots, r_m)^T \in \mathbb{R}_+^k \\ \text{subject to} \\ D \leq D^{max}; t_r \leq t_r^{max}; t_m \leq t_m^{max}; E_{rp} \leq E_{rp}^{max} \end{cases} \quad (4.12)$$

Où D^{max} , E_{rp}^{max} , t_m^{max} et t_r^{max} sont des spécifiées valeurs de dépassement, l'erreur en régime permanent, le temps de montée et le temps de réponse, respectivement.

4.2.4 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)

4.2.4.1 Origines

L'optimisation par essaim de particules est une méthode née en 1995 aux Etats Unis sous le nom de *Particle Swarm Optimization* (PSO). Initialement, ses deux concepteurs, Russel Eberhart et James Kennedy, cherchaient à modéliser des interactions sociales entre des " agents " devant atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun, chaque agent ayant une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. La règle de base était qu'il ne devait y avoir aucun chef d'orchestre, ni même aucune connaissance par les agents de l'ensemble des informations, seulement des connaissances locales. Un modèle simple fut alors élaboré [122].

4.2.4.2 Principe de l'Algorithme PSO

On dispose une fonction objective à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnées dans l'espace de recherche de la fonction objectif. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale [123]. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle à connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir de quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [124].

4.2.4.3 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO

L'algorithme de base utilise un essaim constitué de n_p particules (*i.e.* x^1, x^2, \dots, x^{n_p}), répartis de façon aléatoire dans l'espace de recherche initial considéré, de trouver une solution optimale $x^* = \operatorname{argmin} f(x) \in \mathbb{R}^m$ d'un problème d'optimisation générique (4.12). Chaque particule, qui représente une solution potentielle, est caractérisée par une position et une vitesse donnée par $x_i := (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,m})^T \in \mathbb{R}^m$ et $v_i := (v_{i,1}, v_{i,2}, \dots, v_{i,m})^T \in \mathbb{R}^m$ avec $(i, k) \in [1, n_p] \times [1, k_{max}]$.

A chaque itération de l'algorithme, la position des particules, $x_i \in \mathbb{R}^m$, évolue en fonction des règles de mise à jour suivantes :

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (4.13)$$

$$v_i^{k+1} = w_{k+1}v_i^k + c_1r_{1,i}^k(x_i^{best,k} - x_i^k) + c_2r_{2,i}^k(x_{swarm}^{best,k} - x_i^k) \quad (4.14)$$

Où :

- w_{k+1} est en général une constante appelée, coefficient d'inertie, c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule et c_2 contrôle l'aptitude sociale de la particule. Ceux-ci influencent les propriétés d'exploration et d'exploitation des particules et doivent être choisis de manière appropriée pour une convergence plus rapide.
- $r_{1,i}^k$ et $r_{2,i}^k$ sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans un intervalle $[0, 1]$ à chaque itération et pour chaque dimension.
- $x_i^{best,k}$ est la meilleure position obtenue précédemment de la particule i^{th} et $x_{swarm}^{best,k}$ désigne la meilleure position obtenue dans tout l'essaim à l'itération courante k .

$$\begin{aligned} x_i^{best,k} &: = \operatorname{argmin}_{x_i^j} \left\{ f(x_i^j), 0 \leq j \leq k \right\} \\ x_{swarm}^{best,k} &: = \operatorname{argmin}_{x_i^k} \left\{ f(x_i^k), \forall i \right\} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Par conséquent, le principe de déplacement des particules dans l'essaim est graphiquement représenté sur la figure 4.2, pour un espace de conception à deux dimensions.

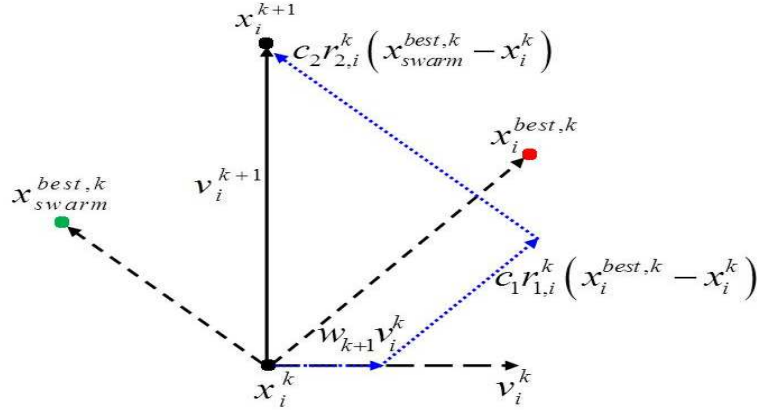


FIGURE 4.2 – Schéma vectoriel du déplacement d'une particule.

Afin d'améliorer les capacités d'exploration et d'exploitation de l'algorithme PSO proposé, nous choisissons pour le facteur d'inertie une évolution linéaire par rapport à l'itération de l'algorithme donné par Shi et Eberhart dans [121] :

$$w_{k+1} = w_{max} - \left(\frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right) k \quad (4.16)$$

Où k_{max} , k sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante. w_{min} et w_{max} sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie. Le coefficient d'inertie w joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de w de 0.9 à 0.4 [125] au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats.

Semblable à d'autres méthodes de méta-heuristique, l'algorithme PSO est formulé à l'origine comme un optimiseur sans contrainte. Plusieurs techniques ont été proposées pour traiter les contraintes. Une approche utile est en augmentant la fonction objective du problème (4.10) avec des pénalités proportionnelles au degré de l'infaisabilité contrainte.

Dans cette section, la technique suivante de pénalité statique externe est utilisée :

$$\phi(x) = f(x) + \sum_{l=1}^{n_{con}} \lambda_l \max [0, g_l(x)^2] \quad (4.17)$$

Où λ_l est un paramètre de pénalité mise à l'échelle prescrite et n_{con} est le nombre de contraintes du problème $g_l(x)$.

Enfin, l'algorithme PSO de base proposé peut être résumé par les étapes suivantes [121] :

- 1) Définition de tous les paramètres de l'algorithme PSO tels que la taille d'essaim n_p , les valeurs maximales et minimales de facteur d'inertie, taux d'apprentissage cognitif c_1 et sociale c_2 , etc.

- 2) Initialisez les n_p particules avec des positions choisies au hasard x_i^0 et des vitesses v_i^0 dans un espace de recherche D . Evaluer la population initiale et déterminer $x_i^{best,0}$ et $x_{swarm}^{best,0}$.
- 3) Incrémenter le nombre d'itération k . Pour chaque particule, appliquer les équations de mise à jour (4.13) et (4.14), et évaluer les valeurs correspondantes de fitness $\phi_i^k = \phi(x_i^k)$:
 - Si $\phi_i^k \leq pbest_i^k$ alors $pbest_i^k = \phi_i^k$ et $x_i^{best,k} = x_i^k$ else $x_i^{best,k} = x_i^{best,k-1}$.
 - Si $\phi_i^k \leq gbest_i^k$ alors $gbest_i^k = \phi_i^k$ et $x_{swarm}^{best,k} = x_i^k$ else $x_{swarm}^{best,k} = x_{swarm}^{best,k-1}$.
- 4) Si le critère d'arrêt est satisfait, l'algorithme se termine avec la solution : $x^* = argmin_{x_i^k} \{f(x_i^k), \forall i, k\}$.
Si non, aller à l'étape 3.

Où $pbest_i^k$ et $gbest_i^k$ représentent la meilleure fitness précédemment de la i^{eme} particule et l'ensemble d'essaim, respectivement.

4.2.4.4 Optimisation des paramètres du régulateur RST par l'algorithme PSO

Afin de concevoir le contrôleur RST optimal, l'algorithme PSO est appliqué pour trouver les paramètres optimaux de celui-ci. La structure du correcteur RST avec l'algorithme PSO est représentée sur la Fig. 4.3 [126].

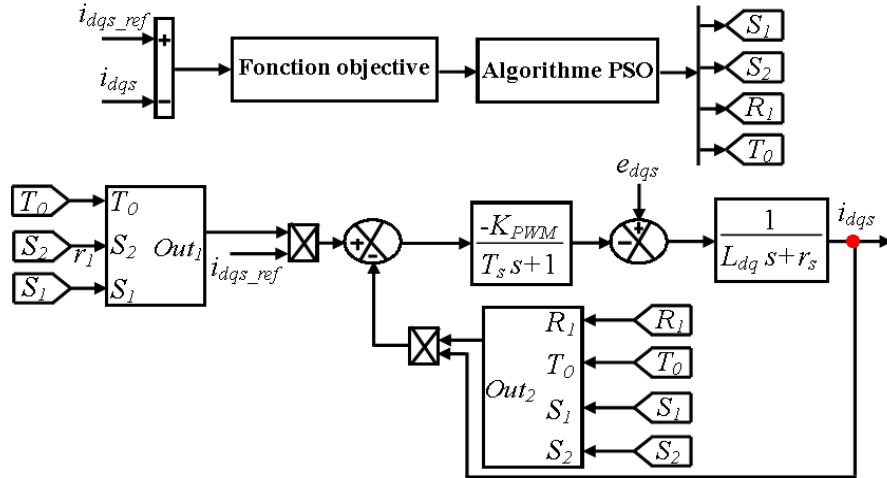


FIGURE 4.3 – Schéma de principe du contrôleur RST proposé avec l'algorithme PSO.

Les polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ ont la forme :

$$\begin{cases} R &= r_1s + r_0 \\ S &= s_2s^2 + s_1s \\ T &= t_0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Par conséquent, le problème d'optimisation est défini avec une dimension $K = 4$.

$$\begin{cases} \text{minimize } f(x) \\ x = (s_1, s_2, r_0, r_1)^T \in \mathbb{R}_+^4 \\ f(x) = \int_0^\infty |e(t)| \cdot dx \end{cases} \quad (4.19)$$

Afin de confirmer les conditions de convergence et le choix des paramètres de l'algorithme PSO mis en œuvre, nous avons appliqué l'algorithme pour les valeurs des coefficients de c_1 sociale et c_2 cognitif, d'une part, et son facteur d'inertie w d'autre part, qui sont présentes dans le tableau ci-dessous.

TABLE 4.1 – Paramètres de l'algorithme PSO

n_p	15
k_{max}	20
$C_1 = C_2$	1.2
$[w_{min}, w_{max}]$	[0.4, 0.9]

4.2.5 Résultats de simulation et discussion

Afin d'analyser les performances de l'algorithme proposé pour le contrôle du CCM, le système éolien à base de GSRB d'une puissance de 7.5 kW dont les paramètres sont donnés en Annexe B est simulé avec MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation sont obtenus pour les deux cas suivants :

4.2.5.1 Profil du vent en échelons

Dans ce cas, on a appliqué une vitesse de vent qui varie brusquement comme illustré par la Fig. 4.4.

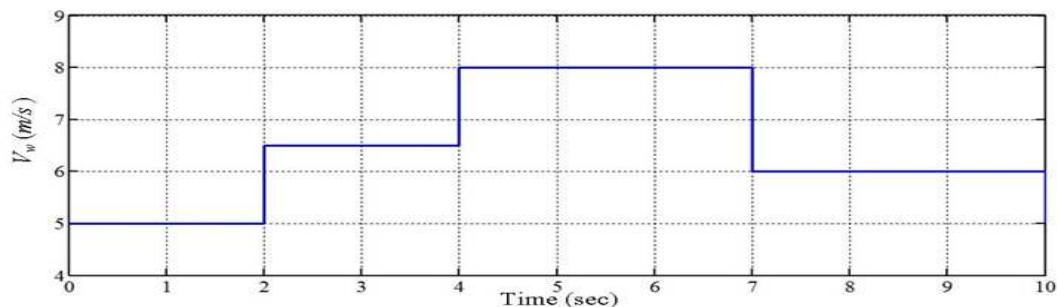


FIGURE 4.4 – Vitesse de vent en échelons.

Les figures (4.5)-(4.10) présentent les résultats obtenus pour cette application. A partir de celles-ci, on peut noter de la première vue, que le régulateur RST a des performances légèrement

meilleures que celles du régulateur PI classique, surtout au niveau de dépassement et d'oscillation où celui-ci apparaît clairement sur les deux figures 2 et 4, mais l'inconvénient de la commande RST, est de donner des résultats avec un temps de réponse un peu lent, pour cette raison et dans le but d'améliorer ces résultats obtenus, on propose l'algorithme PSO pour optimiser leurs paramètres.

En ce qui concerne les performances du régulateur RST optimisé, comparativement au régulateur conventionnel RST, on peut distinguer les remarques suivantes :

- Nous constatons sur la figure 4.5 que la valeur maximale du coefficient de puissance C_{pmax} peut être presque atteinte, bien qu'il y ait une chute évidente à $t = 2s$ et $t = 4s$ rejetée très rapidement par rapport à celui du réglage RST classique.
- Comme on le voit sur la figure 4.6, le contrôleur RST optimisé a une meilleure performance de poursuite pour la référence de vitesse de rotation mécanique par rapport au régulateur RST classique, où ce rejette la perturbation de vitesse de vent après un temps très court et sans faire de dépassement par rapport à celui du réglage RST classique.
- On constate aussi que le couple électromagnétique suit sa référence parfaitement avec une minimisation d'ondulation en régime dynamique par rapport au RST conventionnel comme montré dans la Figs. 4.7(a) et 4.7(b). En outre, le dépassement au changement de consigne est réduit au cas de contrôleur RST-PSO, comme montré dans la figure 4.7(b), comparé avec le cas de RST sans PSO, comme montré dans la Fig. 4.7(a).
- De même, on peut constater que, le courant statorique au cas du contrôleur RST optimisé est lisse par rapport à celui de RST conventionnel comme il est montré la Fig. 4.9. D'après ce qu'on a observé sur les zooms de courant statorique dans la figure 4.9(a) et (b), il est clair que le courant statorique dans le RST conventionnel a un grand THD (THD = 17.67%) par rapport au courant statorique du cas RST-PSO (THD = 15.70%). Le tableau 4.2 donne une comparaison des performances entre les deux contrôleurs.

TABLE 4.2 – Comparaison des performances entre les deux contrôleurs : RST classique et RST optimisé avec PSO.

Paramètres de controleur RST	S_2	S_1	r_1	r_0	D	E_{rp}	t_m	t_r
Avec PSO	35	$4.12e5$	$-4.16e7$	$-4.27e9$	0	0.01	0.023	0.023
Sans PSO	35	$3.23e5$	$-2.58e7$	$-2.63e9$	0.3	0.1	0.025	0.05

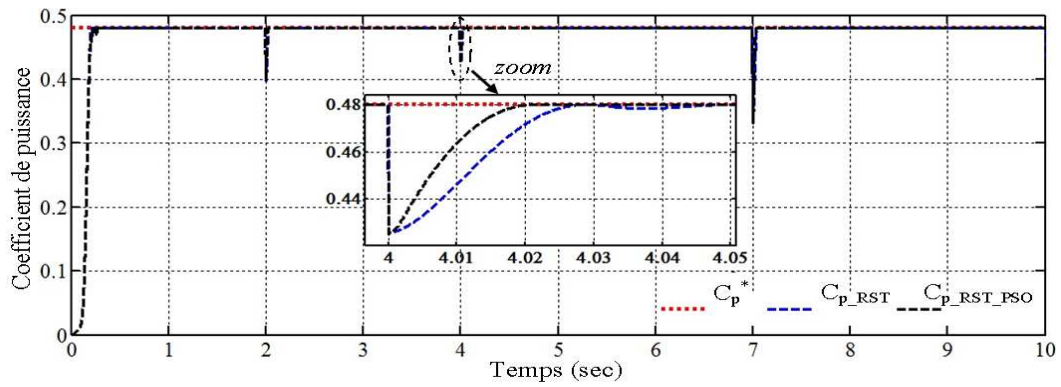


FIGURE 4.5 – Coefficient de puissance.

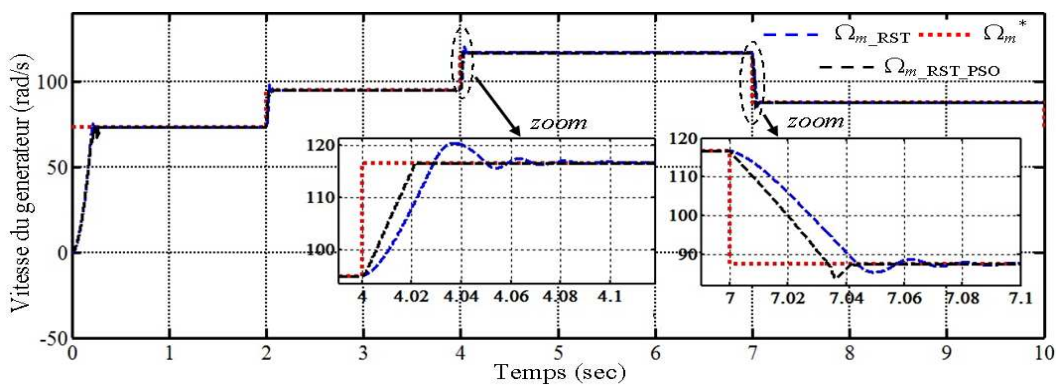


FIGURE 4.6 – Vitesse du générateur

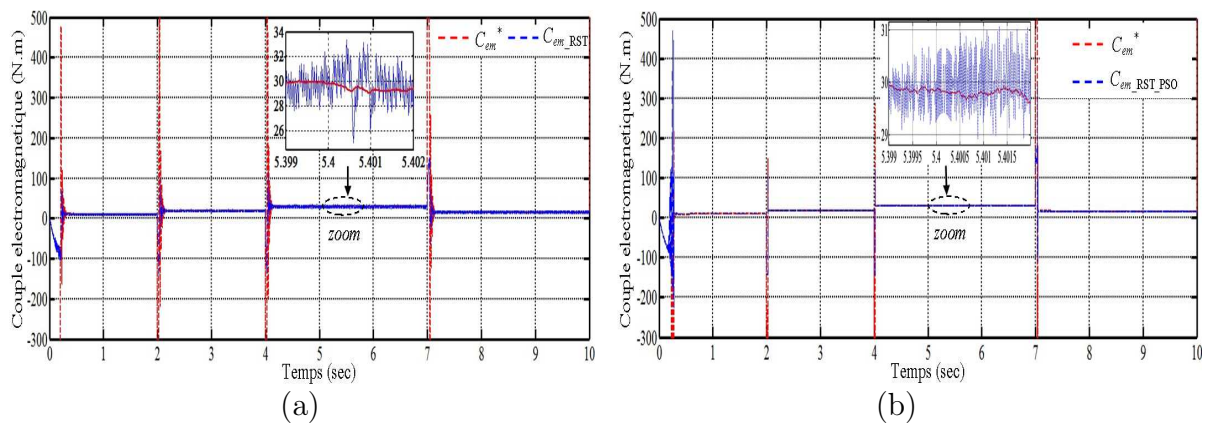


FIGURE 4.7 – Couple électromagnétique. (a) RST, (b) RST-PSO

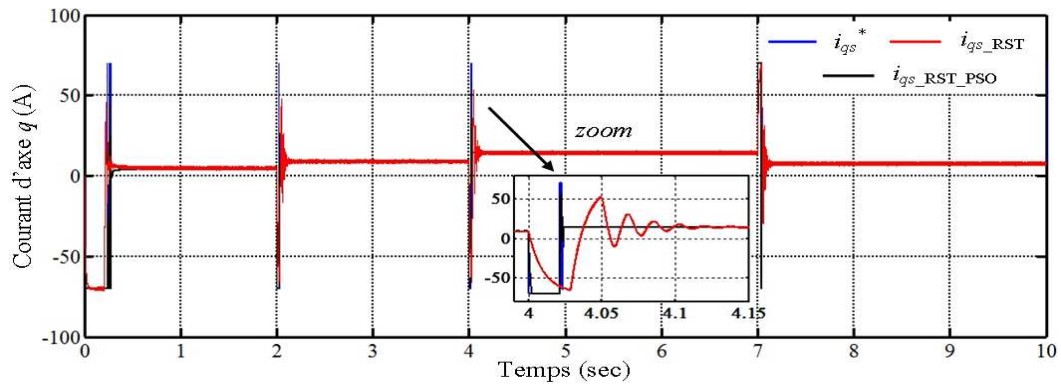


FIGURE 4.8 – Courant quadratique de stator.

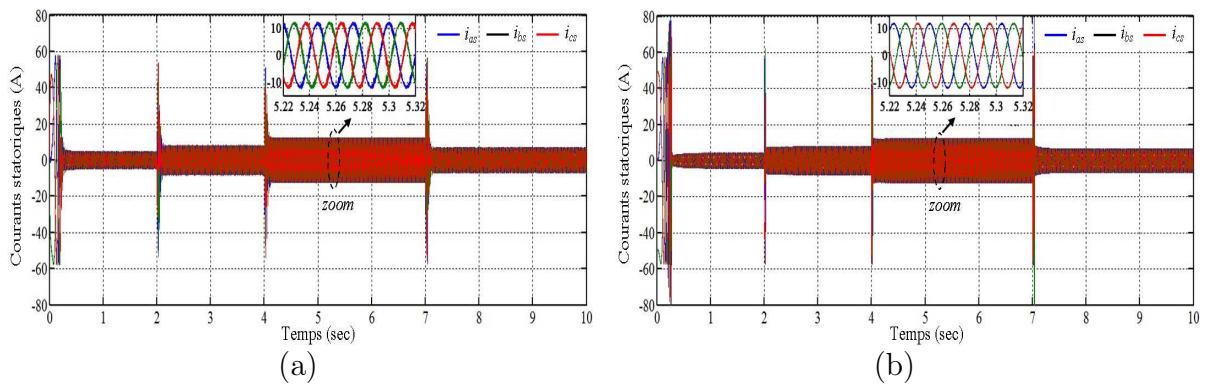


FIGURE 4.9 – Courants statoriques triphasés. (a) RST, (b) RST-PSO

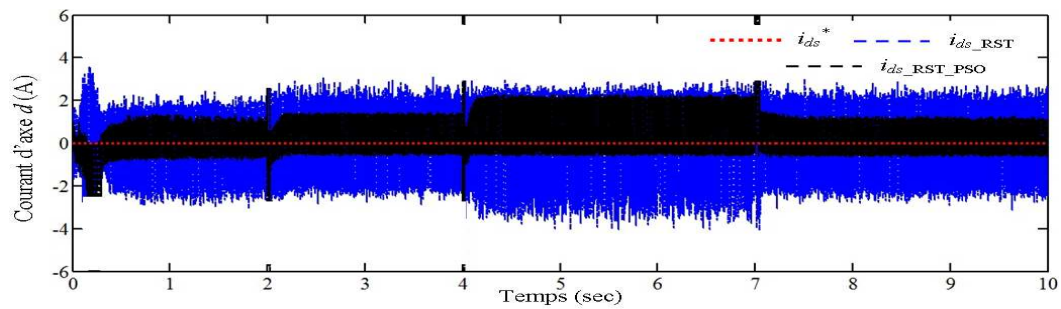


FIGURE 4.10 – Courant direct de stator.

4.2.5.2 Profil du vent aléatoire

Pour compléter la comparaison de l'efficacité de poursuite des deux contrôleurs, un second test a été réalisé sous un profil de vent aléatoire comme le montre la Fig. 4.11.

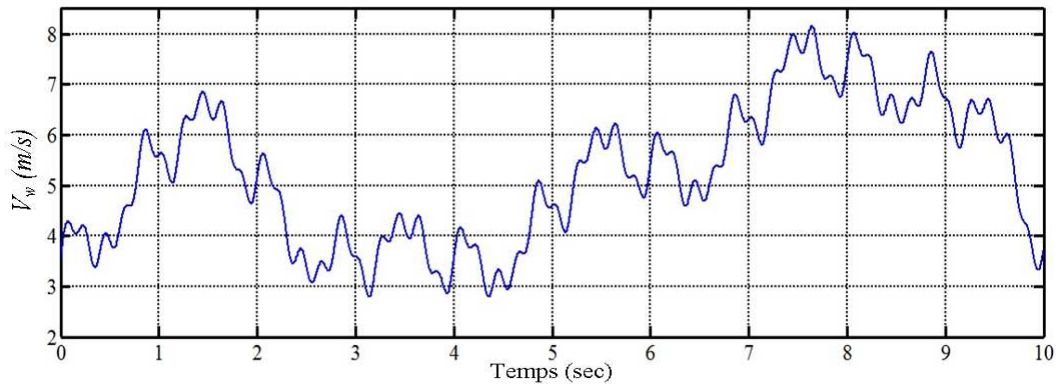
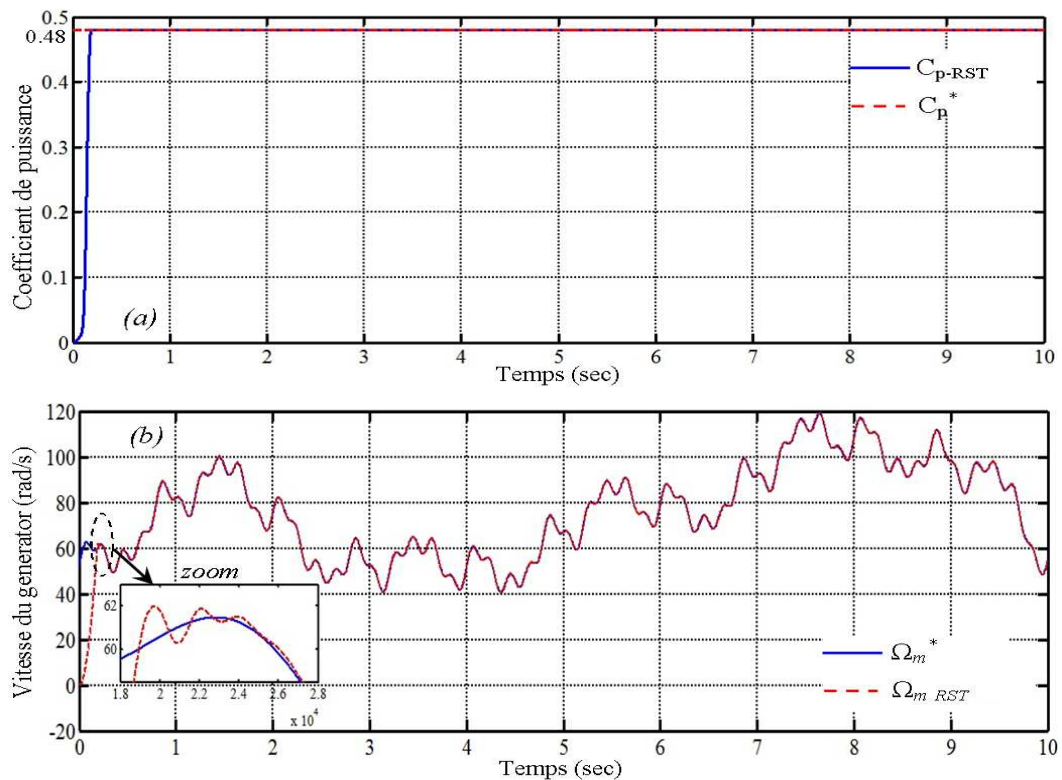


FIGURE 4.11 – Vitesse de vent aléatoire

Les figures 4.12 et 4.13 montrent respectivement la performance de la stratégie de contrôle "RST (avec algorithme de PSO)" et "RST (sans algorithme PSO)", où (a) Le coefficient de puissance; (b) La vitesse du générateur, (c) Le couple électromagnétique de GSRB, (d) Le courant quadratique de stator, et (e) Le courant direct de stator.

Comme le montre ces figures, la stratégie de contrôle RST proposé a une meilleure réponse et avec réduction considérable des ondulations par rapport au régulateur RST (sans l'algorithme PSO).

En plus de cela, le contrôleur RST (avec l'algorithme PSO) se révèle avoir une meilleure performance de suivi pour les vitesses de vent faibles et élevées quand il est soumis à la variation de la vitesse du vent aléatoire.



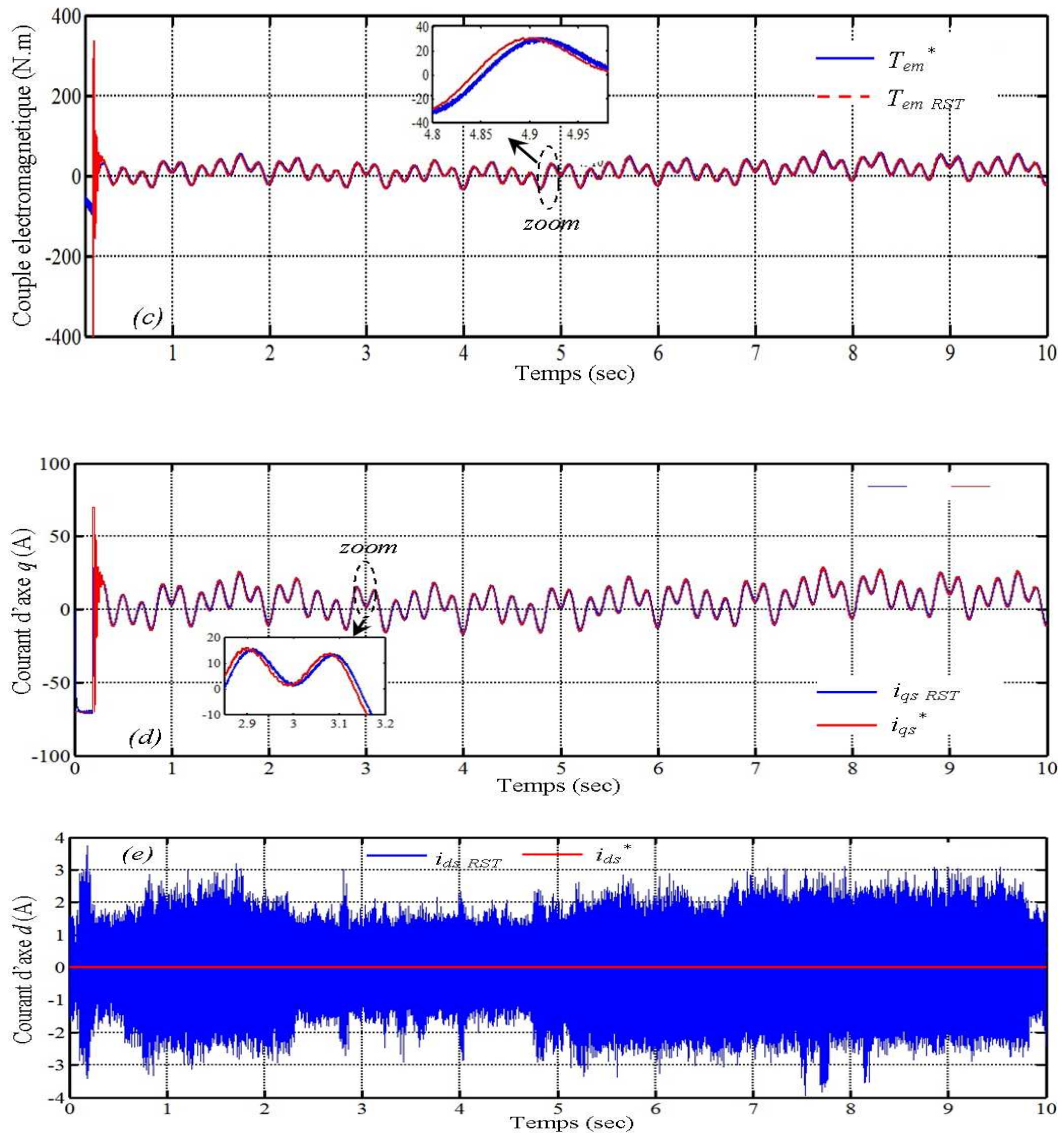
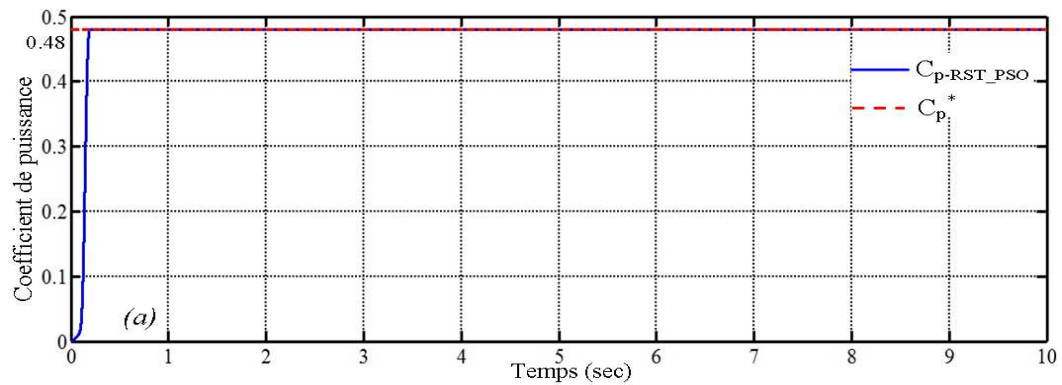


FIGURE 4.12 – Les performances du système par le contrôleur RST selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance; (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.



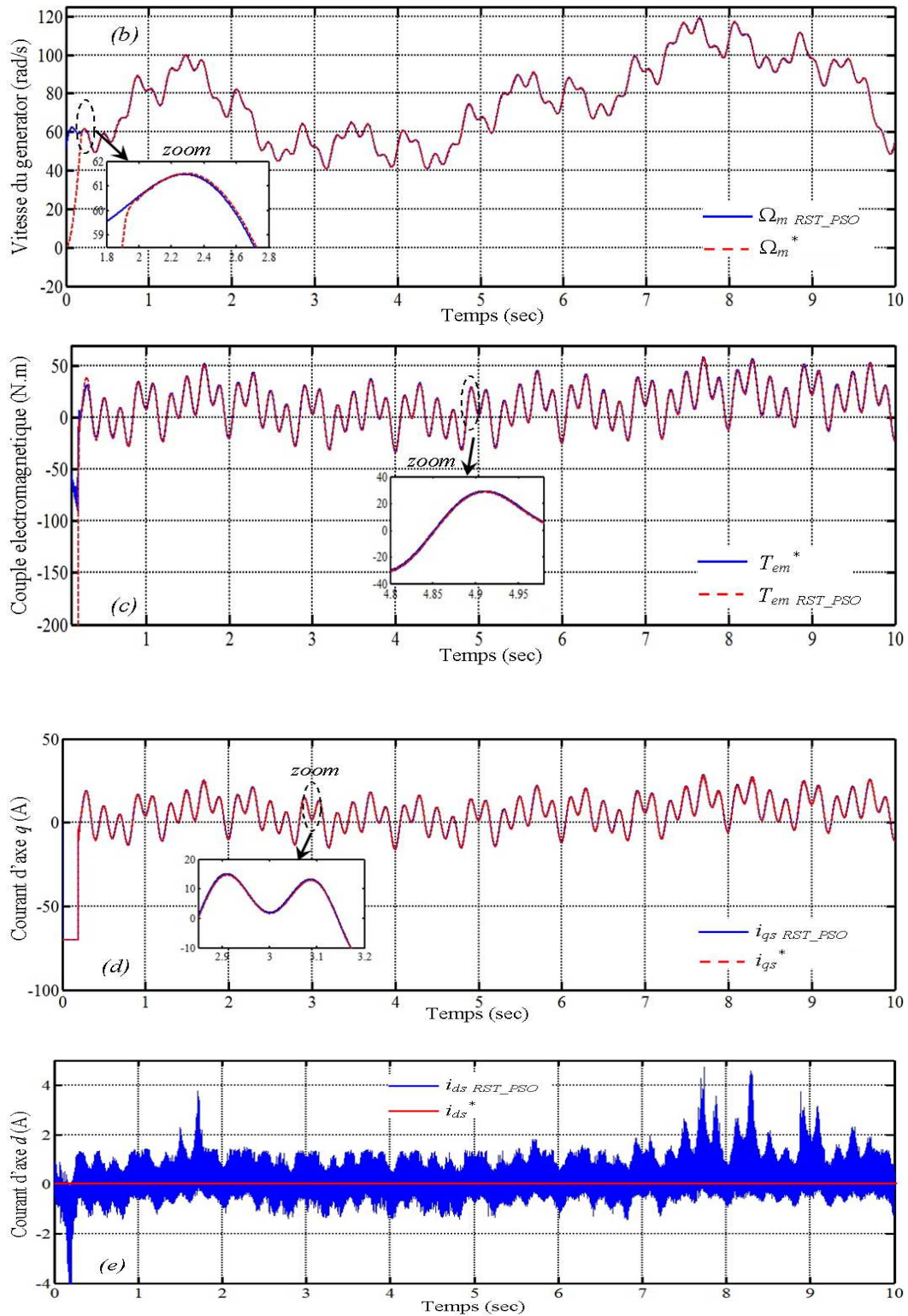


FIGURE 4.13 – Les performances du système par le contrôleur RST optimisé par l'algorithme PSO selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance ; (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.

4.3 Nouvelle approche par mode de glissement

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov [127]. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements réglés [128].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayants un modèle imprécis [129].

Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle approche de la commande par mode de glissement qui peut être appliquée au contrôle d'un système éolien basé sur une GSRB. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur la GSRB et de l'autre part au côté réseau, et nous allons enfin montrer les performances de la nouvelle approche par rapport à la commande par mode de glissement classique après visualisation et illustration des résultats de simulation.

4.3.1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [129]. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (Fig. 4.14) :

- Le mode non glissant (reaching mode en anglais) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC) ;
- Le mode glissant (sliding mode en anglais).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [127,130].

4.3.2 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

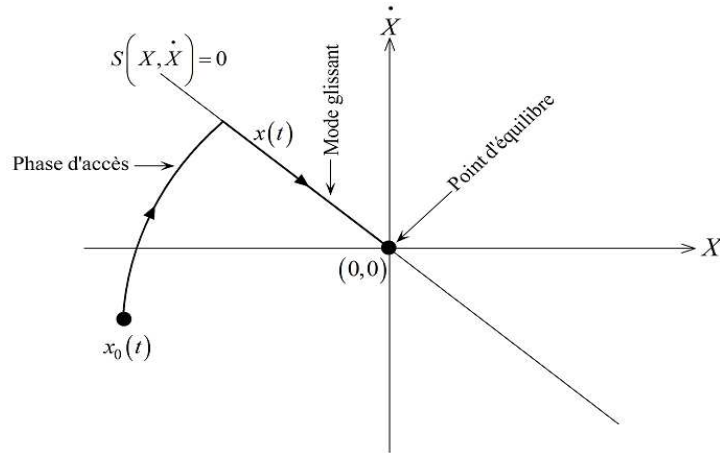


FIGURE 4.14 – Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

4.3.2.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant [131,132] :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A] [X] + [B] [U] \quad (4.20)$$

Où $[X] \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande, avec $n \succ m$. Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , plusieurs travaux [133-136] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (4.21)$$

Avec :

- λ : gain positif ;
- $e(t) = x^* - x$: écart de la variable à réguler ;
- r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial \dot{X}}{\partial U} \neq 0$ assurant la contrôlabilité ;
- $S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

4.3.2.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [137]. On présente deux types de conditions qui sont :

a) **Approche directe**

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [127,138] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.22)$$

b) **Approche de Lyapunov**

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit [139] :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (4.23)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (4.24)$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.25)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [140,141].

4.3.2.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue

peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.26)$$

U_{eq} correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$.

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [129,137].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (4.20). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (4.27)$$

En remplaçant (4.20) et (4.26) dans (4.27), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A] [X] + [B] U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n \quad (4.28)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A] [X] \right\} \quad (4.29)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (4.30)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (4.29), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n \quad (4.31)$$

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

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n < 0 \quad (4.32)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (Fig. 4.15).

$$U_n = K_x \text{sign} S(x) \quad (4.33)$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial X} [B]$

Cependant, la fonction *sign* génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé *broutement* (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [142]. La figure 4.16 représente le phénomène de broutement.

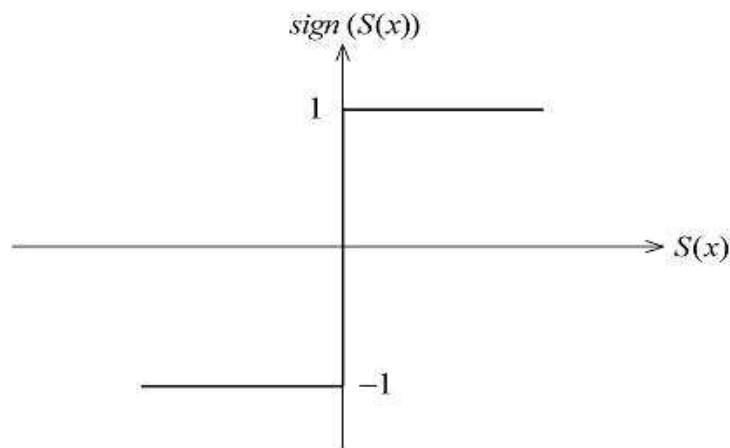


FIGURE 4.15 – Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien).

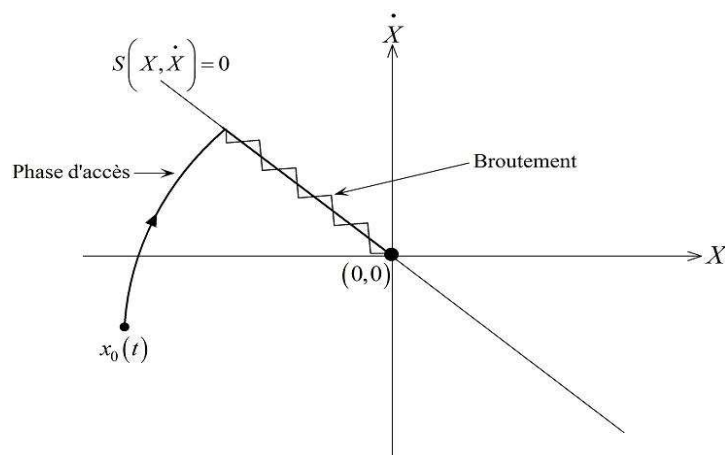


FIGURE 4.16 – Phénomène de broutement.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses études ont été effectuées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue dans

un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée [143].

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction *sign* dans une bande autour de la surface, nous trouvons la fonction saturation (*sat*) adéquate pour filtrer les hautes fréquences [Slo-91]. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites $\pm |K_x|$ suivant une pente entre les deux seuils (Fig. 4.17(b)) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U) (Fig. 4.17(a)) [133].

Nous donnons, ci-dessous, ces deux exemples de fonctions de saturation :

$$Sat(S_i) = \begin{cases} sign(S_i) & si \quad |S_i| \geq \delta \\ \frac{S_i}{\delta} & si \quad |S_i| \leq \delta \end{cases} \quad (4.34)$$

Ou

$$Sat'(S_i) = \begin{cases} 0 & si \quad |S_i| \geq \mu_1 \\ \frac{S_i - \mu_1 S_i}{\mu_2 - \mu_1} & si \quad \mu_1 < |S_i| \leq \mu_2 \\ sign(S_i) & si \quad |S_i| > \mu_2 \end{cases} \quad (4.35)$$

Avec δ , μ_1 , μ_2 des paramètres petits et positifs.

La constante positive δ réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Plus δ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction *sign*, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering.

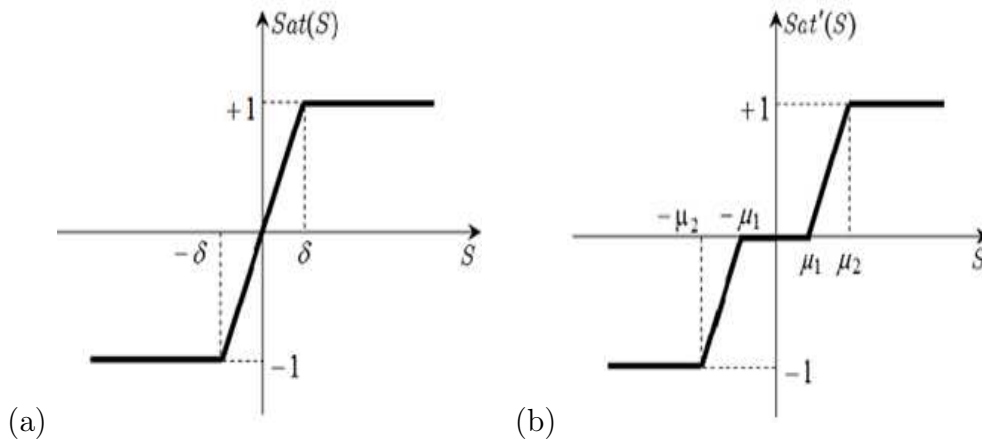
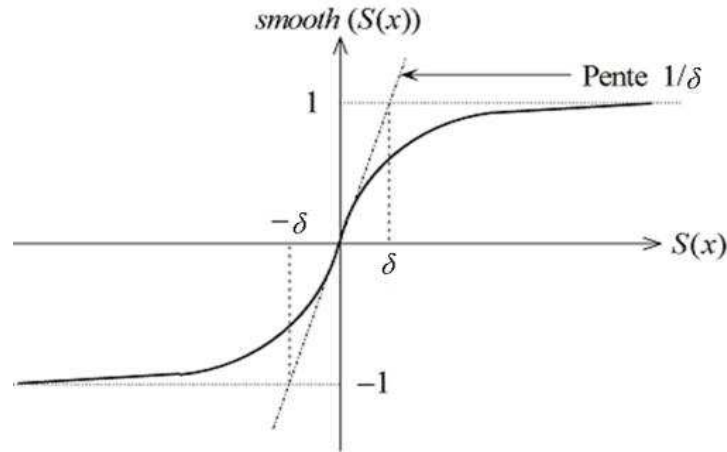


FIGURE 4.17 – (a) Exemple de fonction *Sat* à un seul seuil, (b) Exemple de fonction *Sat* à deux seuils.

Nous pouvons aussi remplacer la fonction "*sign*" par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Fig. 4.18).

$$smooth(S(x)) = tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} \quad (4.36)$$


 FIGURE 4.18 – Fonction de classe C^1 ($\zeta \succ 0$ et petit).

4.3.3 Nouvelle approche de la commande par mode de glissement

Dans cette section, le développement de la nouvelle méthode proposée de la loi de commande par mode glissant avec une réduction du phénomène de broutement sera expliquée. Cette méthode consiste à remplacer la fonction discontinue *sign* de la loi de commande par la fonction rapide en continu *sigmoïde* pour l'ensemble des opérations. Elle est définie comme suit :

$$\text{sigmoïde}(\rho, S) = \frac{\lambda \cdot S(x)}{\rho + |\lambda \cdot S(x)|} \quad (4.37)$$

Où ρ est une constante petite et positive dépendant de l'état de l'épaisseur de la couche limite (*boundary layer*) et λ est une constante positive utilisée pour ajuster le taux de réglage de la fonction *sigmoïde*.

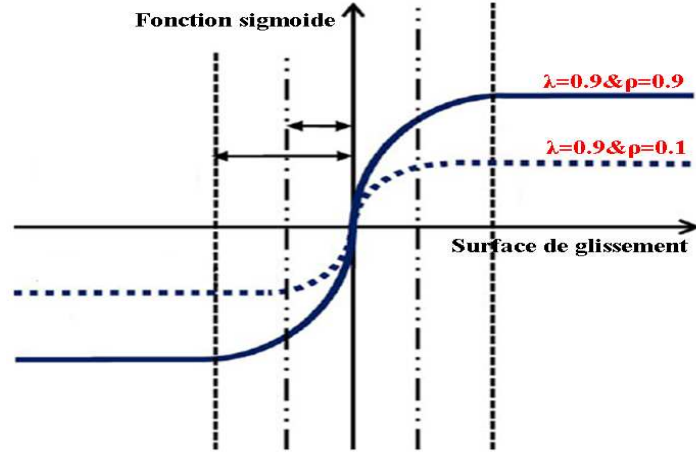
$$\rho = (1 - |\text{sigmoïde}(\rho, S)|) - \delta_1 \quad (4.38)$$

Où δ_1 est suffisamment petit. Lorsque les incertitudes sont grandes, ρ va produire une petite couche limite pour la précision de contrôle et une meilleure performance de suivi.

La figure 4.19 montre comment la couche limite est modifiée en fonction des paramètres λ , ρ . À partir de cette figure, nous avons constaté que ces paramètres (λ, ρ) déterminent la pente de la fonction continue *sigmoïde*(ρ, S).

D'autre part, plus grande valeur de gain de commutation K_x va générer le problème de broutement indésirable parce que lorsque le signal de commande traverse la surface de glissement, le plus grand gain de commutation causera une commutation plus rapide et plus gros des composants de contrôle.

Pour atténuer cet effet de broutement, les règles de la logique floue peuvent être adoptées pour ajuster les gains de commutation en fonction des états de la surface de glissement.


 FIGURE 4.19 – la variation des couches limitent en fonction des paramètres λ , ρ .

4.3.4 Application de la commande par mode glissant pour le CCM

4.3.4.1 Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante :

$$S(\Omega_{mec}) = e(\Omega_{mec}) = \Omega_{mec-ref} - \Omega_{mec} \quad (4.39)$$

En dérivant la surface $S(\Omega_{mec})$, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega_{mec}) = \dot{\Omega}_{mec-ref} - \dot{\Omega}_{mec} \quad (4.40)$$

En introduisant l'équation (2.7) dans (4.40), on aura :

$$\dot{S}(\Omega_{mec}) = C_2\Omega_{mec} - C_1 + \dot{\Omega}_{mec-ref} + C_3(m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)i_{qs} \quad (4.41)$$

A présent, en remplaçant le courant i_q par le courant de commande $i_{q-ref} = i_{qeq} + i_{qn}$ dans l'équation (4.41), on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{S}(\Omega_{mec}) = & C_2\Omega_{mec} - C_1 + \dot{\Omega}_{mec-ref} + C_3(m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)i_{qeq} \\ & + C_3(m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)i_{qn} \end{aligned} \quad (4.42)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\Omega_{mec}) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\Omega_{mec}) = 0$ et $i_{qn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4.42)

$$i_{qeq} = \frac{-C_2\Omega_{mec} + C_1 - \dot{\Omega}_{mec-ref}}{C_3(m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)} \quad (4.43)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega_{mec})\dot{S}(\Omega_{mec}) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (4.43) dans (4.42), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega_{mec}) = C_3(m_{sf}i_f + m_{sD}i_D)i_{qn} \quad (4.44)$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qn} = K_{\Omega_{mec}} \text{sigmoid}(\rho, S(\Omega_{mec})) \quad (4.45)$$

4.3.4.2 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{cases} S(i_d) = i_{d-ref} - i_d \\ S(i_q) = i_{q-ref} - i_q \end{cases} \quad (4.46)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_d) = \dot{i}_{d-ref} - \dot{i}_d \\ \dot{S}(i_q) = \dot{i}_{q-ref} - \dot{i}_q \end{cases} \quad (4.47)$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques (\dot{i}_d, \dot{i}_q) données par les équations (3.18) et (3.19) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{ds}) &= \frac{di_{ds-ref}}{dt} + \frac{r_s}{L_d}i_{ds} + \frac{b_1}{L_d}i_{qs} - \frac{b_2}{L_d}i_Q \\ &\quad - \frac{m_{sf}}{L_d} \frac{di_f}{dt} - \frac{m_{sD}}{L_d} \frac{di_D}{dt} + \frac{v_d}{L_d} \end{aligned} \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{qs}) &= \frac{di_{qs-ref}}{dt} + \frac{r_s}{L_q}i_{qs} + \frac{b_1}{L_q}i_{ds} - \frac{b_2}{L_d}i_Q \\ &\quad - \frac{m_{sf}}{L_q} \frac{di_f}{dt} - \frac{m_{sD}}{L_q} \frac{di_D}{dt} + \frac{v_q}{L_q} \end{aligned} \quad (4.49)$$

En remplaçant les tensions v_d et v_q par les tensions de commande $v_{d-ref} = v_{deq} + v_{dn}$ et $v_{q-ref} = v_{qeq} + v_{qn}$ respectivement, on aura :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{ds}) &= \frac{di_{ds-ref}}{dt} + \frac{r_s}{L_d}i_{ds} + \frac{b_1}{L_d}i_{qs} - \frac{b_2}{L_d}i_Q \\ &\quad - \frac{m_{sf}}{L_d} \frac{di_f}{dt} - \frac{m_{sD}}{L_d} \frac{di_D}{dt} + \frac{1}{L_d}(v_{deq} + v_{dn}) \end{aligned} \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{qs}) &= \frac{di_{qs-ref}}{dt} + \frac{r_s}{L_q}i_{qs} + \frac{b_1}{L_q}i_{ds} - \frac{b_2}{L_d}i_Q \\ &\quad - \frac{m_{sf}}{L_q} \frac{di_f}{dt} - \frac{m_{sD}}{L_q} \frac{di_D}{dt} + \frac{1}{L_q}(v_{qeq} + v_{qn}) \end{aligned} \quad (4.51)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(i_d)\dot{S}(i_d) < 0$ et $S(i_q)\dot{S}(i_q) < 0$, et par suite $\dot{S}(i_d) = 0$ et $v_{dn} = 0$, $\dot{S}(i_q) = 0$ et $v_{qn} = 0$. Alors, on tire à partir des équations (4.50), (4.51) les expressions des commandes équivalentes v_{deq} et v_{qeq} respectivement :

$$v_{deq} = -L_d \frac{di_{ds-ref}}{dt} - r_s i_{ds} + b_1 i_{qs} - b_2 i_Q + m_{sf} \frac{di_f}{dt} + m_{sD} \frac{di_D}{dt} \quad (4.52)$$

$$v_{qeq} = -L_q \frac{di_{qs-ref}}{dt} - r_s i_{qs} - a_1 i_d + a_2 i_f + a_3 i_D + m_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \quad (4.53)$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S(i_d)\dot{S}(i_d) < 0$ et $S(i_q)\dot{S}(i_q) < 0$ doivent être vérifiées. En substituant les équations (4.50), (4.51) dans (4.52), (4.53) respectivement, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_d) = \frac{1}{L_d} v_{dn} \\ \dot{S}(i_q) = \frac{1}{L_q} v_{qn} \end{cases} \quad (4.54)$$

On prend respectivement :

$$\begin{cases} v_{dn} = K_{i_d} \text{sigmoid}(\rho, S(i_d)) \\ v_{qn} = K_{i_q} \text{sigmoid}(\rho, S(i_q)) \end{cases} \quad (4.55)$$

Les coefficients positifs dans les équations (4.43), (4.52) et (4.53) sont donnés par les éléments suivants :

$$a_1 = L_d \omega_e, \quad a_2 = m_{sf} \omega_e, \quad a_3 = m_{sD} \omega_e, \quad b_1 = L_q \omega_e, \quad b_2 = m_{sQ} \omega_e, \quad C_1 = C_g/J, \quad C_2 = f/J, \quad C_3 = p/J$$

4.3.4.3 Ajustage des gains de commutation avec les règles de la logique floue

Les gains de commutation peuvent être ajustés en fonction des états de la surface de mode glissant. Lorsque les trajectoires de l'état du système restent loin de la surface de glissement, ce qui signifie la valeur de $|S|$ est grande, les gains de commutation $K_{\Omega_{mec}}$, K_{i_d} et K_{i_q} devraient être augmentée pour conduire la trajectoire arrière et lorsque la valeur de $|S|$ est petite, les gains devraient avoir des valeurs plus petites.

On peut donc adopter des règles de la logique floue pour régler les gains de commutation en fonction de la valeur de $|S|$.

Les règles floues de contrôle de la vitesse et des courants statoriques sont données par les tableaux 4.3 et 4.4 respectivement :

TABLE 4.3 – les règles floues de contrôle de vitesse

$S(\Omega_m)$	PG	MP	PP	ZE	PN	MN	GN
$u(\Omega_m)$	PG	MP	PP	ZE	PP	MP	PG

TABLE 4.4 – les règles floues de commande des courants

$S(i_{dqs})$	GN	MN	ZE	MP	PG
$u(i_{dqs})$	Plus gros	Gros	Moyen	Petit	Plus petit

Avec **GN** : Grand Négatif, **MN** : Moyen Négatif, **PN** : Petit Négatif, **ZE** : Erreur nul ou bien zéro, **PP** : Petit Positif, **MP** : Moyen Positif et **PG** : Positif Grand.

Les fonctions d'appartenance des entrées $S(\Omega_{mec})$, $S(i_{dqs})$ et des sorties $u(\Omega_{mec})$, $u(i_{dqs})$ sont présentées dans les figures 4.20, 4.21, 4.22 et 4.23, respectivement.

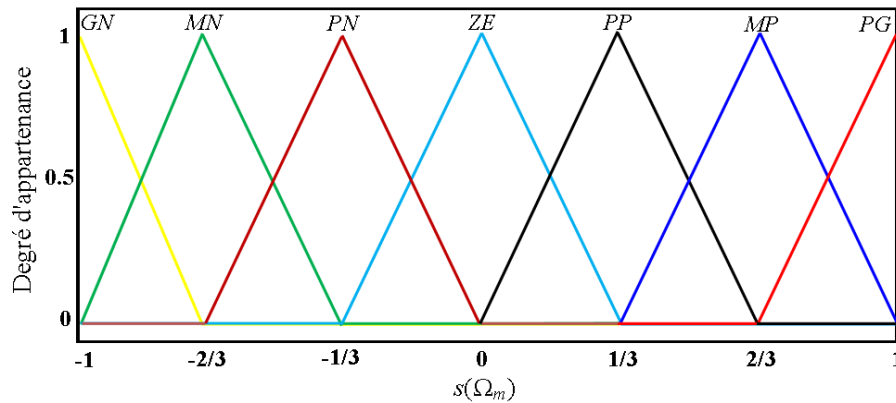


FIGURE 4.20 – Fonctions d'appartenance pour $S(\Omega_{mec})$.

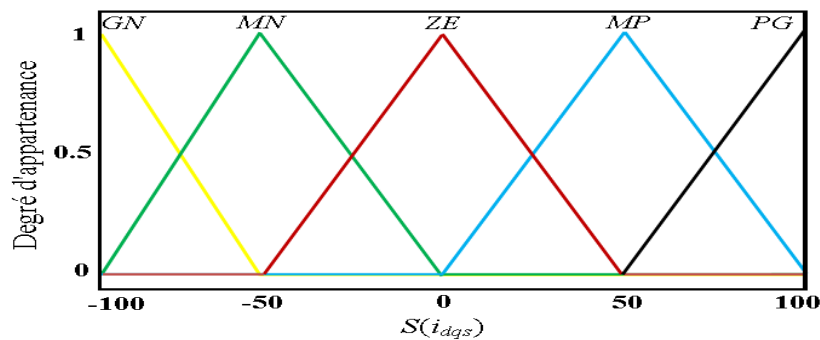


FIGURE 4.21 – Fonctions d'appartenance pour $S(i_{dqs})$.

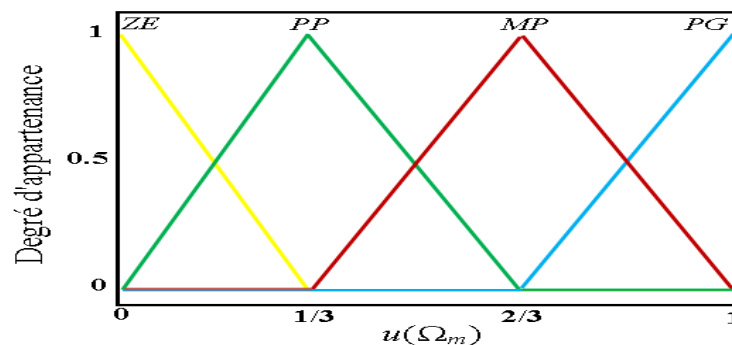


FIGURE 4.22 – Fonctions d'appartenance pour $u(\Omega_{mec})$.

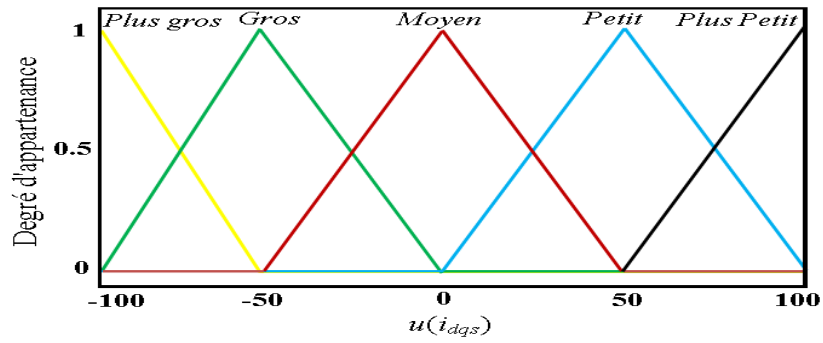


FIGURE 4.23 – Fonctions d’appartenance pour $u(i_{dqs})$.

Enfin, les sorties floues doivent être converties à des variables précises. Dans cette étude, la sortie u peut être calculée par la méthode du centre de gravité pour la defuzzification et avec les gains $K_{\Omega_{mec}}$, $K_{i_{ds}}$ et $K_{i_{qs}}$.

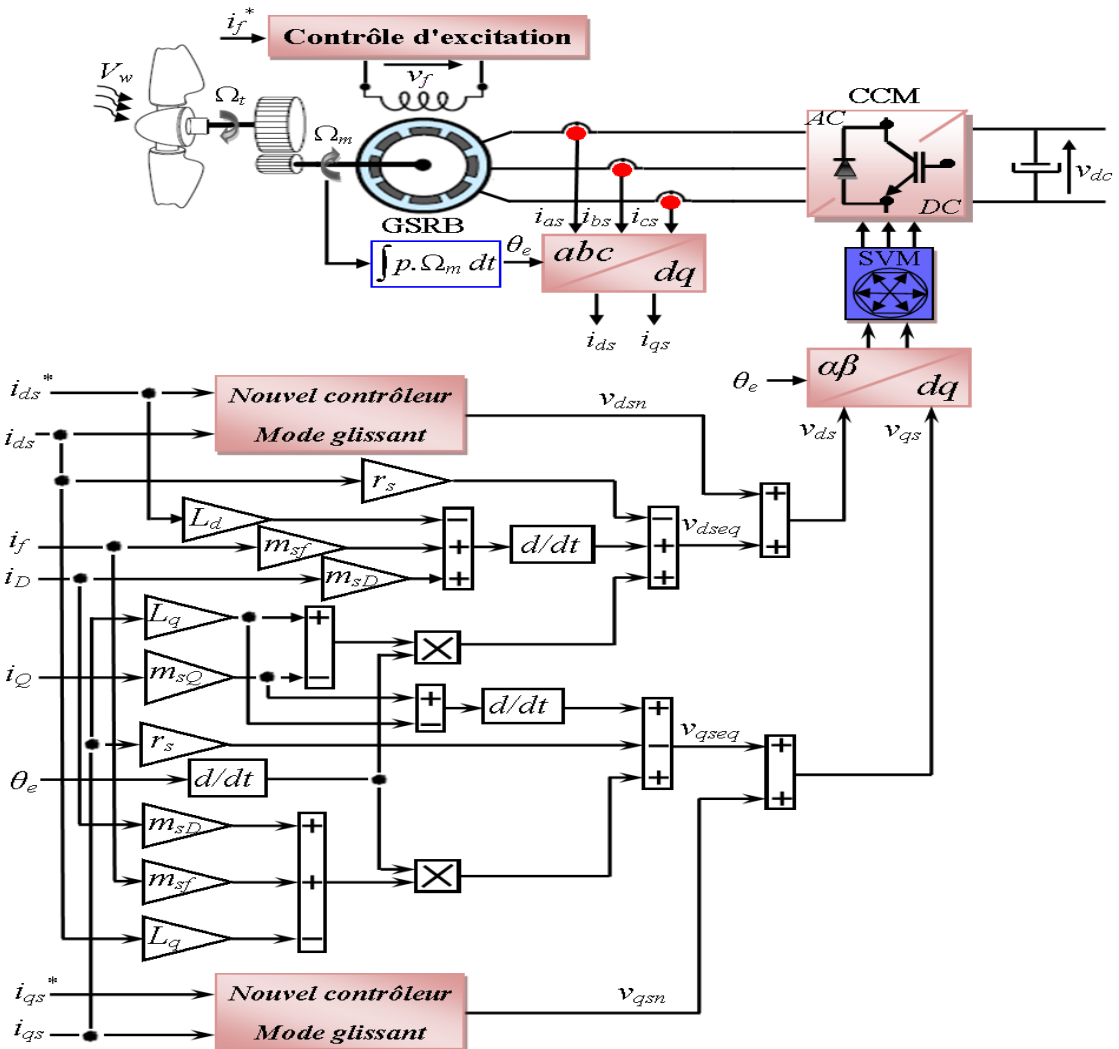


FIGURE 4.24 – Schéma bloc de commande du CCM par le CMG proposé.

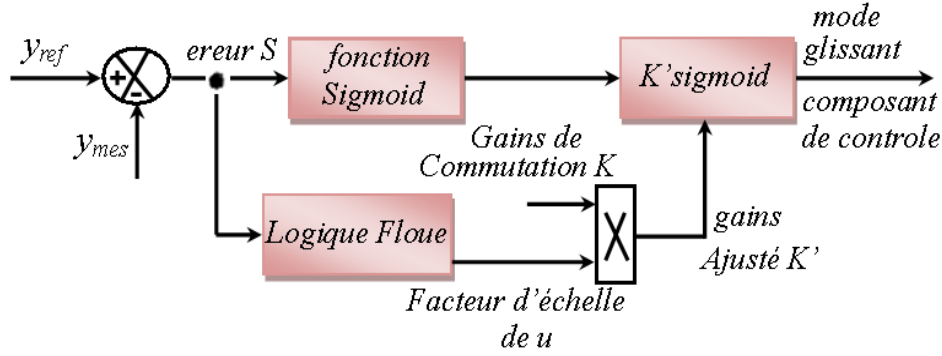


FIGURE 4.25 – Représentation schématique du bloc de la nouvelle approche de la commande par mode de glissement.

Par conséquent, les nouveaux gains du contrôleur seront $K'_{\Omega_{mec}} = u(\Omega_{mec}) \cdot K_{\Omega_{mec}}$; $K'_{i_{ds}} = u(i_{ds}) \cdot K_{i_{ds}}$; $K'_{i_{qs}} = u(i_{qs}) \cdot K_{i_{qs}}$.

La Figure 4.24 représente le schéma bloc de la commande du CCM par mode glissant. Le schéma bloc de sous-système "nouvel contrôleur par mode glissant" est représenté par la Fig. 4.25.

4.3.5 Application de la commande par mode glissant pour le CCR

4.3.5.1 Surface de régulation du bus continu

Afin de contrôler la tension du bus continu, la surface de glissement est définie comme suit :

$$S(v_{dc}) = v_{dc-ref} - v_{dc} \quad (4.56)$$

D'où :

$$\dot{S}(v_{dc}) = \frac{dS(v_{dc})}{dt} = -\frac{dv_{dc}}{dt} = 0 \quad (4.57)$$

La puissance active de référence injectée au réseau est donnée par :

$$P_{g-ref} = \left(i_{cm} - C \frac{dv_{dc}}{dt} \right) v_{dc} \quad (4.58)$$

Donc l'équation (4.58) est réécrite comme :

$$P_{g-ref} = \left(i_{cm} + C \frac{dS(v_{dc})}{dt} \right) v_{dc} \quad (4.59)$$

Afin d'assurer la condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$, $\dot{S}(x)$ est choisie comme suit :

$$\frac{dS(v_{dc})}{dt} = -K_1 S(v_{dc}) - K_2 \text{sigmoid}(\rho, S(v_{dc})) \quad (4.60)$$

4.3.5.2 Surfaces de régulation des courants transitant dans le filtre RL

On peut aussi définir les deux surfaces de commutation pour i_{td} et i_{tq} comme :

$$\begin{cases} S(i_{td}) = i_{td_ref} - i_{td} \\ S(i_{tq}) = i_{tq_ref} - i_{tq} \end{cases} \quad (4.61)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{td}) = \dot{i}_{td_ref} - \dot{i}_{td} \\ \dot{S}(i_{tq}) = \dot{i}_{tq_ref} - \dot{i}_{tq} \end{cases} \quad (4.62)$$

Où, d'après le système d'équations (3.25), les dérivées des courants direct, et en quadrature transitant le filtre peuvent être calculées comme :

$$\begin{cases} \frac{di_{td}}{dt} = \frac{1}{L_f}(v_{md} - R_f i_{td} + \omega L_f i_{tq} - v_g) \\ \frac{di_{tq}}{dt} = \frac{1}{L_f}(v_{mq} - R_f i_{tq} - \omega L_f i_{td}) \end{cases} \quad (4.63)$$

En remplaçant les équations (3.27), (4.63) dans (4.62), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{td}) = \frac{2}{3} \frac{\dot{P}_{g_ref}}{v_g} - \frac{1}{L_f}(v_{md} - R_f i_{td} + \omega L_f i_{tq} - v_g) \\ \dot{S}(i_{tq}) = -\frac{2}{3} \frac{\dot{Q}_{g_ref}}{v_g} - \frac{1}{L_f}(v_{mq} - R_f i_{tq} - \omega L_f i_{td}) \end{cases} \quad (4.64)$$

En remplaçant les tensions v_{md} et v_{mq} par les tensions de commande $v_{md-ref} = v_{mdeq} + v_{mdn}$ et $v_{mq-ref} = v_{mqeq} + v_{mqn}$ respectivement, on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{td}) = \frac{2}{3} \frac{\dot{P}_{g_ref}}{v_g} - \frac{1}{L_f}(v_{mdeq} + v_{mdn} - R_f i_{td} + \omega L_f i_{tq} - v_g) \\ \dot{S}(i_{tq}) = -\frac{2}{3} \frac{\dot{Q}_{g_ref}}{v_g} - \frac{1}{L_f}(v_{mqeq} + v_{mqn} - R_f i_{tq} - \omega L_f i_{td}) \end{cases} \quad (4.65)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(i_{td}) = 0$ et $S(i_{tq}) = 0$, et par suite $\dot{S}(i_{td}) = 0$ et $v_{mdn} = 0$, $\dot{S}(i_{tq}) = 0$ et $v_{mqn} = 0$. Alors, on tire à partir du système d'équations (4.65), les expressions des commandes équivalentes v_{mdeq} et v_{mqeq} respectivement :

$$\begin{cases} v_{mdeq} = \frac{2}{3} \frac{\dot{P}_{g_ref} L_f}{v_g} + R_f i_{td} - \omega L_f i_{tq} + v_g \\ v_{mqeq} = -\frac{2}{3} \frac{\dot{Q}_{g_ref} L_f}{v_g} + R_f i_{tq} + \omega L_f i_{td} \end{cases} \quad (4.66)$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S(i_{td})\dot{S}(i_{td}) < 0$ et $S(i_{tq})\dot{S}(i_{tq}) < 0$ doivent être vérifiées. En substituant les équations (4.66) dans (4.65) respectivement, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{td}) = -\frac{1}{L_f} v_{mdn} \\ \dot{S}(i_{tq}) = -\frac{1}{L_f} v_{mqn} \end{cases} \quad (4.67)$$

On prend respectivement :

$$\begin{cases} v_{mdn} = K_{i_{td}} \text{sigmoid}(\rho, S(i_{td})) \\ v_{mqn} = K_{i_{tq}} \text{sigmoid}(\rho, S(i_{tq})) \end{cases} \quad (4.68)$$

En suivant la même stratégie présentée dans la section (4.3.4.3), les nouveaux gains du contrôleur a été défini comme $K'_{i_{td}} = u(i_{td}).K_{i_{td}}$; $K'_{i_{tq}} = u(i_{tq}).K_{i_{tq}}$. Les fonctions d'appartenance des entrées $S(i_{tdq})$ et des sorties $u(i_{tdq})$ sont présentés dans les figures 4.26, 4.27 respectivement.

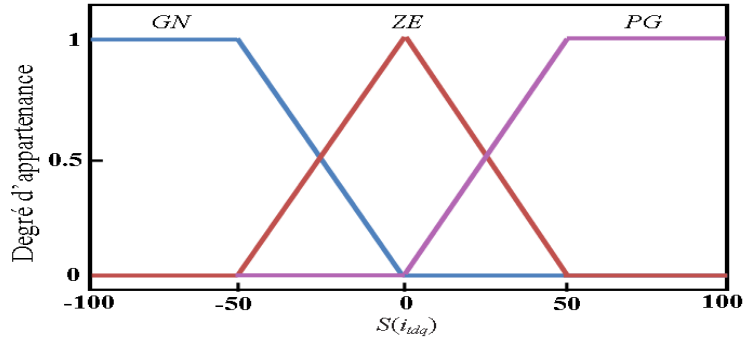


FIGURE 4.26 – Fonctions d'appartenance pour $S(i_{tdq})$.

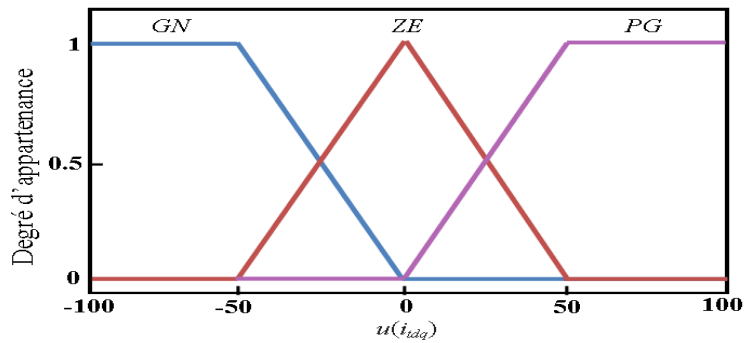


FIGURE 4.27 – Fonctions d'appartenance pour $u(i_{tdq})$.

Finalement, le schéma bloc représentatif du principe du contrôle de la liaison au réseau avec mode glissant est illustré par la figure 4.28.

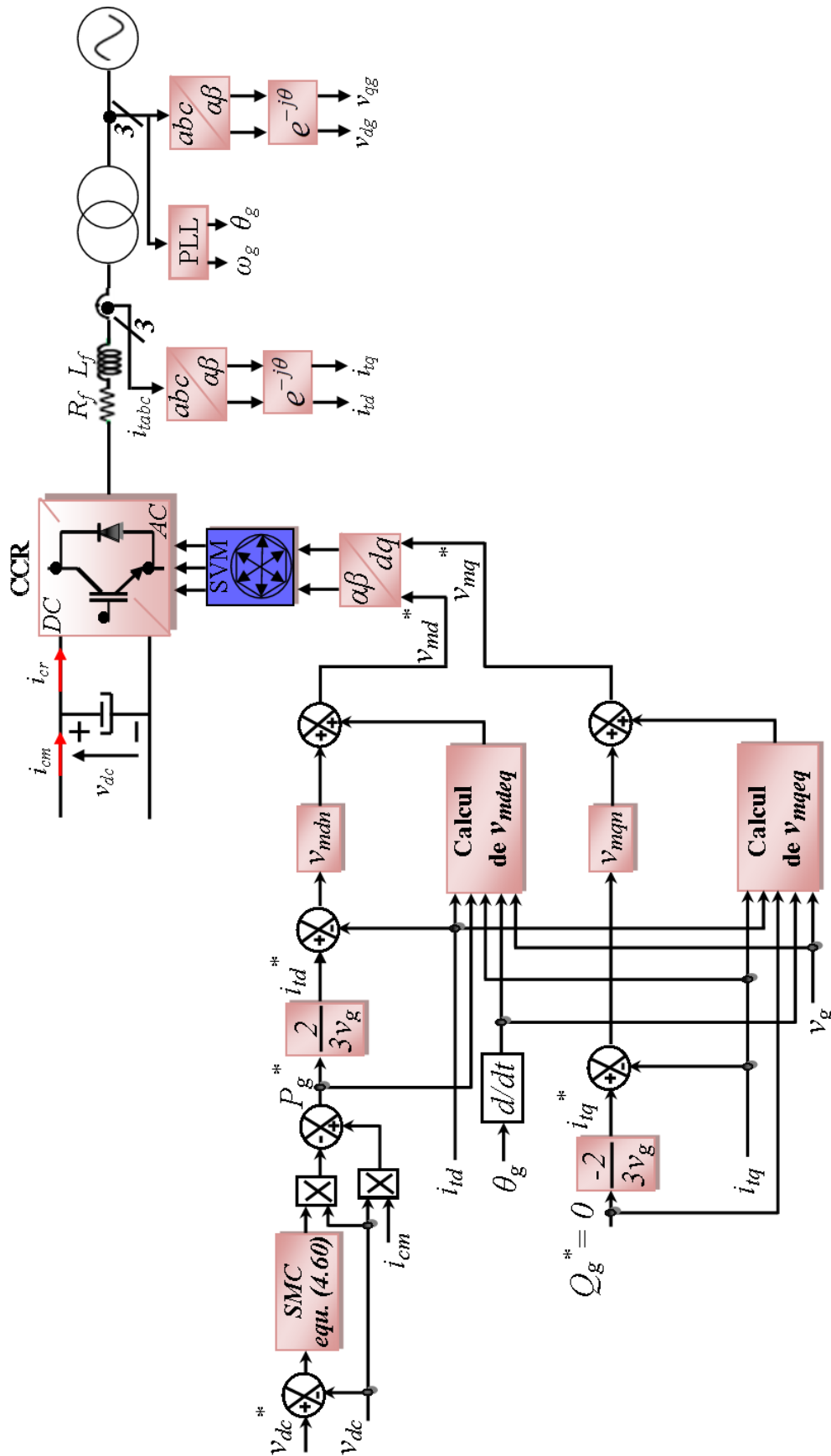


FIGURE 4.28 – Schéma bloc de commande du CCR par le CMG proposé.

4.3.6 Résultats de simulation et discussion

Afin de démontrer la performance du nouvelle approche de la commande par mode de glissement appliquée au système éolien de la Fig. 3.1, il est nécessaire de la comparer avec mode glissant classique à travers des simulations effectuées dans l'environnement Matlab/Simulink dont les paramètres sont énumérés en annexe B. Deux études de cas sont considérées et décrites comme suit :

4.3.6.1 Profil du vent en échelons

Les figures (4.30)-(4.34) présente les résultats obtenus pour les deux contrôleurs : le CMG classique et le CMG proposé, lorsque la vitesse de vent est un échelon comme illustré sur la Fig. 4.29.

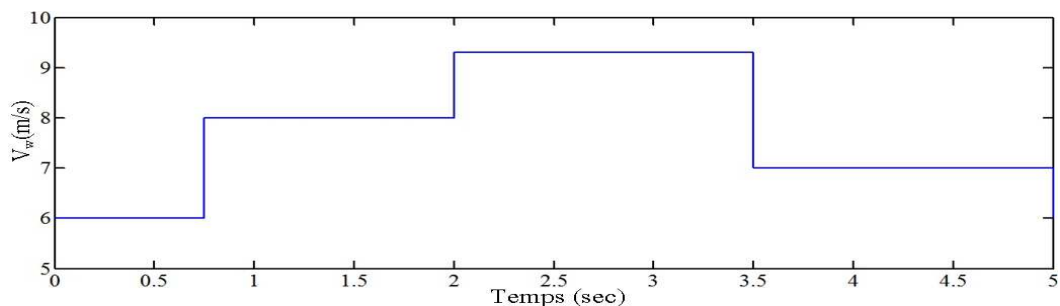


FIGURE 4.29 – Vitesse de vent en échelons.

Bonne performance de suivi pour les deux contrôleurs pendant l'état de régime transitoire et dynamique. La vitesse de rotation mécanique suite sa référence sans faire un dépassement ou une chute avec un minimum du temps de réponse lorsque la vitesse du vent change brusquement. Comme montré sur les Figs. 4.31(a) et 4.31(b), la valeur maximale du coefficient de puissance est atteinte pour les deux contrôleurs, mais avec des petites chutes dans le cas d'une perturbation de vitesse du vent.

Sur les Figs. 4.32(a) et 4.32(b), on peut voir que la référence de couple générée suit très bien le couple mécanique optimal de la turbine par le CMG proposé par rapport au CMG classique.

Les Figs. 4.33(a) et 4.33(b) pour les deux contrôleurs montrent que les courants du stator de l'axe q conduisent les couples électromagnétiques, où leurs formes présentent des pics pour chaque changement de la vitesse du vent (plus important pour le CMG conventionnel). Cela apporte des perturbations au courant du stator de l'axe d , mais leurs boucles fermées arrivent à garder le flux constant.

Un broutement important se produit dans le courant de référence du stator de l'axe d dans le contrôleur SMC conventionnel ; ceci est dû à l'utilisation de la fonction de commutation discontinue et le paramètre de gain. Cependant, l'effet de phénomène de broutement est considérablement réduit par le contrôleur CMG proposé.

Les formes d'ondes des courants de stator du GSRB pour les deux contrôleurs sont présentées sur les Figs. 4.34(a) et 4.34(b). Comme on le voit sur ces figures, les courants de stator sont proportionnels à la vitesse du vent. Ceci est dû au fait que lorsque la vitesse du vent augmente, il y a plus d'énergie générée, produisant ainsi plus de courants dans les enroulements du stator du GSRB.

Le courant de phase du stator a une faible valeur de THD (10,43%) dans le cas d'utilisation de la nouvelle structure de contrôleur par mode glissant que celle de la commande classique de mode glissant (14,84%).

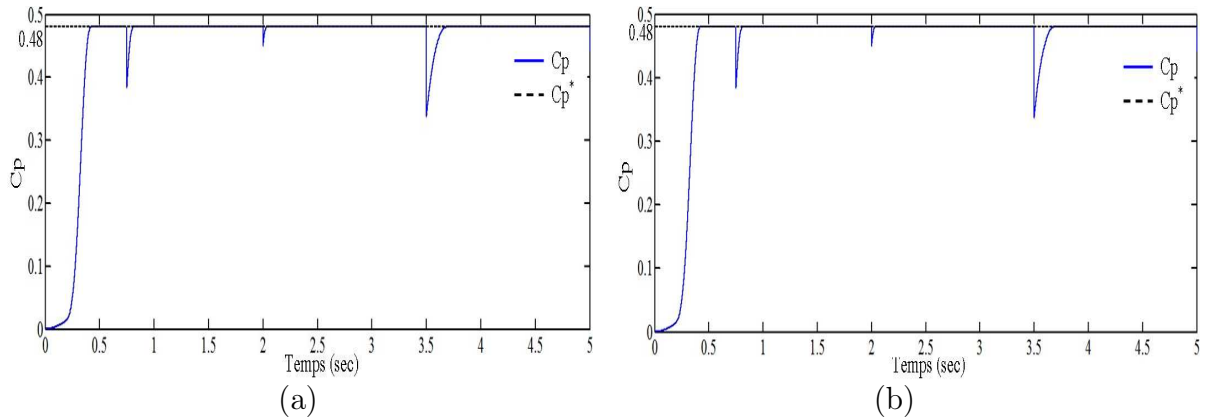


FIGURE 4.30 – Coefficient de puissance. (a) CMG Conventiennel, (b) CMG proposé

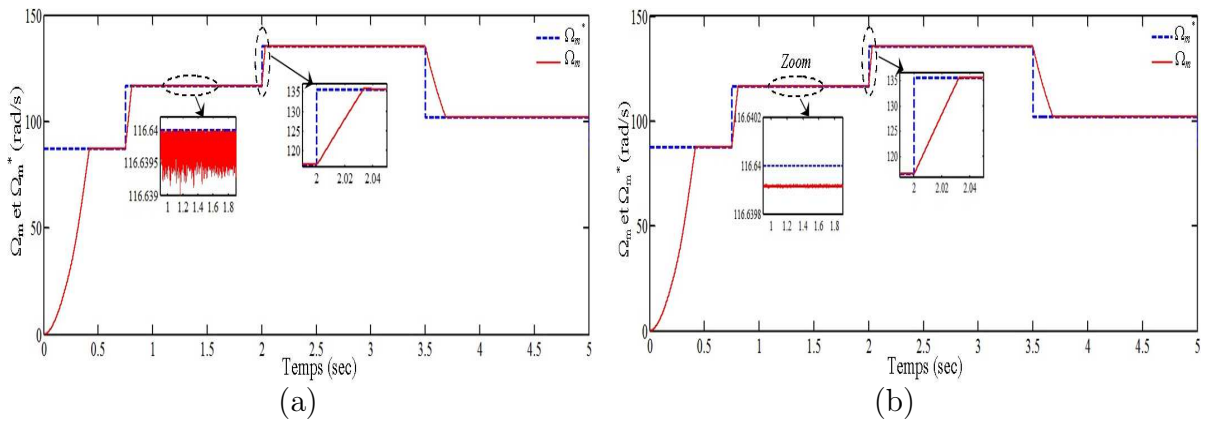


FIGURE 4.31 – Vitesse du générateur. (a) CMG Conventiennel, (b) CMG proposé

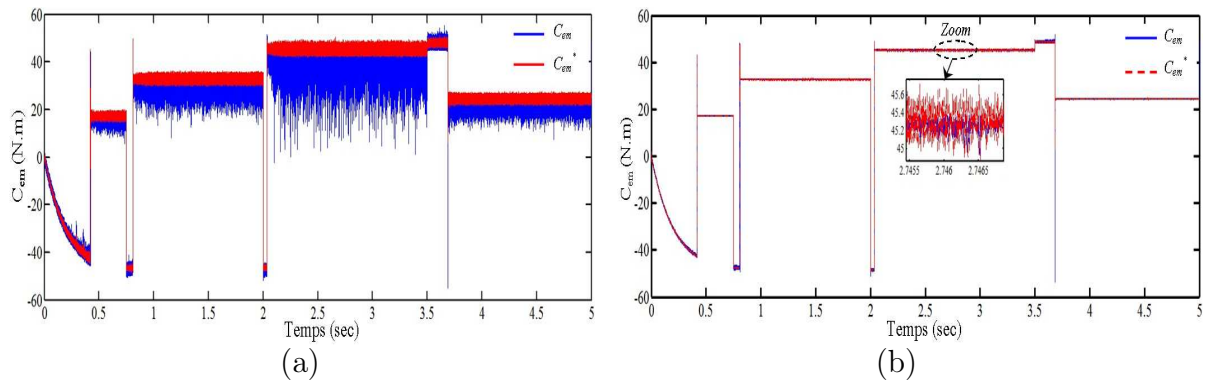


FIGURE 4.32 – Couple électromagnétique de GSRB. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé

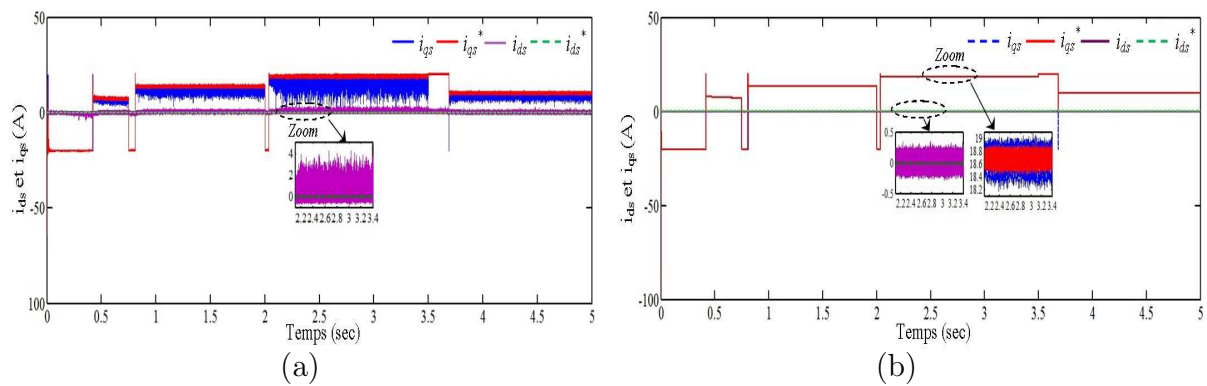


FIGURE 4.33 – Courant d'axes $d-q$ de stator. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé

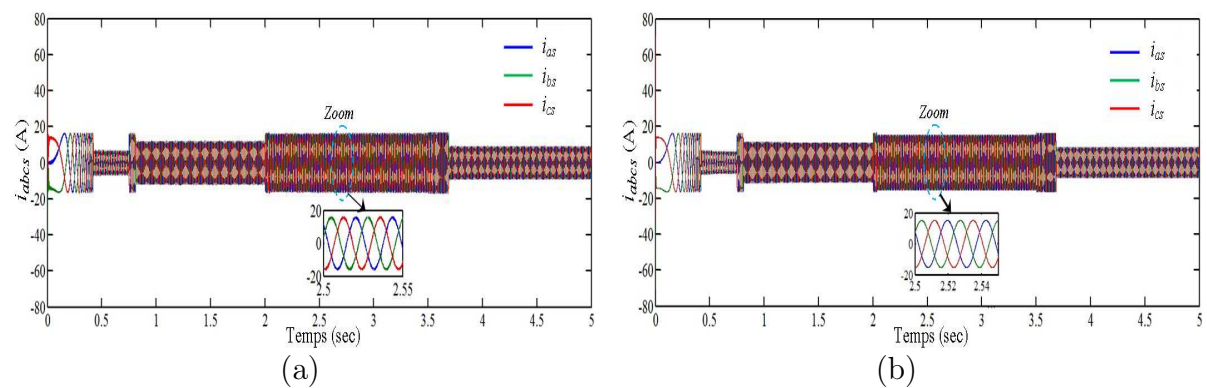


FIGURE 4.34 – Courants statoriques triphasés. (a) CMG Conventionnel, (b) CMG proposé

4.3.6.2 Profil du vent aléatoire

Pour compléter la comparaison de l'efficacité de poursuite des deux contrôleurs, un second test a été réalisé sous un profil de vent aléatoire comme le montre la Fig. 4.35.

Les Figs. 4.36(A) et 4.36(B) représentent respectivement les performances de la commande du cotée générateur pour les deux contrôleurs et de même pour les Figs. 4.37(A) et 4.37(B) du côté réseaux.

D'après ces résultats, il est clair que la robustesse et la capacité de suivi de la puissance maximale peuvent être obtenues pour les deux contrôleurs, en particulier par le CMG proposé. D'autre part, l'effet de chattering est significativement réduit par le CMG proposé par rapport au CMG classique.

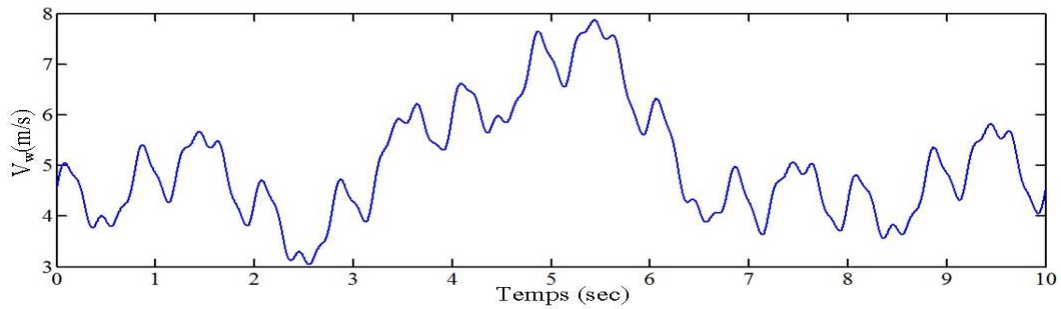
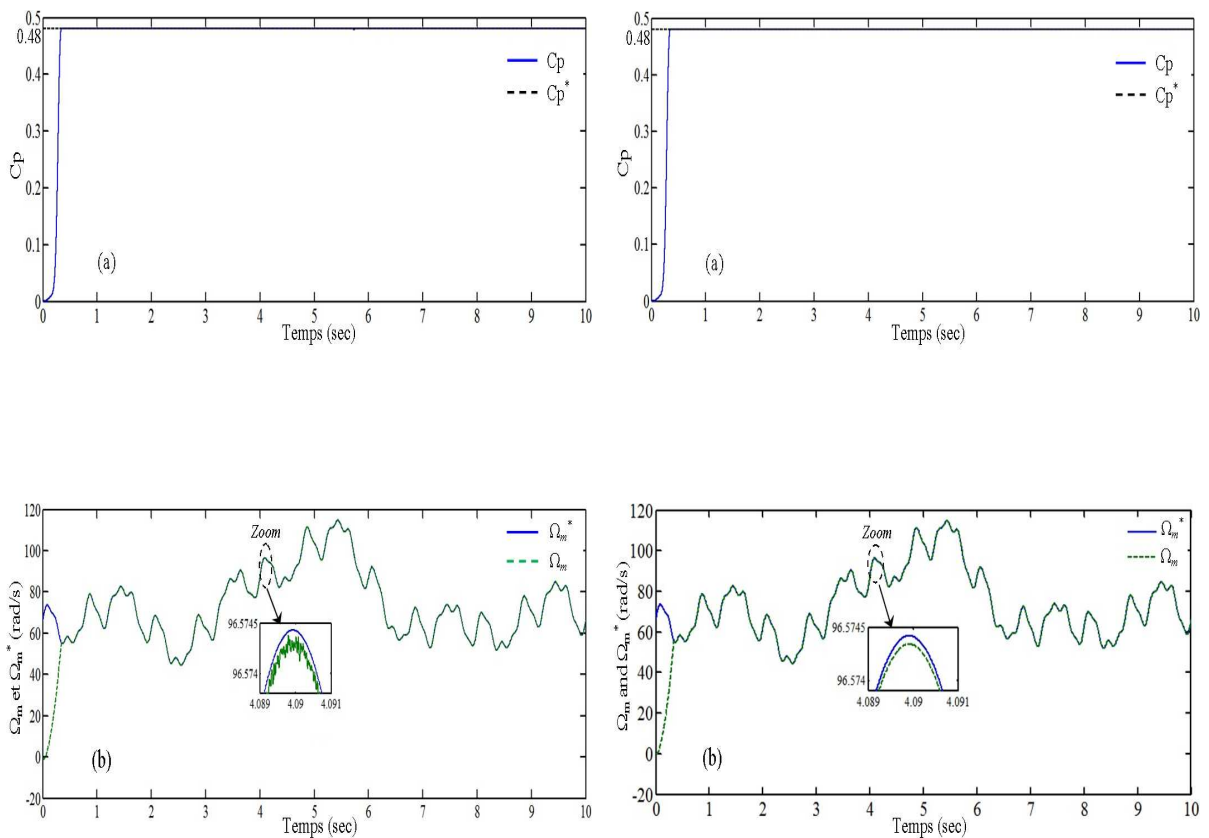


FIGURE 4.35 – Vitesse de vent aléatoire.



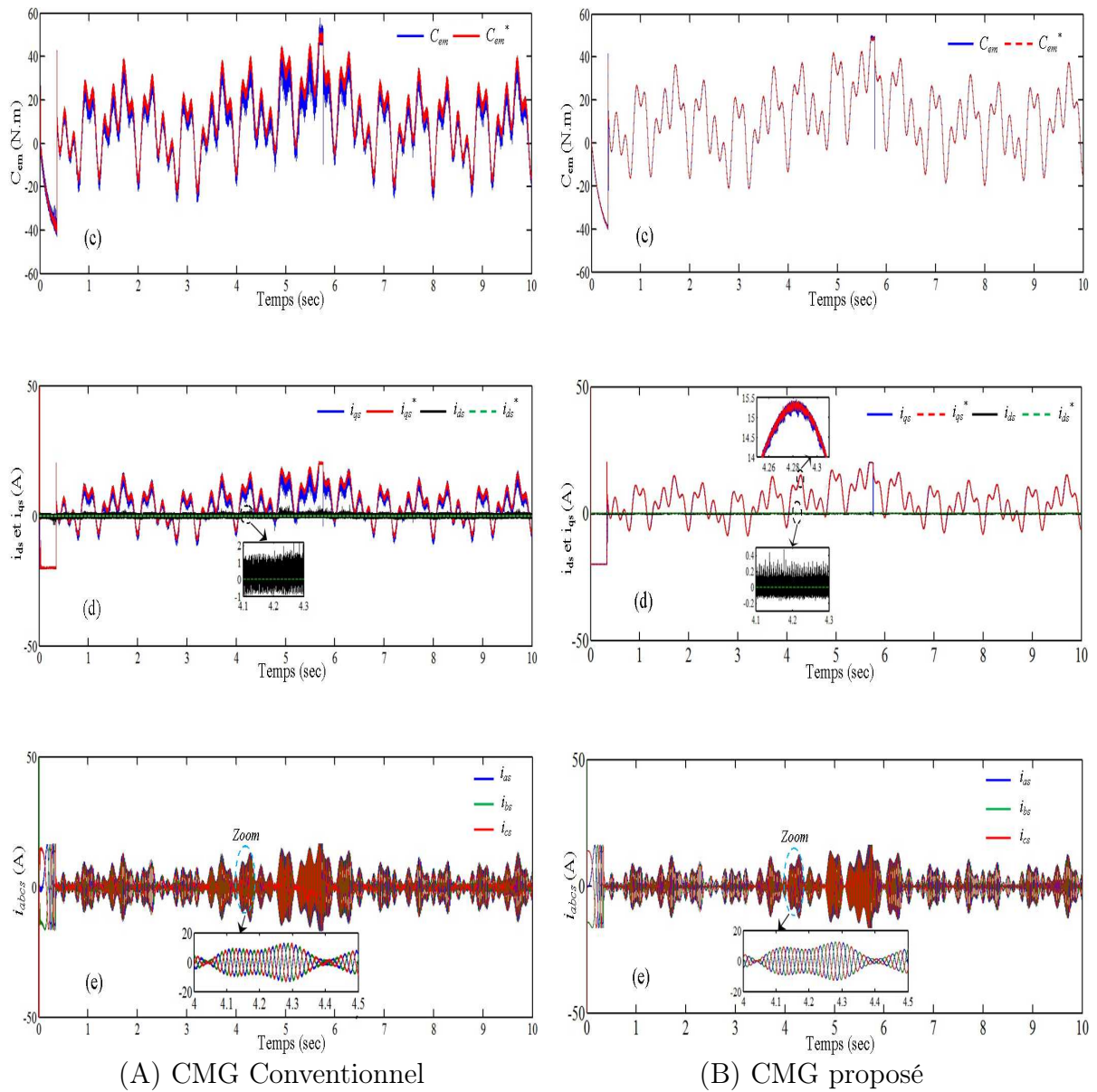
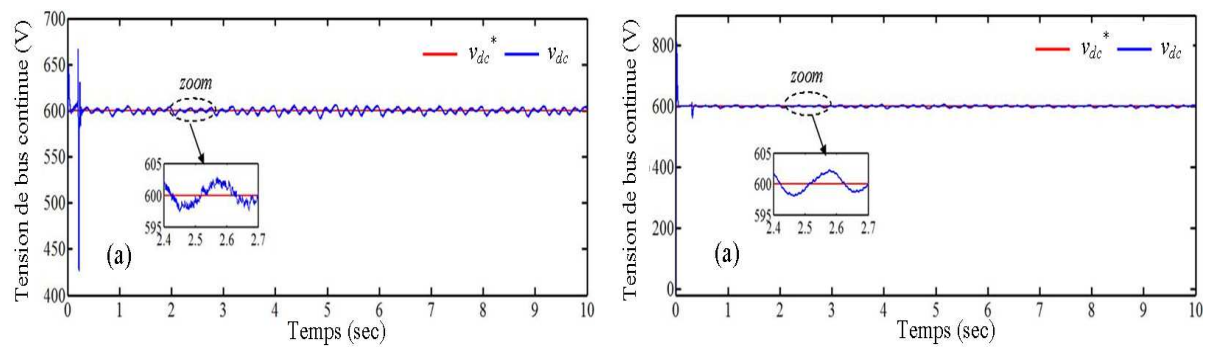


FIGURE 4.36 – Les performances du CCM les deux contrôleurs. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.



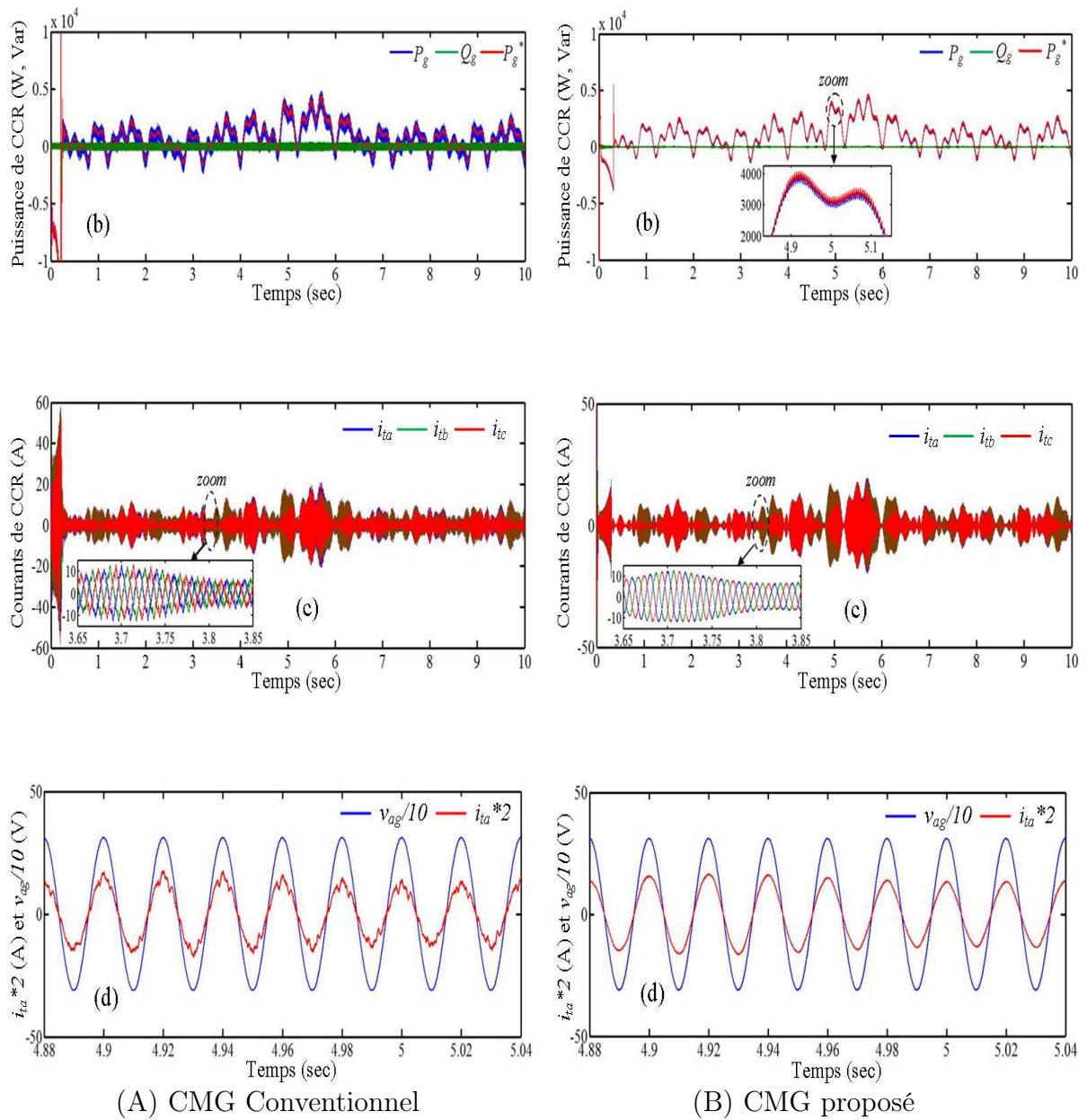


FIGURE 4.37 – Les performances du CCR pour les deux contrôleurs. (a) Tension du bus continu, (b) Puissances active et réactive coté réseau, (c) Courants triphasés coté réseau, (d) Tension et courant coté réseau de la phase a.

4.4 Nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue

Ces dernières années, les méthodes classiques de l'automatique ont été largement appliquées dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Cependant, la plupart des systèmes physiques présentent des non-linéarités et leurs paramètres sont souvent mal connus et variables dans le temps. Pour la commande de telles classes de systèmes, les méthodes conventionnelles de l'automatique ont montré leurs limites en termes de stabilisation et performances. Suite aux développements des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que des techniques basées sur l'intelligence artificielle.

Parmi ces dernières techniques, on peut citer le réseau neuronal, les algorithmes génétiques et la logique floue. La commande par logique floue est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde. Les systèmes d'inférence flous possèdent deux points forts : le premier est qu'ils sont généralement construits à partir de la connaissance humaine et le deuxième réside dans leur capacité descriptive due à l'utilisation des variables linguistiques.

Il est signalé dans la littérature que la commande par logique floue présente un avantage en régime transitoire. Mais, l'apparition des oscillations en régime permanent rend ce type de commande moins performant. La supervision floue des paramètres du régulateur RST est une solution adéquate qui se justifie par les arguments suivants :

- Parmi toutes les techniques intelligentes, la logique floue est la technique de commande la plus simple à implanter en pratique.
- Les critères de performance des deux régulateurs RST classique et à logique floue sont complémentaires (pour les inconvénients et les avantages).

Dans ce chapitre on va présenter un aperçu général sur la théorie de la logique floue. Ensuite, on va montrer la description et l'application de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification. Une méthodologie de contrôleurs combinant l'approche RST et l'approche floue sera présentée aussi, cette approche associant le régulateur RST et le superviseur composé de règles floues. Enfin et dans le but de montrer le degré d'amélioration du comportement dynamique du système éolienne choisi, nous terminons cette étude par des tests de simulation.

4.4.1 Généralités sur la logique floue

La logique floue (**Fuzzy Logic**) est une technique formalisée en 1965 par Zadeh de l'université de Berkeley [144]. Elle permet de traiter des variables logiques non exactes dont la valeur peut varier entre 0 et 1. Elle se base sur la représentation et la manipulation des connaissances imprécises, vagues et incertaines.

La logique floue associe à un concept imprécis (concepts humains e.g. grand, chaud,...), une

fonction d'appartenance à un ensemble. Généralement, c'est une fonction numérique continue qui exprime un point de vue subjectif d'une personne sur la variabilité du concept.

Il a été montré qu'une telle fonction est utile pour représenter l'influence des modificateurs linguistiques, comme "très, plus ou moins", "peu" sur la signification des concepts [144].

4.4.1.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir : Quelque, Beaucoup, Souvent, etc. Ces différents 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 [145]. Un exemple est donné dans la Fig. 4.38.

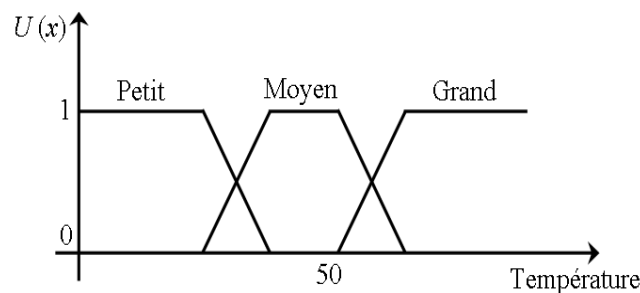


FIGURE 4.38 – Partition floue de la variable linguistique "Température".

4.4.1.2 Sous-ensembles flous

Les sous-ensembles flous sont une classe d'objet où la transition entre l'appartenance et le non appartenance à l'ensemble n'est pas abrupte mais graduelle. Un sous-ensemble flou A , est défini par :

- Un intervalle convexe A de , auquel est associé un label linguistique (e.g. "Petit", "Moyen", "Grand").
- Une fonction réelle $U_A(x)$ à valeurs dans $[0, 1]$, qui donne le degré d'appartenance d'une variable x au sous-ensemble flou $U_A(x)$. Cette fonction modélise les situations où un même élément peut être classé dans plusieurs catégories avec des degrés divers [146].

4.4.1.3 Fonction d'appartenance

Afin de permettre un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions floues sur ordinateur, une définition des variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance s'impose. Dans ce contexte, nous associons à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $U_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $U_A(x) > 0$, est appelé "support de A ". Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes (Fig. 4.39) [147] :

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

$$U(x) = \text{Max}(\text{Min}(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0) \quad (4.69)$$

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

$$U(x) = \text{Max}(\text{Min}(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{d-x}), 0) \quad (4.70)$$

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

$$U(x) = \exp(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}) \quad (4.71)$$

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

$$U(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \quad (4.72)$$

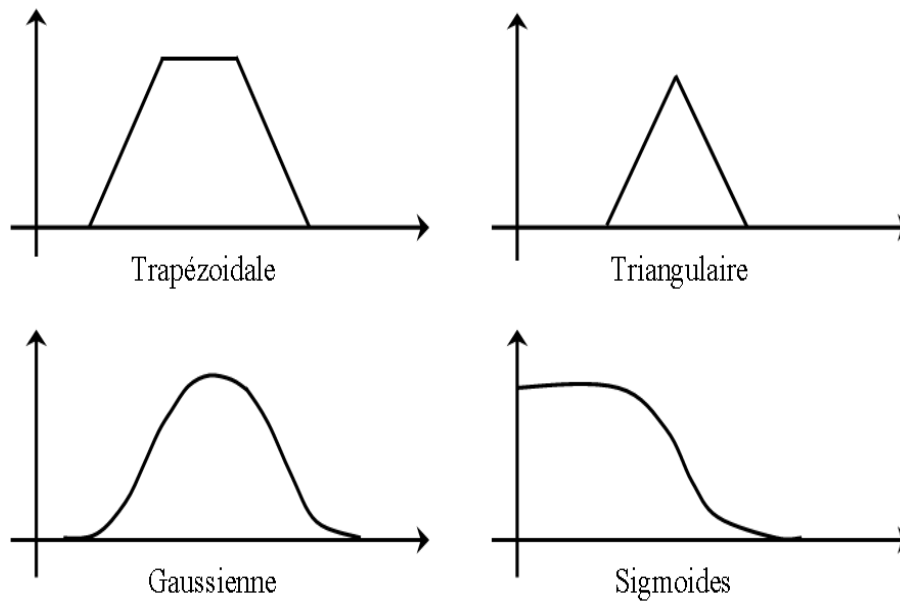


FIGURE 4.39 – Partition floue de la variable linguistique "Température".

4.4.1.4 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 [1]. Une proposition floue est dite élémentaire, si elle n'est constituée que d'un prédicat de la forme " X 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 est A alors y est B .

Où A et B sont des sous-ensembles flous, x et y sont des variables linguistiques.

Nous appelons prémisse, la partie condition de la règle (x est A) et conclusion, la seconde partie (y est B).

D'une manière générale, nous pouvons combiner des propositions floues de type " x est A " par des opérateurs logiques de conjonction et de disjonction. Nous pouvons alors construire des règles floues plus complexes, dont la partie prémisse et la partie conclusion correspondent à une combinaison de propositions, par exemple [148] :

si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 alors y est B .

4.4.2 Système d'inférence floue

La Figure 4.40. illustre la structure générale du cœur d'un système d'inférence floue à deux entrées et une sortie.

Nous pouvons noter que le calcul de la sortie y s'effectue à partir de trois étapes fondamentales [145] :

- Une interface de Fuzzification ;
- Un mécanisme d'inférence (règles) ;
- Une interface de Défuzzification.

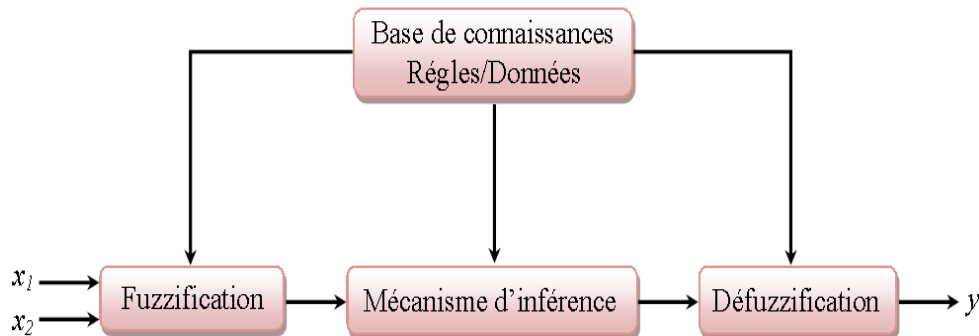


FIGURE 4.40 – Structure interne d'un système d'inférence floue.

4.4.2.1 Fuzzification

La fuzzification est la traduction des valeurs numériques relatives aux entrées du système en termes d'appartenance à des sous-ensembles flous pour pouvoir appliquer les règles. A une variable, nous associons les degrés d'appartenance correspondant à chaque sous ensemble ou (ce qui dépend bien sûr de la description floue adoptée) [146].

4.4.2.2 Inférence floue

L'inférence floue est l'application de la caractérisation symbolique du système aux règles floues et la déduction d'un certain nombre de résultats locaux ; également exprimés sous forme symbolique concernant les variables de sortie du système. Le but de cette étape est d'arriver à déterminer des sorties floues ; en partant d'entrées floues et en utilisant une base de règles [149].

Pour pouvoir utiliser cette base de règles, nous avons besoin de trois opérateurs, mathématiques, pour réaliser la conjonction (ET), l'implication (Si.....Alors) et l'agrégation (Sinon).

4.4.2.3 Défuzzification

Elle a pour but l'obtention d'une valeur numérique pour chaque variable de sortie à partir des valeurs de sortie des différentes règles. Parmi les nombreuses possibilités pour réaliser cette étape, nous pouvons citer [148] :

- **La méthode du centre de gravité :**

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du

régulateur.

$$y_0 = \frac{\sum_{i=0}^n U_i(y_i)y_i(i)}{\sum_{i=0}^n U_i(y_i)} \quad (4.73)$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux en temps de calcul [149].

- **La méthode de la moyenne des maxima :**

Les points où la fonction d'appartenance résultante atteint son maximum sont concernés.

$$y_0 = \sum_{i=1}^l \frac{y_i}{l} \quad (4.74)$$

4.4.3 Contrôleurs flous

La commande floue est une application de la logique floue au contrôle des systèmes dynamiques pour lesquels nous ne possédons pas de modèle satisfaisant. Son principe est simple, il s'agit dans la plupart des cas d'imiter le comportement d'un opérateur humain dans la régulation d'un processus complexe à l'aide de règles floues. Cette méthode de conduite de processus est mise en œuvre grâce à un dispositif appelé usuellement "contrôleur flou".

Un contrôleur flou est un système d'inférence flou employé dans la technique d'automatisation. Son but est de trouver une valeur numérique à appliquer au système à partir d'un jeu de variables physiques. Les principaux types de contrôleurs qui ont été développés portent le nom des chercheurs qui les ont proposés, il s'agit du contrôleur de **Mamdani** et du contrôleur de **Su-
geno**. Pour exposer le principe de fonctionnement de chacun d'eux, nous considérons l'exemple d'une base de règles de la forme [149] :

Règle i : si x_1 est A_i et x_2 est B_i Alors y est C_i . Où A_i , B_i et C_i sont des sous-ensembles flous.

4.4.3.1 Méthode de Mamdani

La méthode de Mamdani est historiquement la première à avoir été proposée, elle repose sur le raisonnement suivant [150] :

- Calcul de la valeur de vérité de chaque règle :

$$\alpha_i(x) = \text{Min}(U_{A_i}(x_1), U_{B_i}(x_2)) \quad (4.75)$$

- Calcul de la contribution de chaque règle :

$$\alpha_i(x) = \text{Min}(\alpha_i(x), U_{C_i}(y)) \quad (4.76)$$

- L'agrégation des règles :

$$\alpha(y) = \text{Max}(\alpha_i(y)) \quad (4.77)$$

- La défuzzification pour obtenir une conclusion "nette".

4.4.3.2 Méthode de Takagi-Sugeno

Cette méthode a été proposée par Takagi-Sugeno [151], elle se caractérise par une sortie non floue des règles. A chaque règle, nous associons une sortie définie sous forme numérique comme étant une combinaison linéaire des entrées. Les règles utilisées d'ordre zéro sont du type

Règle i : si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 et... x_n est A_n et Alors $y_i = C_1x_1 + C_2x_2 \dots + C_nx_n$.

Où les valeurs C_j sont des valeurs réelles (non floues).

Cette méthode se base sur le raisonnement suivant :

- Calcul de la valeur de vérité de chaque règle :

$$\alpha_i = \prod_{j=1}^n A_j \quad (4.78)$$

- Calcul de la sortie du système d'inférence flou :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i y_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i} \quad (4.79)$$

α_i représente ici le degré de vérité de chaque règle. Les systèmes d'inférence flou de type **Sugeno** permettent une meilleure représentation des fonctions numériques et des mécanismes d'inférence plus rapides [151].

Il a été montré expérimentalement que, pour un objectif de commande de processus, la méthode de **Sugeno** donnait des résultats très voisins de celle de **Mamdani** tout en permettant une réduction sensible du temps de calcul [146].

4.4.4 Commande par logique floue

Dans le système présenté dans cette étude, quatre régulateurs à base de la logique floue sont utilisés : deux pour produire les tensions de référence souhaitées à la commande des courants statoriques (i_{ds} et i_{qs}) et les autres à la commande des courants transitant le filtre (i_{td} et i_{tq}). Comme il est représenté sur la figure 4.41, dans le régulateur flou (RF), la valeur de référence $r(t)$ est comparée à la valeur réelle (mesurée) $y(t)$ pour obtenir l'erreur $e(t)$. De plus, cette erreur est dérivée pour obtenir la variation de l'erreur $ce(t)$.

Les deux entrées du régulateur flou sont l'erreur du courant et sa variation. La sortie du régulateur correspond à la commande. Ces trois grandeurs sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E &= e \times GE \\ CE &= ce \times GC \\ du &= DU \times GU \end{cases} \quad (4.80)$$

Où, GE , GC , GU sont des facteurs d'échelle ou des gains de normalisation associés à E , CE , DU respectivement. Ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs (e, ce, du) indiquées sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du RF.

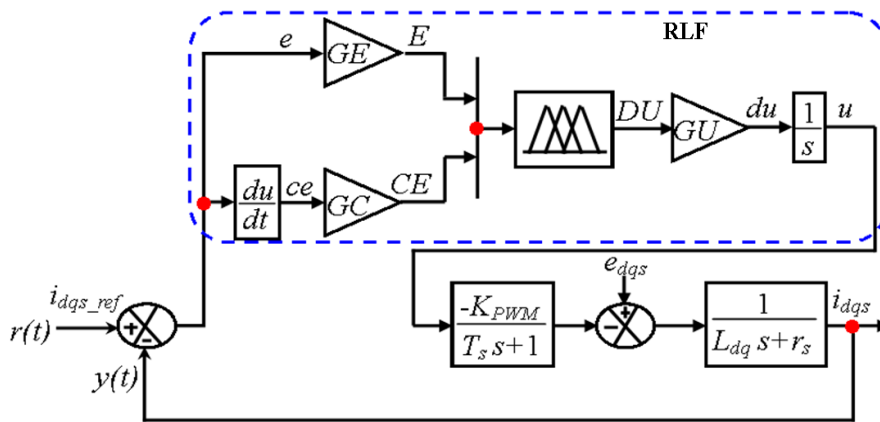


FIGURE 4.41 – Schéma synoptique d'un régulateur flou des courants d'axes dq .

D'après [152], la normalisation des grandeurs d'entrées et de sortie est une étape clé du bon fonctionnement. Les gains d'entrées permettent de doser l'action des entrées sur le RF, tandis que le gain de sortie influence la commande qui est directement envoyée au procédé. Il existe un fort lien entre les gains d'entrées et le gain de sortie puisque le réglage des gains d'entrées influe sur la sortie du RF. À la limite, un mauvais choix de réglage aurait pour conséquence de biaiser les résultats.

L'erreur et sa variation est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} E &= GE [r(t) - y(t)] \\ CE &= GC [e(t) - e(t-1)] \end{cases} \quad (4.81)$$

4.4.4.1 Ensembles flous (fonction d'appartenance)

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable la forme triangulaire comme le montre la Fig. 4.42.

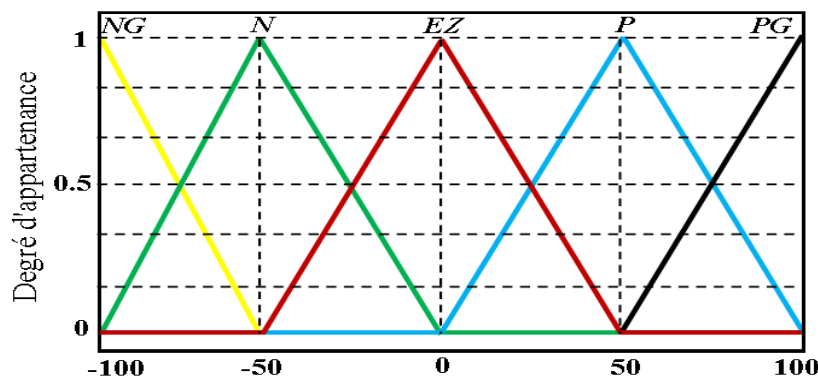


FIGURE 4.42 – Fonctions d'appartenance pour l'erreur, la variation d'erreur et la commande.

Chacune des deux entrées linguistique et la sortie du RF possède cinq ensembles flous qui sont définis sur l'intervalle $[-100, 100]$. Il est généralement plus facile de commencer avec un nombre restreint de valeurs linguistiques possibles, pour simplifier le design initial. Si la précision demandée est plus grande, on peut ajouter des valeurs linguistiques. Puisque un trop grand nombre d'ensembles dévoreurs d'espace mémoire et nécessite un temps de calcul plus long lorsque le contrôleur est en fonction. Il est noté aussi qu'il existe plusieurs façons de définir les valeurs numériques de chaque fonction d'appartenance ; elles peuvent être symétriques et distribuées de manière non équidistante.

Les variables linguistiques sont notées comme suit : **NG** pour négatif grand, **N** pour négatif, **EZ** pour environ zéro, **P** pour positif, et **PG** pour positif grand.

4.4.4.2 Inférence floue

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrée. Elles relient le signal de sortie aux signaux d'entrées par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience ou le savoir-faire acquis par un opérateur humain. Ces relations fournissent ensuite *la base des règles* à partir de laquelle les décisions peuvent être prises.

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 figure. 4.43 illustre un plan de phase d'une réponse indicielle d'un système en boucle fermée. Notre objectif 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.

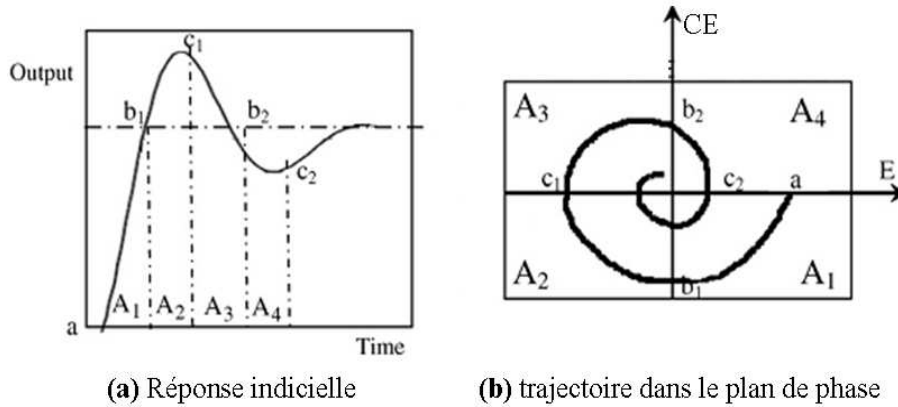


FIGURE 4.43 – Méthodes de définition des règles floues.

Les deux schémas (a et b) de la figure présentent la décomposition du plan de phase en quatre régions ou zones (A_1 à A_4) et en deux ensembles de points : deux à l'intersection (b_1, b_2) et deux au pic de dépassement (c_1, c_2). Les règles d'inférence sont définies suivant ces régions en assurant les critères suivants :

- Pour la région A_1 (loin de la référence) : diminution du temps de montée,
- Pour la région A_2 (autour de la référence, en phase de convergence) : minimisation du dépassement,
- Pour la région A_3 (autour de la référence, en phase de divergence) : minimisation du dépassement,
- Pour la région A_4 (stabilisation de la réponse) : minimisation de l'erreur statique en régime permanent et élimination de l'oscillation.

On sait que, par exemple, si l'erreur est grande, il faut demander une forte correction à la sortie, peu importe la variation de l'erreur (A_1). Si l'erreur est négative et la variation de l'erreur est positive (A_3), la commande floue consistera donc à imposer une correction faible puisque la mesure se rapproche de la consigne. De même, si l'erreur et sa variation sont nulles, la sortie doit être maintenue à sa valeur actuelle (A_4).

Les règles d'inférences conduisent à adopter une table de décision anti-diagonale, résumant les règles choisies; cette table qui figure dans le tableau 4.5. Ce tableaux montre la matrice d'inférence de RF pour une partition de 5 sous-ensembles flous pour chaque variable d'entrée E et CE .

La méthode d'inférence choisie est celle de **Mamdani**, c'est la méthodologie la plus couramment utilisée [153]. 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* [154]. Alors la sortie floue résultante du régulateur est la contribution des 25 règles floues de la matrice d'inférence.

TABLE 4.5 – Matrice d'inférence du régulateur flou.

		<i>CE</i>				
<i>E</i>		NG	N	EZ	P	PG
NG		NG	NG	NG	N	EZ
N		NG	N	N	EZ	P
EZ		N	N	EZ	P	P
P		N	EZ	P	P	PG
PG		EZ	P	PG	PG	PG

4.4.4.3 Defuzzification

Lorsque les sorties floues sont calculées, il faut les convertir en une valeur déterministe à partir de la surface totale de toutes les fonctions d'appartenance. Cette dernière étape pour ce mode de contrôle (*defuzzification*) se fait à l'aide de la méthode de calcul du centre de gravité. Le calcul de la solution précise dc_n , d'une solution floue à l'aide de la méthode du centre de gravité est défini par [155]. Cette méthode est caractérisée par sa simplicité de calcul et sa sortie est unique.

$$dc_n = x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \quad (4.82)$$

Où :

- S_i est la surface de l'ensemble flou de l'incrément de la commande dc_n correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle.
- x_{Gr} est l'abscisse de son centre de gravité.

4.4.5 Commande adaptative par logique floue

Jusqu'à maintenant les régulateurs conventionnels sont les plus utilisés dans les applications industrielles. Environ 90% des contrôleurs industriels sont des contrôleurs PID [156]. Le reste est constitué de systèmes de contrôle, dédiés, basés sur différentes techniques de contrôle moderne. Bien que relativement facile à régler, le PID ne permet pas toujours d'obtenir les performances requises, en particulier sur les systèmes : **(i)** à retard pur/temps mort important, **(ii)** d'ordre supérieur à 2 (donc possédant plus d'un mode vibratoire)...etc. Le correcteur numérique RST est bien adapté à ces types de systèmes. La structure du régulateur RST qui agit différemment sur la consigne et sur la sortie est la principale raison de ce succès qu'il peut remplacer le régulateur PID dans l'industrie. Cependant, il possède un certain inconvénient qui ils sont mentionnées auparavant.

Il est connu que le régulateur flou apporte des solutions étonnantes aux problèmes de régulation dans le régime transitoire face aux variations des paramètres du système et dans le cas

de présence d'une dynamique non linéaire dans le système. Mais il subsiste le risque d'avoir des oscillations à faible amplitude en régime permanent ce qui n'est pas le cas pour le régulateur RST. Pour remédier aux inconvénients des correcteurs RST et RLF, nous les combinons ensemble.

4.4.5.1 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur RST par la logique floue

Les régulateurs hybrides RST-flous peuvent être considérés comme des RST non-linéaires et leurs paramètres changent au cours de fonctionnement. Dans notre cas, on se base sur l'erreur et sa dérivée pour ajuster ces paramètres (gains). Cette approche associant le régulateur RST et le superviseur composé de règles floues, offre la possibilité d'utiliser la précision mathématique de l'algorithme du RST avec l'adaptabilité, la souplesse et la simplicité du formalisme linguistique flou.

Ce type de commande, dite adaptative, permet donc d'exploiter les avantages présentés par des contrôleurs RST est 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.

On propose un superviseur dont les entrées sont (l'erreur et sa variation), les sorties sont trois matrices floues qui permettent de générer les signaux qui seront appliquer à chaque gain du RST (S_1 , R_1 , T_0). La figure. 4.44 montre le diagramme de cette configuration [157].

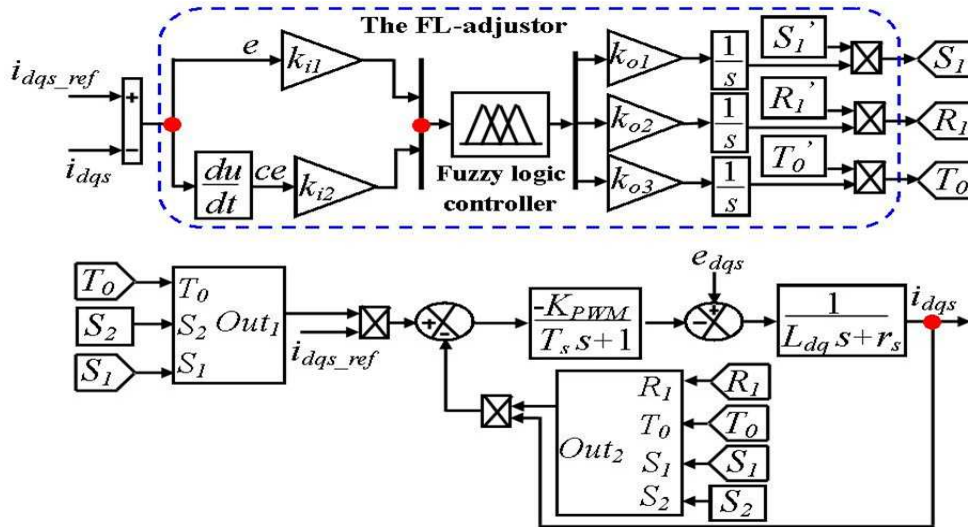


FIGURE 4.44 – Principe d'adaptation du RST par la logique floue.

Le système flou est utilisé pour modifier les paramètres selon le comportement du procédé. Dans notre cas, les gains de commande seront adaptés en temps réel. Ils sont calculés par :

$$\begin{cases} S_1 &= S_1' + \Delta S_1 \\ R_1 &= R_1' + \Delta R_1 \\ T_0 &= T_0' + \Delta T_0 \end{cases} \quad (4.83)$$

Les entrées du contrôleur flou sont : l'erreur et la dérivée de l'erreur. Les sorties sont : les valeurs normalisées des grandeurs ΔS_1 , ΔR_1 , ΔT_0 . On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains de normalisation ($k_{i1}, k_{i2}, k_{o1}, k_{o2}, k_{o3}$). S'_1 , R'_1 et T'_0 sont les paramètres de régulation à l'état initial. Ils sont déterminés par la méthode du placement de pôles. Les figures 4.45 et 4.46 donnent les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sorties respectivement, dont les termes linguistiques sont : "GN (Grand Négatif)", "MN (Moyen Négatif)", "PN (Petit Négatif)", "ZE (Zéro)", "PP (Petit Positif)", "MP (Moyen Positif)", "PG (Positif Grand)", "Z (Zéro)", "P (Petit)", "M (Moyen)", "G (Grand)". Les univers de discours utilisés sont $[-6, 6]$ pour l'erreur et sa variation normalisés, $[0, 6]$ pour les sorties floues. Toutes les règles d'inférence floue sont résumées dans le tableau 4.6.

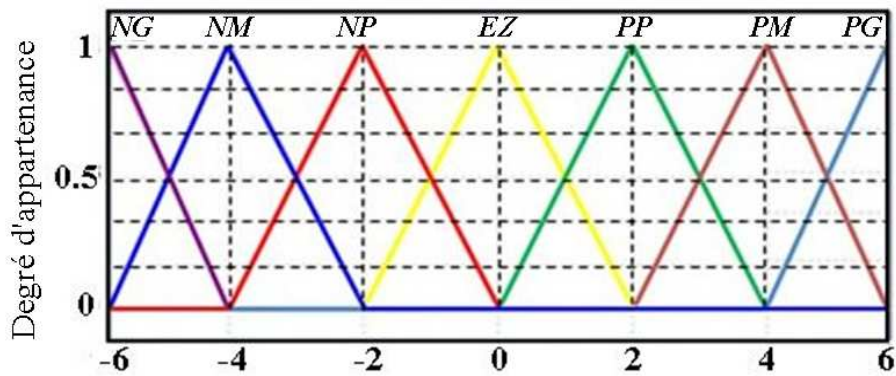


FIGURE 4.45 – Fonction d'appartenance de e , ce .

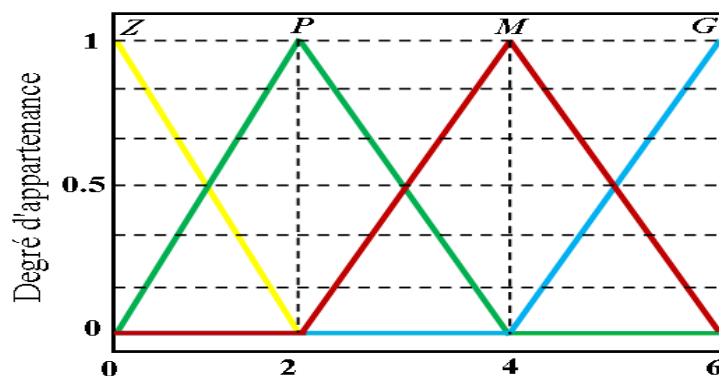


FIGURE 4.46 – Fonction d'appartenance de ΔS_1 , ΔR_1 , ΔT_0 .

TABLE 4.6 – Matrice d’inférence du régulateur RST-flou adaptatif

ΔS_1	ΔR_1	ce	GN	MN	PN	ZE	PP	MP	PG
e		ΔT_0							
	GN		G/Z/P	P/P/M	M/M/Z	M/G/M	M/M/Z	P/P/M	G/Z/P
	MN		G/Z/P	M/P/M	G/G/P	M/G/M	G/G/P	M/P/M	G/Z/P
	PN		G/Z/P	M/Z/M	G/M/P	G/G/M	G/M/P	M/Z/M	G/Z/P
	ZE		G/Z/P	M/Z/M	P/M/P	Z/G/M	P/M/P	M/Z/M	G/Z/P
	PP		G/Z/P	M/Z/M	G/M/P	G/G/M	G/M/P	M/Z/M	G/Z/P
	MP		G/Z/P	M/P/M	G/G/P	G/G/M	G/G/S	M/P/M	G/Z/P
	PG		G/Z/P	P/P/M	M/M/Z	M/G/M	M/M/P	P/P/M	G/Z/P

4.4.6 Résultats de simulation et discussion

De la même manière, que pour la deuxième partie de ce chapitre, on a simulé numériquement le système étudié sous divers régimes de fonctionnement en utilisant le régulateur RST-flou adaptatif au lieu du régulateur par mode glissant afin de pouvoir montrer son efficacité. Les résultats de la simulation sont obtenus pour les mêmes paramètres mentionnés en Annexe B. Ces résultats sont présentés dans l’ordre suivant :

4.4.6.1 Profil du vent en échelons

Dans ce cas, nous avons proposé des échelons de vitesse du vent qui sont présentés sur la Fig. 4.47(a), la vitesse du vent est débuté à 6.5m/s, elle a été changée soudainement à 8m/s à l’instant 3s. A l’instant 6.5s, la vitesse du vent est égale à 9.5m/s. La figure 4.47 illustre les réponses du système avec les trois contrôleurs (RST, flou et RST-flou adaptatif). D’une manière générale, on peut remarquer sur les zooms de la figure 4.47 que les performances de poursuite des variables (C_p , Ω_{mec} , T_{em} , i_{qs}) sont satisfaisantes et le temps du rejet de perturbation est acceptable pour les trois types de commande. Cependant, on remarque des réponses moins d’oscillations notamment au démarrage et lors des changements de consigne dans le cas où les régulateurs RST-flou adaptatifs ont été utilisés (les pics des perturbations et le temps de réponse sont moins importants avec ce type de régulateurs). On peut constater également que, malgré, l’apparition plus des oscillations, la réponse de système suit bien sa référence en régime permanent si la commande floue a été utilisée.

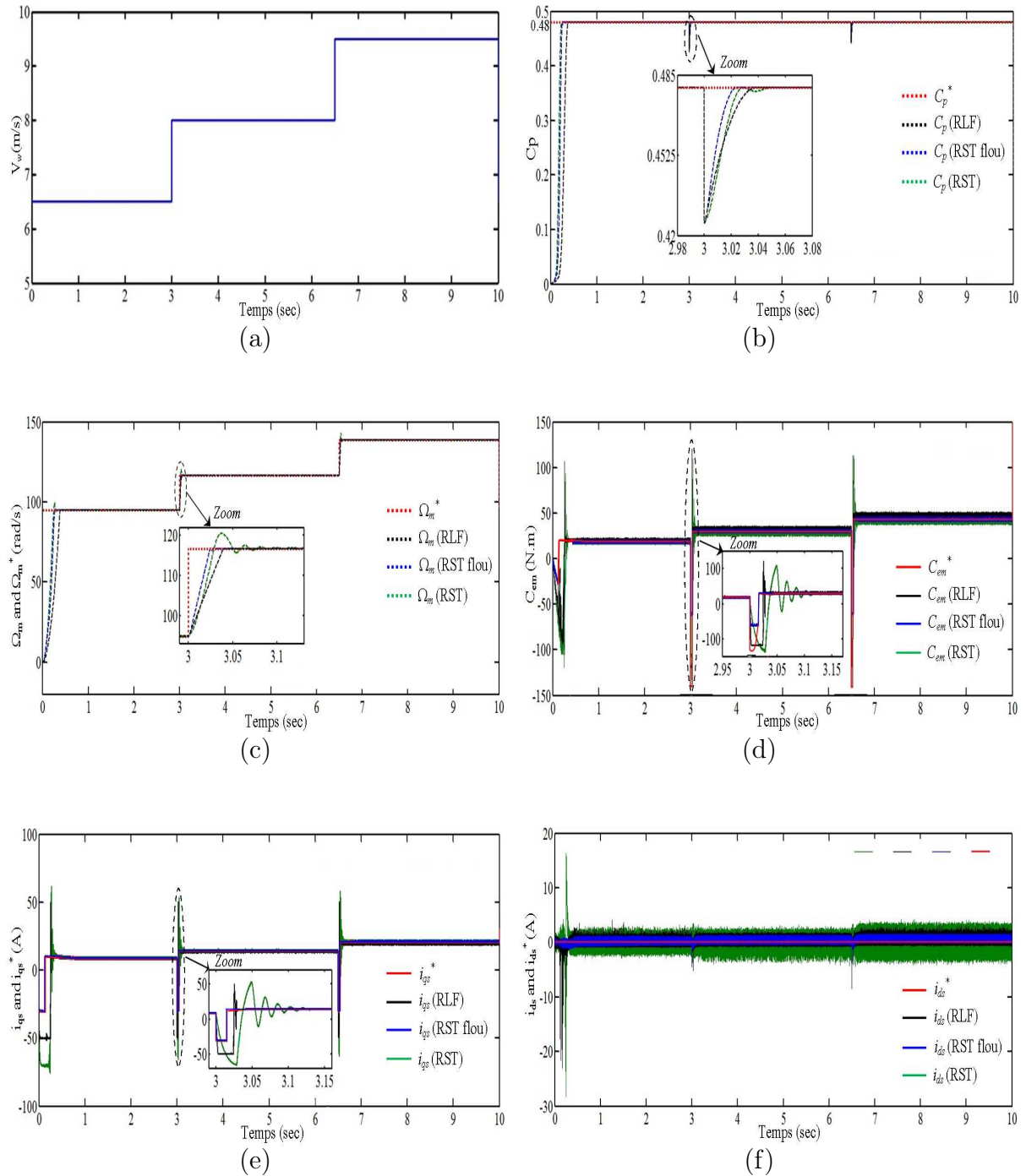


FIGURE 4.47 – Les performances du CCM selon un profil du vent en échelons. (a) vitesse de vent, (b) le coefficient de puissance, (c) la vitesse du générateur, (d) le couple électromagnétique de GSRB, (e) le courant quadratique de stator, (f) le courant direct de stator.

4.4.6.2 Application d'un profil de vent aléatoire

De même, en utilisant le modèle global de la chaîne éolienne, on applique un profil de vent aléatoire afin de voir le degré de poursuite et d'efficacité du régulateur RST-flou adaptatif. La

figure 4.48 présente le profil de vent appliqué dans ce cas.

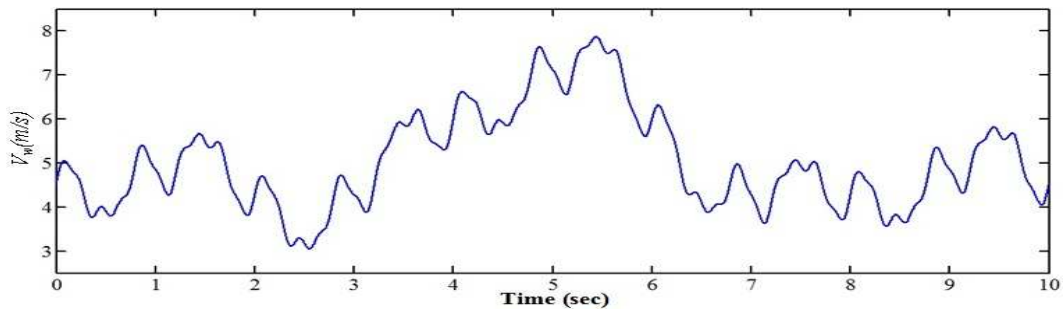
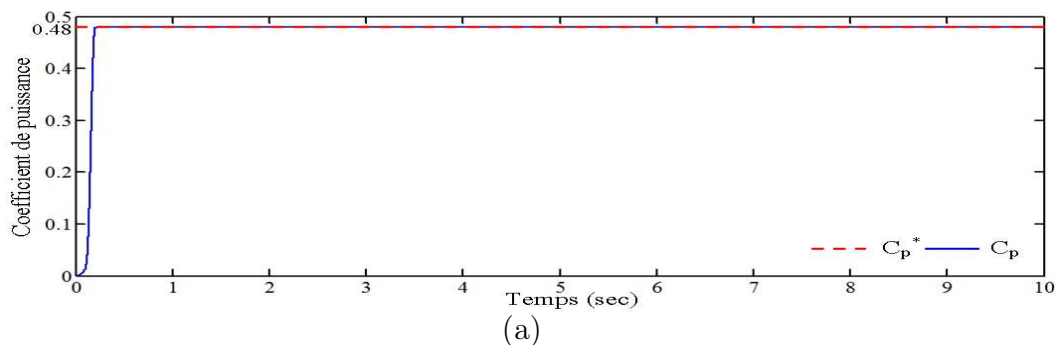


FIGURE 4.48 – Vitesse de vent.

Les figures 4.49, 4.50 et 4.51 montrent successivement les résultats de simulation pour les trois contrôleurs "RST", "flou" et "RST-flou adaptatif", où (a) Le coefficient de puissance ; (b) La vitesse du générateur, (c) Le couple électromagnétique de GSRB, (d) Le courant quadratique de stator, et (e) Le courant direct de stator.

D'une façon globale, nous constatons que la plupart des variables ont suivis l'évolution du vent. Sauf le courant direct du stator qui suit sa référence imposée nulle. Les résultats de simulations montrent donc la supériorité du régulateur flou et RST-flou adaptatif où le système répond et se stabilise rapidement. Ainsi, ces résultats mettent bien en évidence l'apport du régulateur RST à paramètres adaptables en régime statique (réponse plus douce et une erreur statique proche de zéro). Malgré l'amélioration apportée par le contrôleur flou en régime transitoire, ce type présente beaucoup d'oscillations en régime permanent, mais de faible amplitude, ce qu'on peut les remarquer clairement sur les variables (T_{em} , i_{qs}) dans la figure 4.50 pour l'intervalle de temps [5s, 6s].



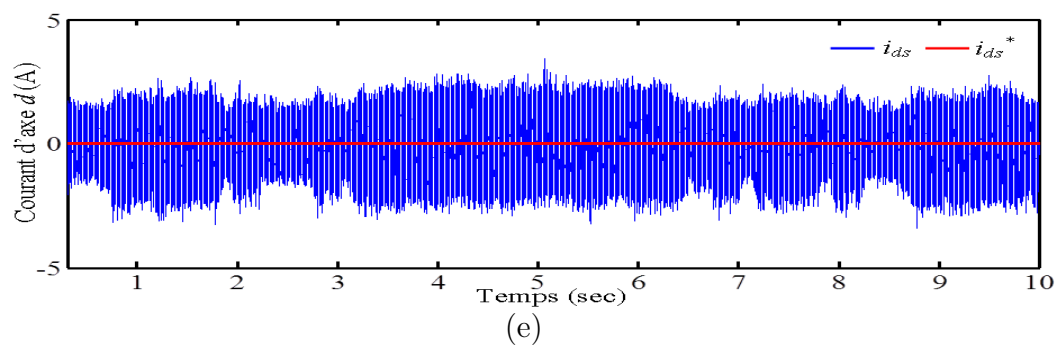
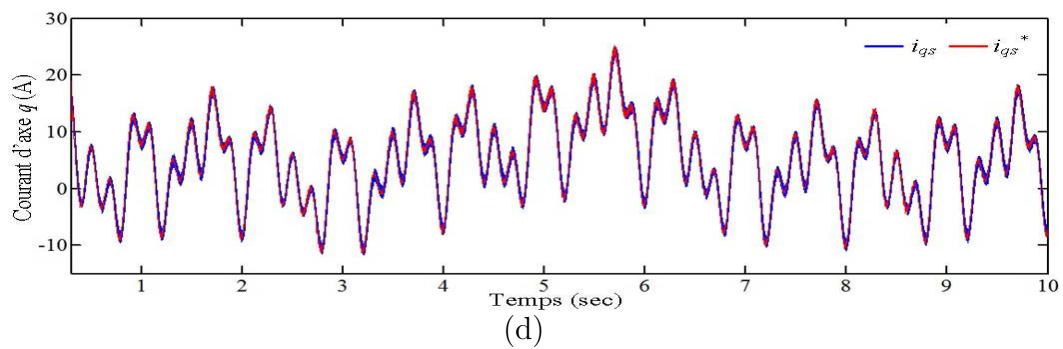
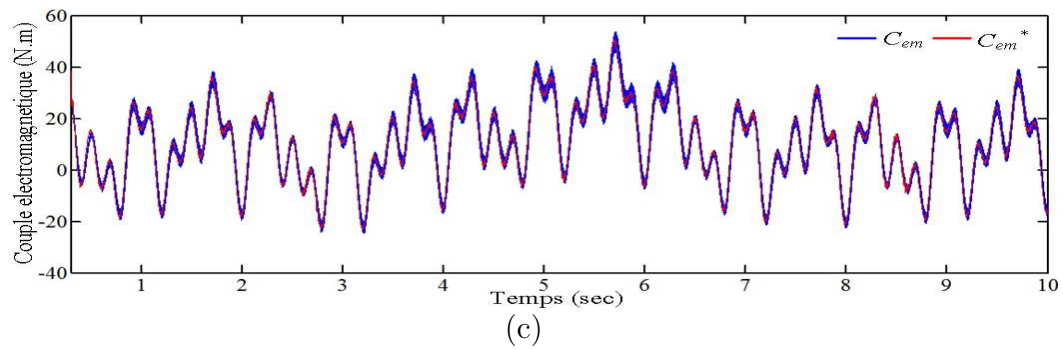
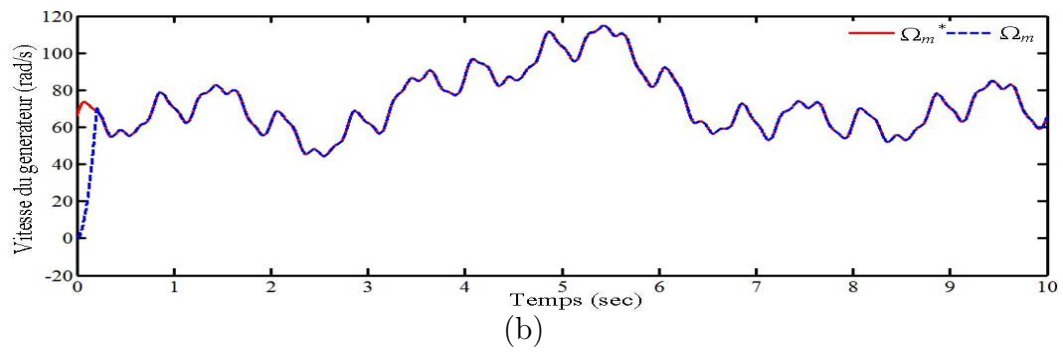
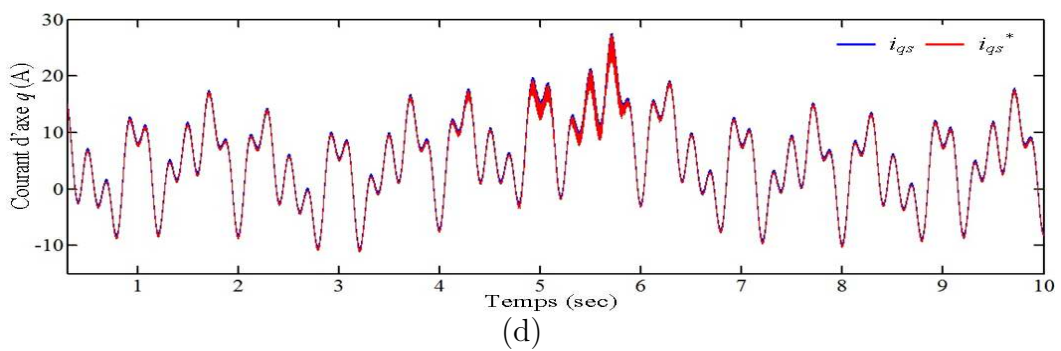
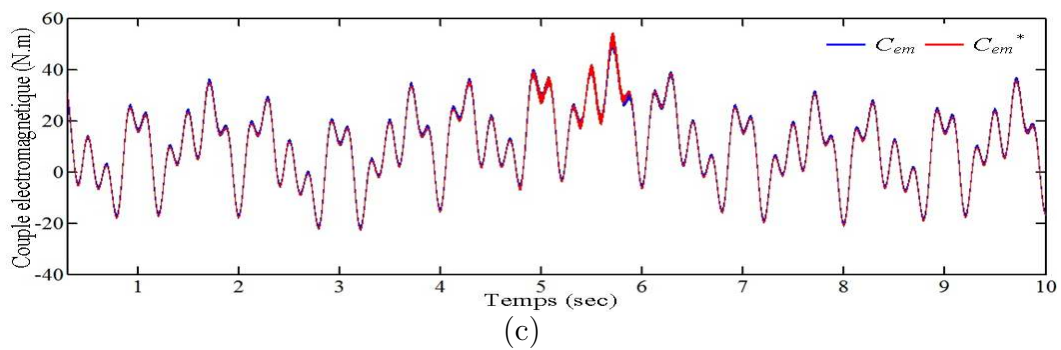
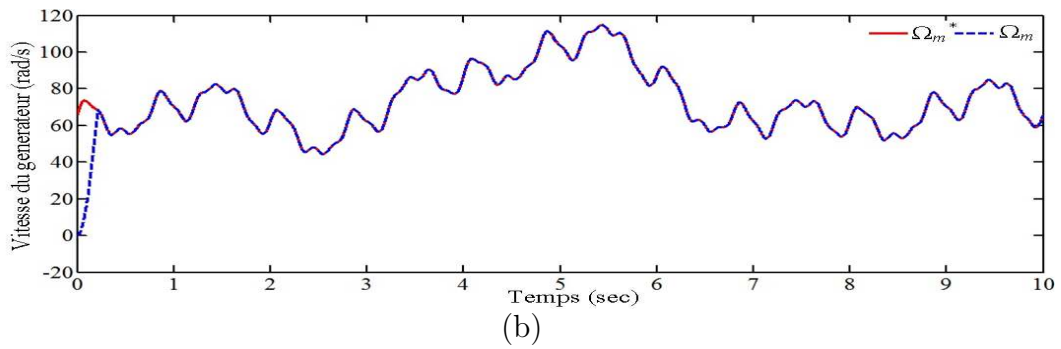
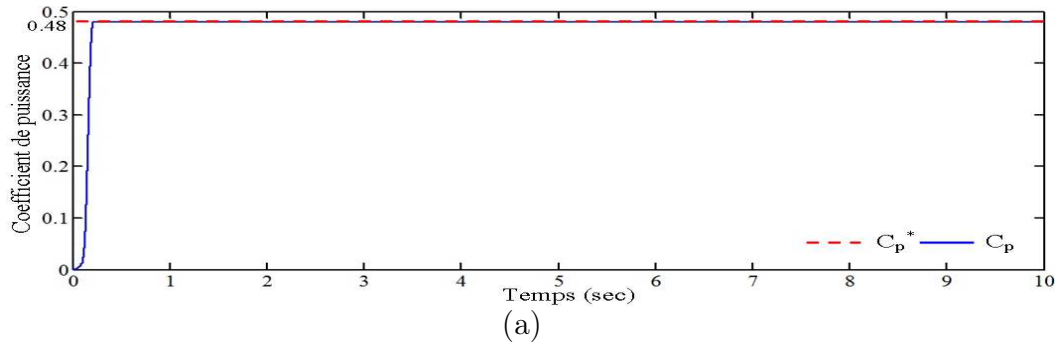


FIGURE 4.49 – Les performances du système par le contrôleur RST selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.



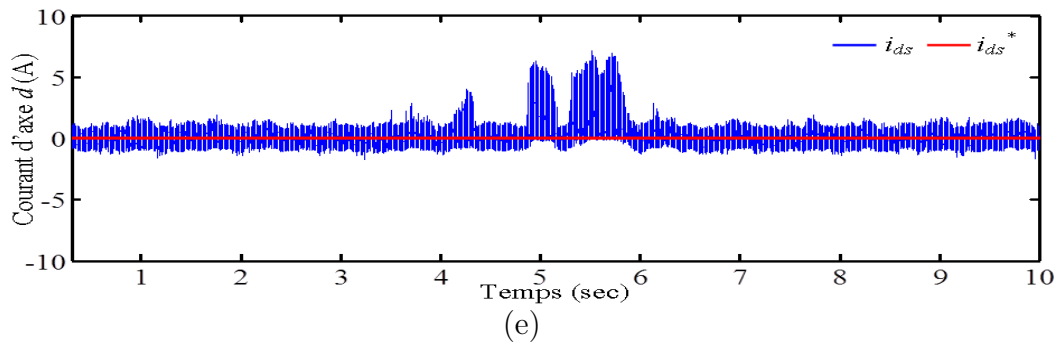
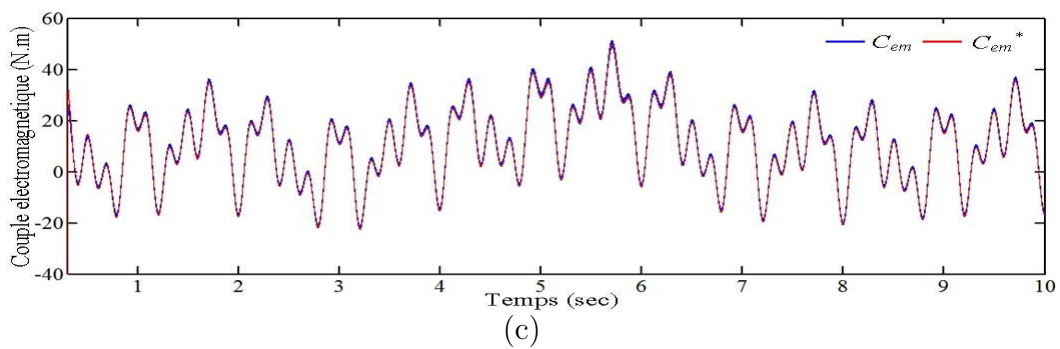
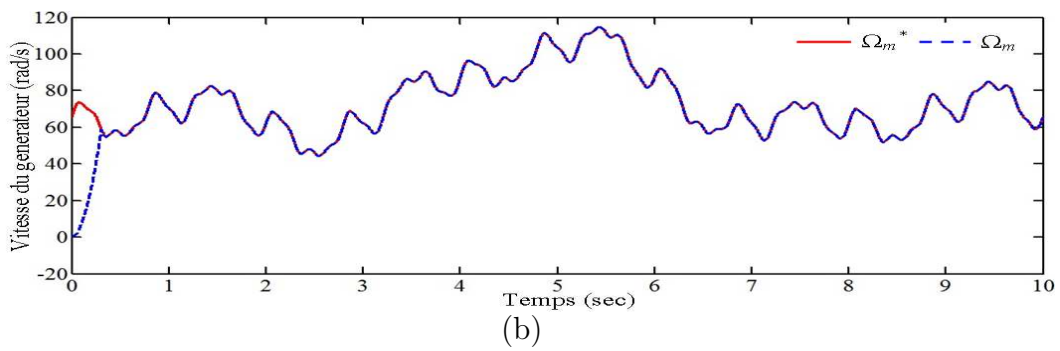
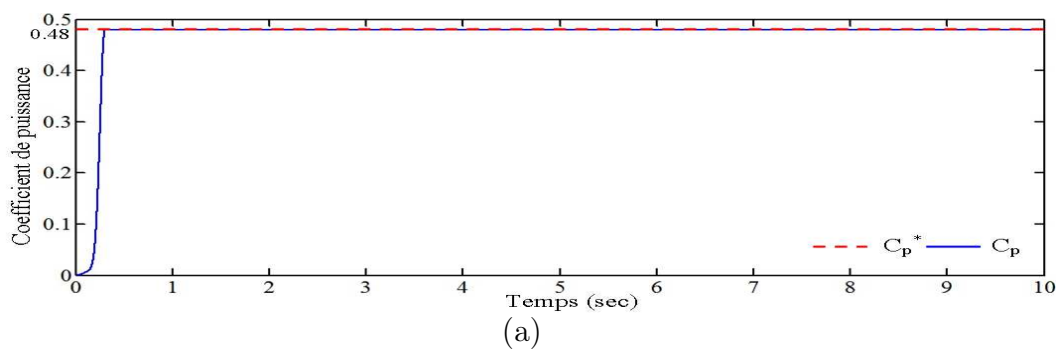


FIGURE 4.50 – Les performances du système par le contrôleur flou selon une vitesse de vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.



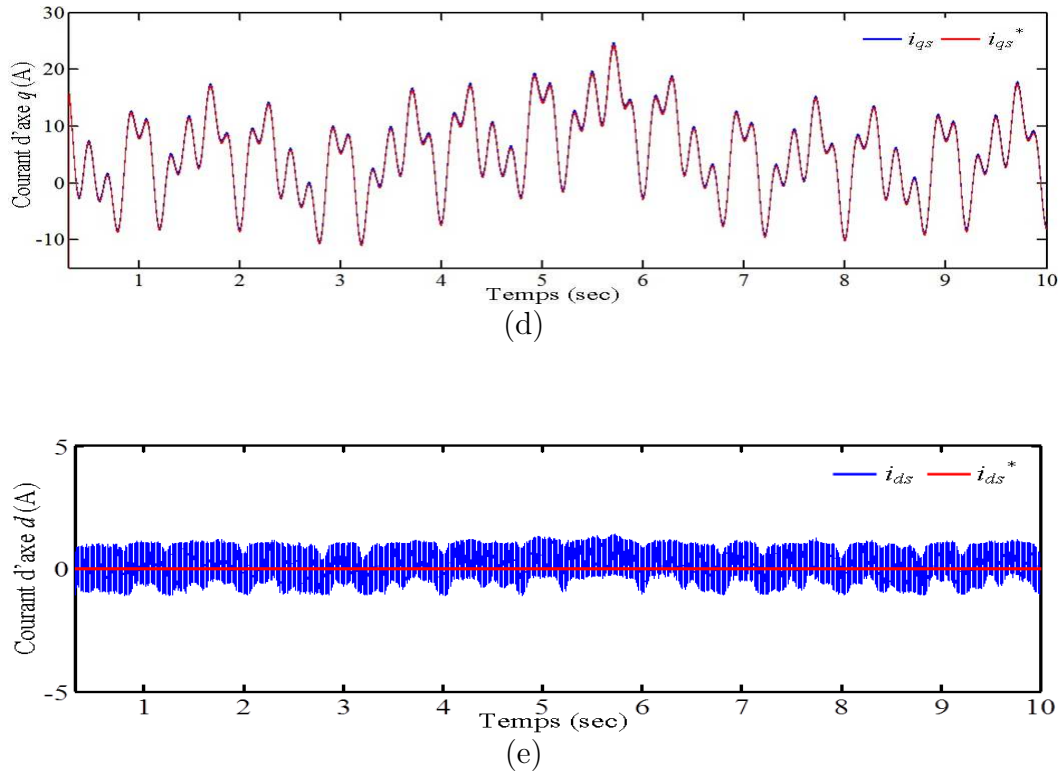


FIGURE 4.51 – Les performances du système par le contrôleur RST-flou adaptatif selon une vitesse du vent aléatoire. (a) le coefficient de puissance, (b) la vitesse du générateur, (c) le couple électromagnétique de GSRB, (d) le courant quadratique de stator, et (e) le courant direct de stator.

En ce qui concerne la commande du CCR, on utilise les performances du régulateur RST flou. La régulation de la tension du bus continu est présentée par la Figure 4.52(a). Elle est bien asservie à sa consigne 600V après un régime transitoire court et avec des fluctuations en régime permanent qui est inférieure à 2%. Les puissances active et réactive injectées au réseau sont décrites par la Figure. 4.52(b), la puissance réactive suit parfaitement sa référence $Q_{g-ref} = 0Var$. Tandis que la puissance active est superposée à sa référence, elle est parfois positive (fonctionnement générateur de la machine, phase d'injection au réseau) et d'autre part négative (fonctionnement moteur de la machine en absorbant de l'énergie du réseau pendant une courte durée transitoire).

Les formes d'onde des courants et ses zooms avec la tension de la phase A sont présentés de façon correspondante sur les figure 4.52(c) et 4.52(d). Comme on le voit sur ces figures, le courant de réseau est presque sinusoïdal et à facteur de puissance est unitaire.

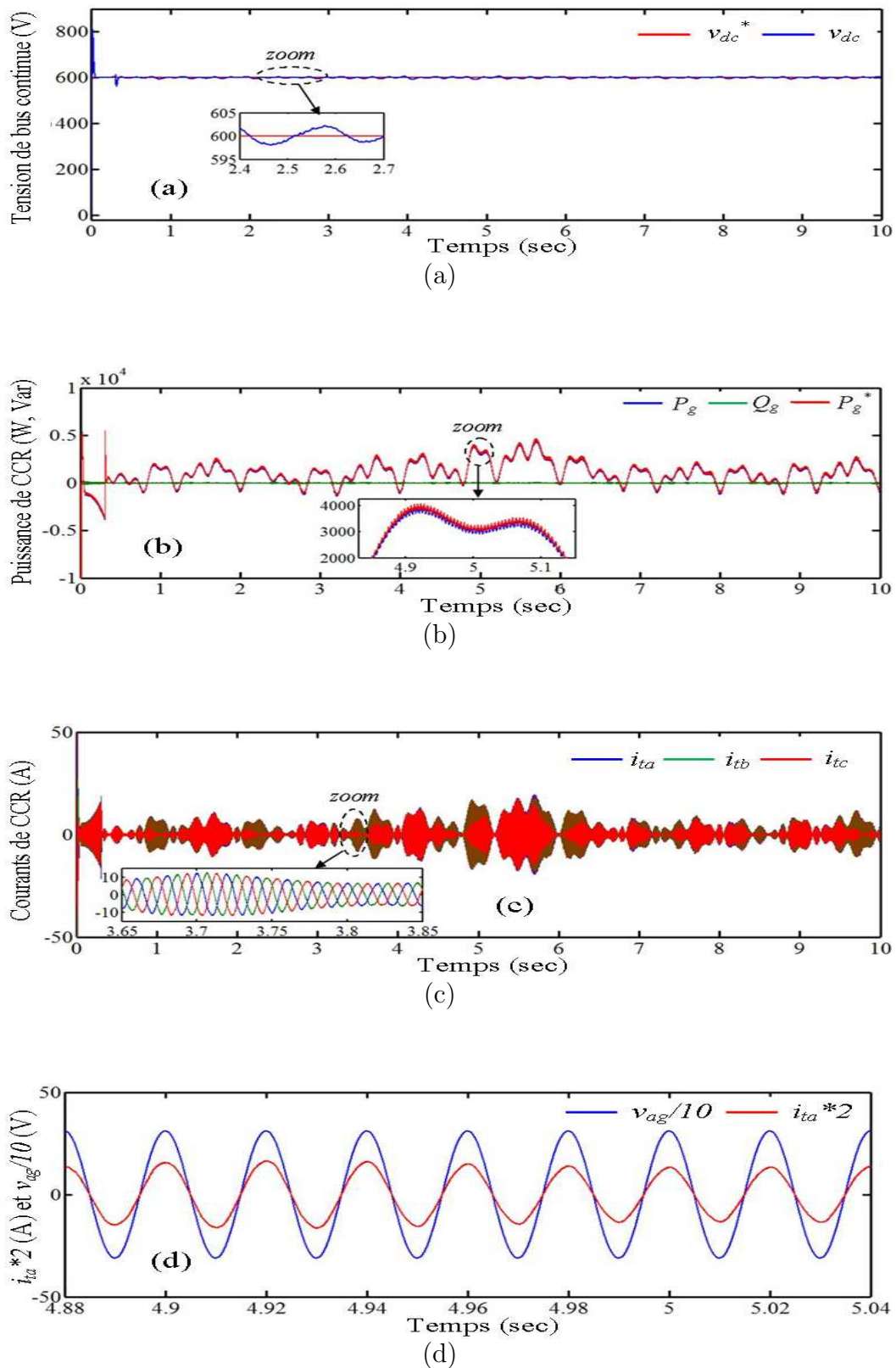


FIGURE 4.52 – Les performances du CCR par le contrôleur RST-flou adaptatif. (a) Tension du bus continu (V), (b) Puissances active et réactive côté réseau (W, Var), (c) courants injectés au réseau (A), (d) Tension et courant côté réseau sur 0.16s (A, V).

4.4.7 Etude du robustesse des différents types de commandes étudiées

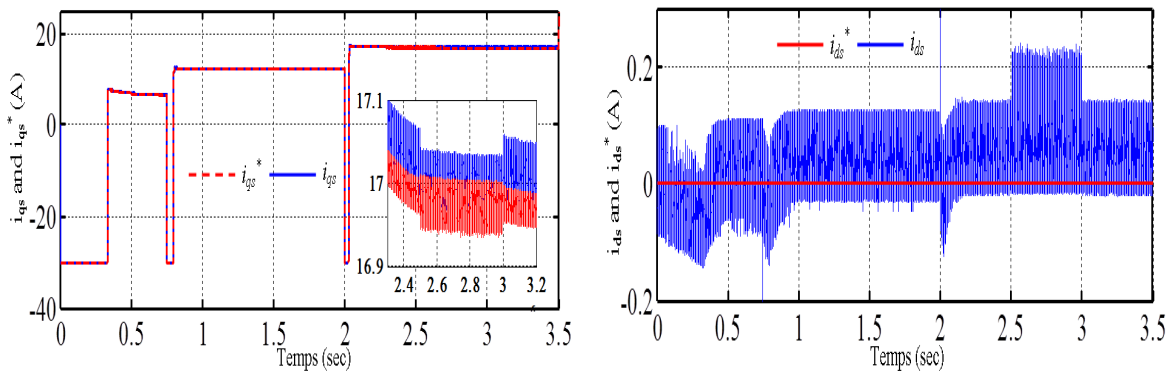
Ce paragraphe est réservé pour le test et la comparaison des performances des différents régulateurs utilisés en terme du robustesse vis à vis des variations paramétriques.

Pour aboutir à cet objectif, on va faire deux tests différents, sans changer les paramètres des régulateurs calculés auparavant :

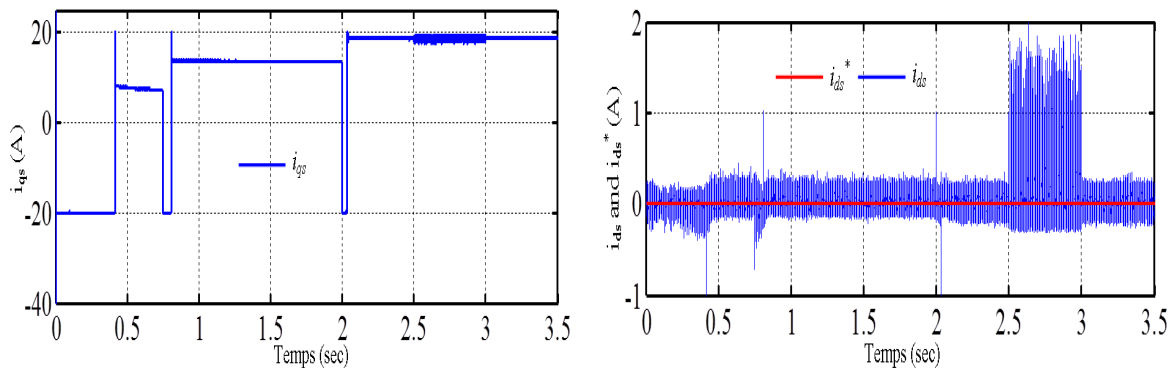
- l'inductance statoriques de l'axe q (L_q de +50%.);
- l'inductance mutuelle entre le stator et la roue polaire (m_{sf} de -10%).

Les figures 4.53 et 4.54 illustrent respectivement le comportement dynamiques des courants statoriques avec les différents régulateurs (RST optimisé avec PSO, CMG proposé, RST-flou adaptatif) pour les deux cas : variation de L_q et de m_{sf} .

On peut remarquer que les trois régulateurs donnent de bonnes performances en termes de rapidité, de rejet de perturbation et robustesse, mais avec supériorité de régulateur RST-flou adaptatif.



(a) Résultats avec le régulateur RST optimisé par PSO



(b) Résultats avec le CMG proposé

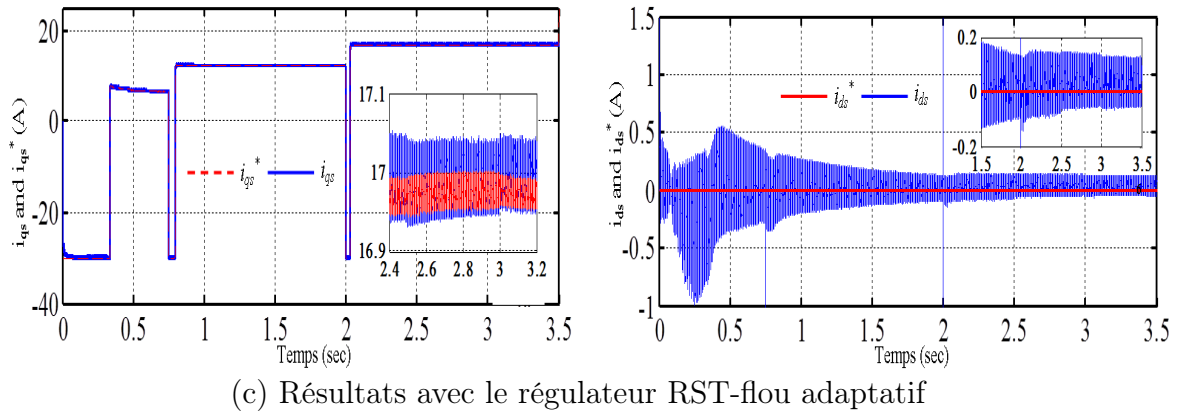
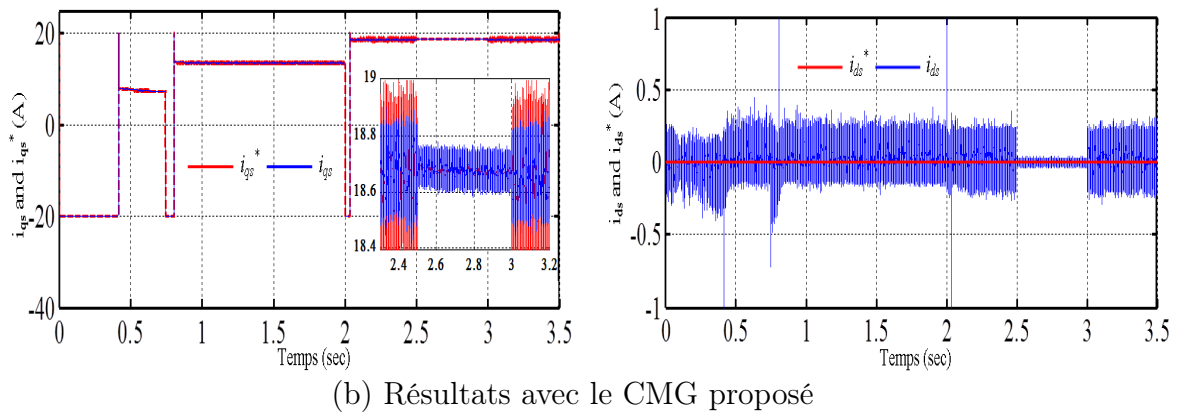
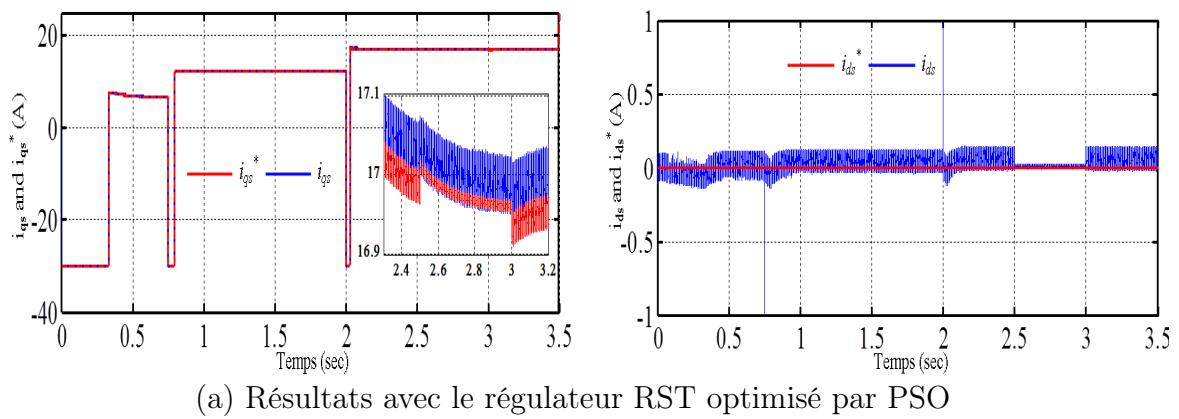


FIGURE 4.53 – Test de robustesse pour les trois régulateurs avec une augmentation de L_q de 50%.



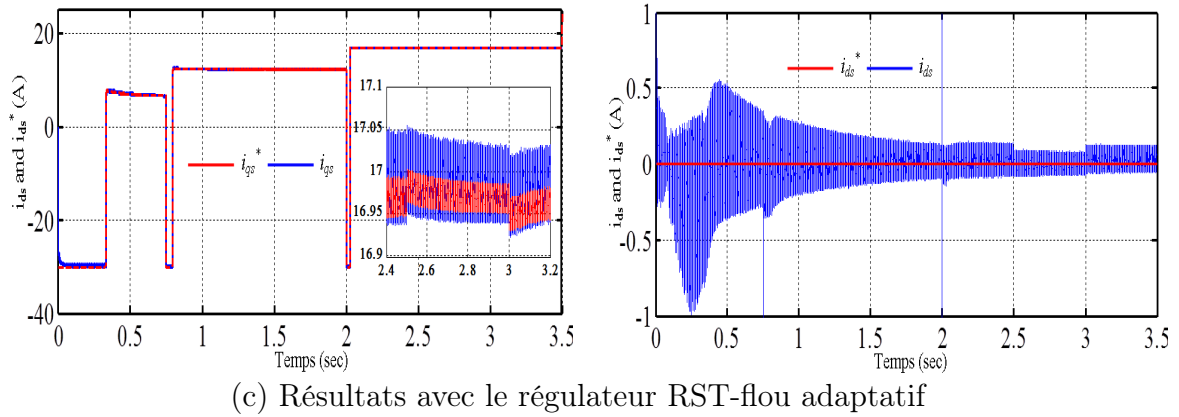


FIGURE 4.54 – Test de robustesse pour les trois régulateurs avec une diminution de m_{sf} de 10%.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé quatre approches de commande pour la Machine synchrone à Rotor Bobiné utilisée comme génératrice. La première a été réalisée par le régulateur polynomial RST optimisé avec l'algorithme PSO, la seconde par un régulateur par mode glissant avec une nouvelle structure, la troisième par un régulateur flou et la quatrième par un régulateur RST-flou adaptatif.

Le but de ces régulateurs est de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau. En effet la différence entre les trois régulateurs est peu significative en ce qui concerne le suivi de consigne, mais en termes de rapidité et robustesse on a vu la supériorité du régulateur RST-flou adaptatif. C'est ce régulateur qui sera étudié dans le prochain chapitre.

Chapitre 5

Comportement de l'éolienne à base d'une GSRB face à un creux de tension

Sommaire

5.1	Introduction	139
5.2	Exigences du réseau	139
5.2.1	Qualité de l'énergie électrique	139
5.2.1.1	Qualité de la tension	140
5.2.1.2	Qualité du courant	141
5.2.2	Tenue aux perturbations	141
5.2.2.1	Creux de tension et coupures brèves	141
5.2.2.2	Surtensions	142
5.2.2.3	Variations et fluctuations de tension	142
5.2.2.4	Variation de la fréquence	143
5.2.2.5	Déséquilibre	144
5.2.2.6	Harmoniques et interharmoniques	144
5.2.3	Description des problèmes induits par l'intégration des éoliennes dans un réseau électrique	145
5.2.3.1	Production aléatoire et très peu prévisible	145
5.2.3.2	Capacité d'accueil	146
5.2.3.3	Déconnexions intempestives	146
5.3	Tenue aux creux de tension	147
5.4	Etat de l'art des méthodes d'amélioration de LVRT	149
5.4.1	Limiter la puissance entrante	149
5.4.2	Stocker l'excédent de puissance entrante	149
5.4.3	Dissiper l'excédent de puissance entrante	149
5.5	L'analyse des stratégies de contrôle proposé à la tenue aux creux de tension	149

5.5.1	Ajout d'un module de dissipation	150
5.5.1.1	Structure	150
5.5.1.2	Système de contrôle	151
5.5.2	Contrôle de la vitesse : réserve + stockage inertiel	152
5.5.2.1	Principe du stockage inertiel	152
5.5.2.2	Système de contrôle	153
5.5.3	Résultats de simulation et discussion	155
5.5.3.1	Ajout d'un module de dissipation	155
5.5.3.2	Contrôle de la vitesse : réserve + stockage inertiel	157
5.6	Conclusion	160

5.1 Introduction

L'augmentation du taux de pénétration de la production éolienne et son intégration au réseau électrique a une influence sérieuse sur la sécurité et la stabilité de celle-ci, en raison de la difficulté à prévoir la production, de la capacité d'accueil limitée du réseau, du risque de déconnexions intempestives des fermes d'éoliennes et d'une dégradation de la qualité de l'électricité. Les exigences de connexion au réseau imposent une réglementation plus stricte sur les parcs éoliens en particulier en termes de tenue aux creux de tension (TACT) et des capacités de soutien du réseau [158,159].

Ce chapitre commence par une étude concernant les exigences du réseau. Il se poursuit par une étude sur la tenue aux creux de tension et pose la question de la " reprise au vol ", qui doit permettre à l'éolienne de recommencer à produire dès que le défaut a disparu, puis nous allons analyser les solutions possibles pour en minimiser les effets. Enfin, il propose deux méthodes de contrôles basés sur le contrôleur RST-floue pour répondre aux exigences du code réseau. La première utilisant des matériels supplémentaires et l'autre faite avec un changement de schéma de contrôle. Et après cela l'analyse des résultats de simulation sont présentés pour montrer l'efficacité des deux méthodes de commande.

5.2 Exigences du réseau

5.2.1 Qualité de l'énergie électrique

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tensions parfaitement sinusoïdales, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies (en fonction du point de raccordement).

A cet objectif, la qualité de l'énergie électrique est un terme très répandu dans le domaine scientifique et industriel, ce concept détermine les paramètres qui définissent les propriétés du

produit électricité en conditions normales. La qualité de l'énergie électrique (**power quality**) est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et du courant.

5.2.1.1 Qualité de la tension

Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé, qui possède quatre caractéristiques principales : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie.

5.2.1.1.1 Amplitude

L'amplitude de la tension est un facteur crucial pour la qualité de l'électricité. Elle constitue en général le premier engagement contractuel du distributeur d'énergie. Habituellement, l'amplitude de la tension doit être maintenue dans un intervalle de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale.

Dans le cas idéal, les trois tensions ont la même amplitude, qui est une constante. Cependant, plusieurs phénomènes perturbateurs peuvent affecter l'amplitude des tensions.

5.2.1.1.2 Fréquence

Dans le cas idéal, les trois tensions sont alternatives et sinusoïdales d'une fréquence constante de 50 ou 60 Hz selon le pays. Des variations de fréquence peuvent être provoquées par des pertes importantes de production, de l'ilotage d'un groupe sur ses auxiliaires ou son passage en réseau séparé, ou d'un défaut dont la chute de tension résultante entraîne une réduction de la charge [160].

Cependant, ces variations sont en général très faibles (moins de 1%) et ne nuisent pas au bon fonctionnement des équipements électriques ou électroniques. Selon les standards Européens EN 50 160 dont les réseaux sont interconnectés, la valeur moyenne de la fréquence du fondamental mesurée sur 10s, doit être d'environ $50Hz \pm 2\%$ (donc de 49 Hz à 51 Hz) pour 95% de la semaine ou de $50Hz \pm 15\%$ (donc de 42.5 Hz à 57.5 Hz) pour 100% de la semaine.

Il faut également remarquer que les variations de fréquence peuvent être bien plus importantes pour les réseaux autonomes.

5.2.1.1.3 Forme d'onde

La forme d'onde des trois tensions formant un système triphasé doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. En cas de perturbations au niveau de la forme d'onde, la tension n'est plus sinusoïdale et peut en général être considérée comme une onde fondamentale à 50Hz associée à des ondes de fréquences supérieures ou inférieures à 50Hz appelées également harmoniques. Les tensions peuvent également contenir des signaux permanents mais non-périodiques, alors dénommés bruits.

5.2.1.1.4 Symétrie

La symétrie d'un système triphasé se caractérise par l'égalité des modules des trois tensions et celle de leurs déphasages relatifs. La dissymétrie de tels systèmes est communément appelé déséquilibre.

5.2.1.2 Qualité du courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constante, déphasés de $2\pi/3$ radians entre eux, et de forme purement sinusoïdale.

Si le client n'utilise pas de charge perturbatrice, le courant sera peut-être déformé, mais uniquement d'une manière qui résulte des caractéristiques de la tension fournie, c'est pourquoi on dit parfois que la qualité de l'énergie réduit à la qualité de la tension (**power quality = voltage quality**). C'est l'hypothèse que nous ferons dans la suite de ce document.

5.2.2 Tenue aux perturbations

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres cités précédemment peuvent se manifester par : un creux ou une coupure de tension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé de tension, une variation de la fréquence, la présence d'harmoniques et/ou d'interharmoniques.

5.2.2.1 Creux de tension et coupures brèves

Le creux de tension (sag ou dip en anglais), est le problème principal pour la qualité des réseaux et représente la principale priorité pour l'industrie. Il est une brusque chute de tension en un point du réseau électrique à une valeur comprise (par convention) entre 10% et 90% par rapport à la tension nominale, suivie de son rétablissement après une courte durée allant d'une demi-période à une minute. Une coupure brève est un cas particulier des creux de tension de profondeur supérieure à 90% (IEEE1159) et de durée allant jusqu' à 1 minute.

Il peut y avoir de nombreuses raisons à un creux de tension : un court-circuit dans le réseau, une déconnection partielle de l'alimentation, des courants importants dus au démarrage de moteurs, des courants importants dus à des arcs électriques ou à la saturation de transformateurs. Les creux de tension dus à des courts circuits sont à l'origine de la plupart des défaillances et sont donc les plus intéressants à étudier.

Il faut néanmoins souligner que les coupures brèves peuvent avoir des conséquences plus graves (à la reprise), mais sont bien moins fréquentes. La figure 5.1 montre un exemple de creux et de coupure de tension.

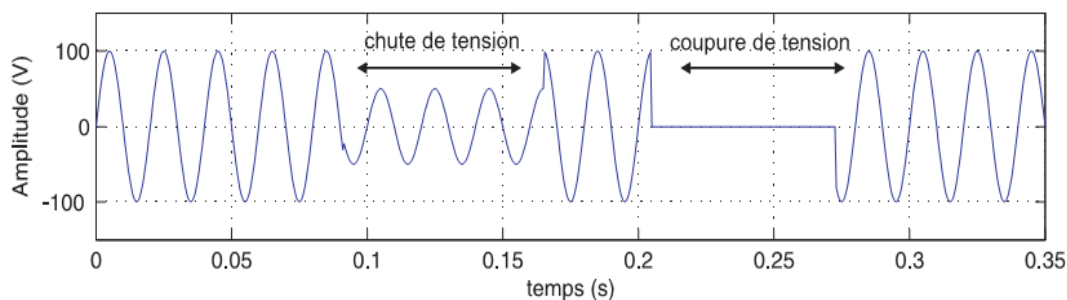


FIGURE 5.1 – Creux et coupures de tension.

5.2.2.2 Surtensions

Toute tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification est une surtension (voir la Fig. 5.2). Les surtensions sont moins fréquentes que les creux de tension et sont généralement dues à des courts circuits dans les systèmes à neutre isolé qui engendrent à la fois des creux de tension et des surtensions. En cas de court-circuit monophasé dans un tel système, les deux phases non concernées par le défaut peuvent prendre une valeur pouvant aller jusqu'à 1,73 pu, c'est à dire la tension composée. En cas de court-circuit biphasé, la phase non affectée par le défaut se caractérise par une surtension qui peut aller jusqu'à 1,5 pu.

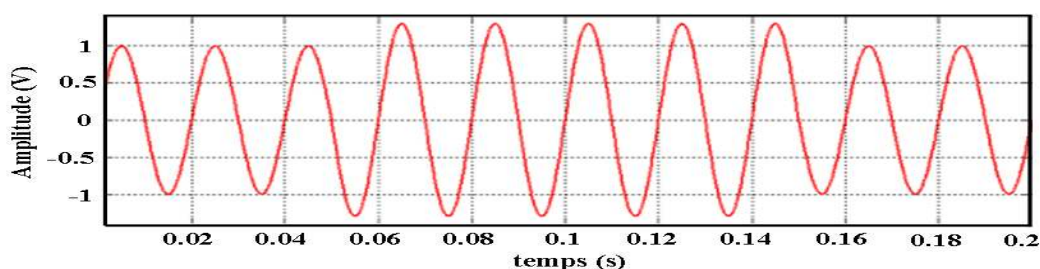


FIGURE 5.2 – Surtension.

Des surtensions peuvent également être provoquées par des phénomènes d'origine atmosphérique (foudre), par des déclenchements de charges importantes, par des mauvais fonctionnements de régulateurs de tensions, par ferrorésonance ou par des manœuvres sur le réseau. Ce type de surtensions se caractérise généralement par une durée très brève et s'assimile le plus souvent à des transitoires.

5.2.2.3 Variations et fluctuations de tension

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10% de la tension nominale et les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont

les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude, comme illustré sur la Fig. 5.3.

- ★ Les variations lentes de tension sont causées par la variation lente des charges connectées au réseau ;
- ★ Les fluctuations de tension sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc, les moteurs à couples pulsatoires ou à démarrages fréquents. Ces fluctuations rapides sont particulièrement ressenties sur le flux lumineux des lampes car elles provoquent un papillotement de la lumière, connu aussi comme flicker et qui est fort désagréable pour les consommateurs.

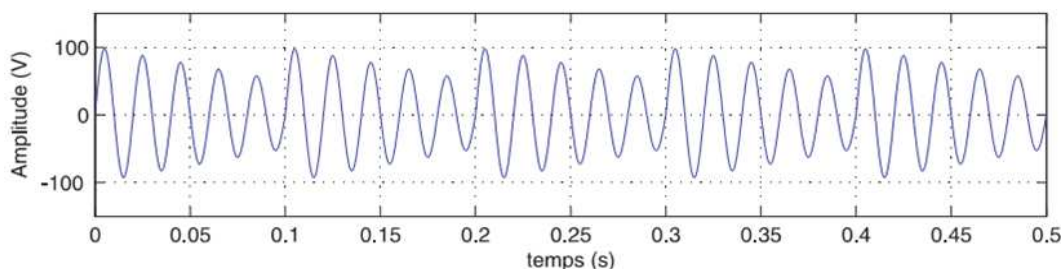


FIGURE 5.3 – Fluctuations de tension.

5.2.2.4 Variation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (voir la Fig. 5.4). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50Hz \pm 1\%$ [161].

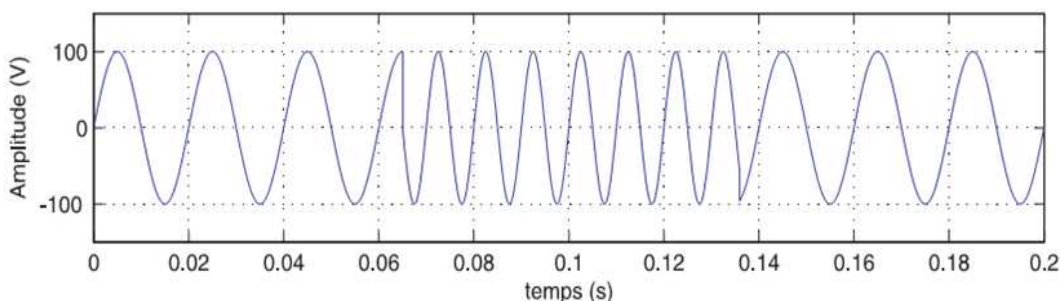


FIGURE 5.4 – Variation de fréquence.

5.2.2.5 Déséquilibre

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphasé (voir la Fig. 5.5).

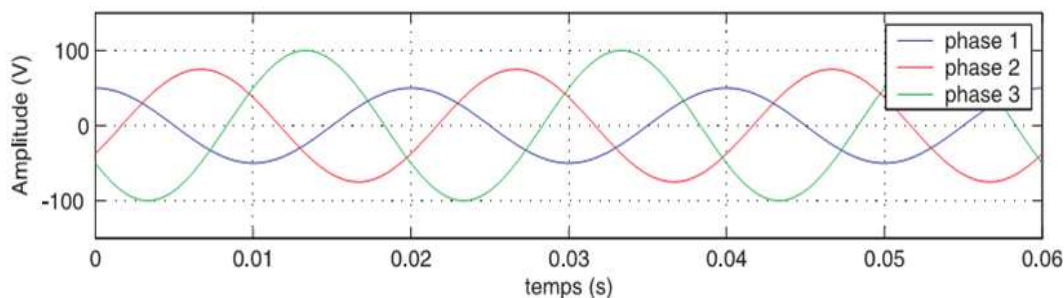


FIGURE 5.5 – Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.

Les déséquilibres sont généralement dus à des charges monophasées car dans ce cas les courants absorbés sur les trois phases sont d'amplitude et/ou de phase différentes, d'où un déséquilibre des trois tensions. Le déséquilibre des tensions peut également être dû à des charges triphasées, lorsque celles-ci ne sont pas symétriques.

Le niveau de déséquilibre est lié à la fois à la puissance et la localisation des charges perturbatrices, et à la puissance de court-circuit du réseau amont. Le bouclage des réseaux, favorable à l'obtention d'une puissance de court-circuit élevée, permet de diminuer le degré de déséquilibre.

Les déséquilibres de tension engendrent des composantes inverses de courant, qui provoquent des couples de freinage parasites et des échauffements dans les moteurs à courant alternatif. Ils peuvent également perturber le fonctionnement des dispositifs à thyristors à commande de phase.

5.2.2.6 Harmoniques et interharmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entières de celle du fondamental. La figure 5.6 montre la superposition de l'harmonique d'ordre 3 sur un courant fondamental de fréquence 50 Hz. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électriques est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à base de thyristors.

Les interharmoniques sont superposées à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des interharmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande.

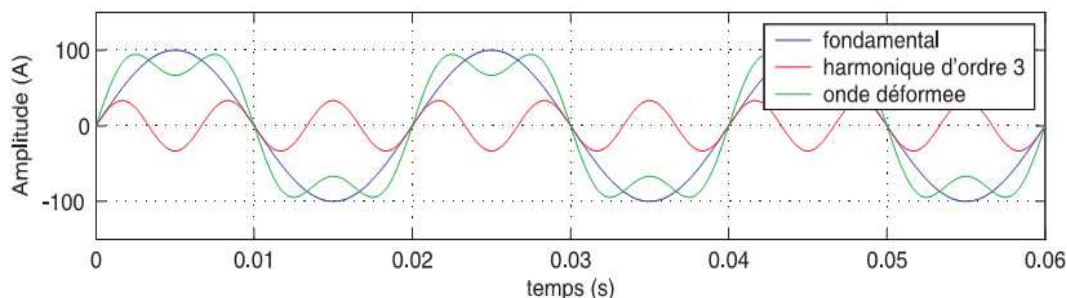


FIGURE 5.6 – Harmoniques.

Les harmoniques provoquent des échauffements qui, à terme, diminuent la durée de vie des équipements. Ils peuvent également être à l'origine de troubles fonctionnels (synchronisation, commutation) et d'erreurs de mesure.

Les éoliennes, interfacées au réseau via des convertisseurs électroniques de puissance, génèrent malheureusement des harmoniques. Les convertisseurs équipés en grande majorité de transistors IGBT, génèrent des harmoniques hautes fréquences (plusieurs kHz) mais, ces harmoniques peuvent être assez aisément limités contrairement aux convertisseurs équipés de thyristors générant des harmoniques de basse fréquence et nécessitant des filtres conséquents pour les éliminer [162].

5.2.3 Description des problèmes induits par l'intégration des éoliennes dans un réseau électrique

Les problèmes induits par l'intégration des éoliennes dans le réseau électrique sont principalement causés par :

- ✓ leur production aléatoire qui est difficilement prévisible ;
- ✓ la capacité d'accueil ;
- ✓ les déconnexions intempestives.

5.2.3.1 Production aléatoire et très peu prévisible

Le problème majeur de l'éolien est l'incertitude sur les prévisions de la vitesse du vent sur les sites éoliens induisant une incertitude sur la production des éoliennes. Les erreurs de prévisions sont en négatif (sous-production) ou en positif (surproduction) avec des changements de signe rapides en cours de journée. La prévision est satisfaisante en ce qui concerne l'amplitude mais le moment où ce niveau de production est atteint, n'est pas précis [163]. L'expérience allemande montre que des prévisions à 72h sont utopiques, et que l'erreur moyenne sur des prévisions à 24h représente 10% de la capacité installée et peut atteindre parfois 50% [164].

L'opérateur ELTRA, gérant le réseau ouest du Danemark intégrant une forte capacité éolienne, a connu des situations critiques dues à une surproduction éolienne dont l'évacuation vers

le réseau nordique (NORDEL) ou vers le réseau UCTE (via l'Allemagne) posait problème du fait que les lignes d'interconnexion étaient déjà aux limites de leur capacité.

La multiplicité des installations éoliennes sur un vaste territoire est néanmoins favorable à une corrélation entre la consommation et la production éolienne comme le montre des études sur le foisonnement éolien. Le foisonnement éolien est le phénomène statistique qui fait que, par la multiplication spatiale des installations éoliennes sur un territoire donné, la valeur minimale de la puissance injectée par l'ensemble est supérieure à la somme des puissances minimales de chacune d'entre-elles. Ainsi, la multiplication des éoliennes (soumises à des vitesses de vent différentes) conduit globalement à un lissage de la puissance. Ainsi, le foisonnement éolien dans l'hexagone (trois régimes de vent décorrélés) assure une production éolienne plus stable que dans tous les autres pays d'Europe.

5.2.3.2 Capacité d'accueil

La capacité des lignes et des postes est limitée. Les sites ventés sont souvent éloignés des lieux de consommation. Par conséquent, de nouvelles lignes et postes devraient être construits afin d'assurer la sécurité du réseau. Une étude prospective réalisée dans la zone gérée par l'opérateur allemand E.ON prévoit le développement de 1000 km de lignes supplémentaires d'ici 2016 pour une capacité éolienne de 16000 MW pour un montant de 550M€. Le délai de renforcement d'un poste peut atteindre 5 ans et le délai de construction d'une nouvelle ligne peut atteindre 10 ans. De plus ces projets peuvent faire l'objet d'oppositions importantes de la part des populations. En l'état, RTE a évalué la capacité d'accueil du réseau français entre 6000 et 7000 MW d'éolien.

5.2.3.3 Déconnexions intempestives

Les générateurs éoliens sont très sensibles aux perturbations du réseau et ont tendance à se déconnecter rapidement lors d'un creux de tension (dès que la valeur de la tension est inférieure à 80% de la tension nominale) ou lors d'une variation de la fréquence. En effet, le couple électromagnétique va diminuer pendant le creux de tension et la turbine va accélérer.

Ceci entraînera une surchauffe pouvant endommager la génératrice. Une procédure d'arrêt est nécessaire. Un creux de tension a pour conséquence une démagnétisation de la génératrice. A la fin du défaut, lorsque la tension redevient normale, la génératrice peut se re-magnétiser brutalement ce qui peut provoquer un appel de courant important ; d'où la protection en surintensité. Le fonctionnement de l'interface d'électronique de puissance sous-entend le contrôle de la tension au niveau du bus continu. Une protection en surtension doit être prévue. Pour ne pas endommager ses composants lors d'un défaut du réseau, l'éolienne coupera automatiquement la connexion au réseau et arrêtera la rotation du rotor immédiatement avec des freins.

Lors du blackout italien du 28 septembre 2003, 3400 MW de productions se sont déconnectés lorsque la fréquence du réseau a atteint 49 Hz. L'opérateur E.ON prévoit que le risque de déconnexion de 3000 MW d'éoliens suite à un défaut important sur le réseau 380 kV au nord

de l'Allemagne est bien réel, pouvant ainsi induire un déséquilibre production/consommation qui aggraverait de manière significative les conséquences d'un défaut qui aurait pu être éliminé normalement.

Afin d'éviter un déclenchement simultané de toute ou partie de la production éolienne sur un défaut normalement éliminé, il est demandé aux éoliennes installées depuis 2003 de pouvoir rester connectées au réseau en cas de baisse de tension et de variation de fréquence suivant des contraintes pouvant varier d'un opérateur à l'autre.

5.3 Tenue aux creux de tension

Une des exigences techniques de raccordement les plus strictes pour les générateurs éoliens est la tenue aux creux de tension (TACT). Elle impose à ces générateurs de rester connectés au réseau et de retrouver un fonctionnement normal suite à un tel défaut. On définit cette capacité par le terme de **reprise au vol** (ou "**Low Voltage Ride Through**" en anglais), mais à condition que certaines grandeurs électriques ou mécaniques soient contrôlées de manière fine pendant le défaut. Avant cela, les éoliennes n'étaient pas tenues à rester connectées, et étaient découplées à la détection d'un creux de tension.

Or un défaut peut engendrer un creux de tension visible sur une grande partie du réseau, et la perte de plusieurs dizaines de méga watt éoliens n'est pas souhaitable pour la stabilité du système [165]. C'est pourquoi, avec l'augmentation de la puissance éolienne installée, il est spécifié dans les conditions techniques de raccordement que ces générateurs tiennent les creux de tension.

Les spécifications du code réseau dans les pays européens exigent maintenant que les éoliennes soient en mesure de tenir face aux perturbations du réseau qui amènent les tensions à des niveaux très faibles. La figure 5.7 présente un diagramme des exigences de la TACT qui sont imposées dans certains pays européens. Dans les pays respectifs, les éoliennes doivent rester connectées pour une chute de tension au-dessus de la ligne critique limitée par son propre gabarit. Ces gabarits peuvent être classés en six catégories différentes en fonction de la profondeur et la durée des chutes de tension de réseaux qui sont résumées dans le tableau 5.1.

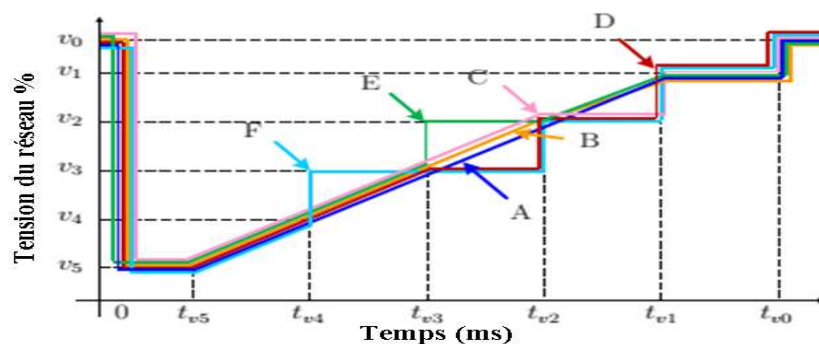


FIGURE 5.7 – Gabarits de creux de tension européen.

En plus de cette contrainte, certains codes de réseau, il est également précisé que les éoliennes ont l'obligation de contribuer au retour de la tension en fournissant du courant réactif sur le réseau pendant le creux de tension. A titre d'exemple, en Allemagne, pour les parcs éolien offshore, le gestionnaire de réseau de transport (GRT) "EO-Netz" définit que, pour une chute de tension de plus de 10% de sa valeur nominale, un courant réactif supplémentaire doit être fournit au réseau, comme le montre la Fig. 5.8 [166]. Cette régulation implique que pour une tension moins de 50% de sa valeur nominale, aucune puissance active ne doit être injectée au réseau (que du courant réactif). Par conséquent, le système doit être contrôlé pour maintenir les grandeurs électriques et mécaniques sous leurs valeurs de déclenchement.

TABLE 5.1 – Résumé des codes de réseau nationaux et différents profils LVRT

Modèle	Pays	Tension du réseau (%)						Temps (ms)					
		v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	t_{v5}	t_{v4}	t_{v3}	t_{v2}	t_{v1}	t_{v0}
A	Danemark	100	75	NA	NA	NA	25	100	NA	NA	NA	750	10000
	TSO Irlande	100	90	NA	NA	NA	15	625	NA	NA	NA	2800	-
	E. ON Allemagne	100	90	NA	NA	NA	0	150	NA	NA	NA	1500	-
	USA	100	90	NA	NA	NA	15	625	NA	NA	NA	2800	-
	AESO Alberta (Canada)	100	-	NA	NA	NA	15	625	NA	NA	NA	3000	-
	IESO Ontario (Canada)	100	95	NA	NA	NA	15	625	NA	NA	NA	-	-
B*	Espagne	100	90	80	NA	NA	20	500	NA	NA	1000	15000	-
C	Italie	100	90	75	NA	NA	20	500	NA	NA	800	2000	-
D	Great Britain	100	90	85	80	NA	15	140	NA	1200	2500	3000	-
E	DSO Irlande	100	90	80	30	NA	15	625	NA	1000	2600	2800	-
F	Hydro Quebec (Canada)	100	90	85	75	25	0	150	1000	NA	2000	3000	-

NA = Non applicable, - = Non disponible, * = identique à A, mais, avec des pentes différentes pendant t_{v5} à t_{v2} , et t_{v2} à t_{v1}

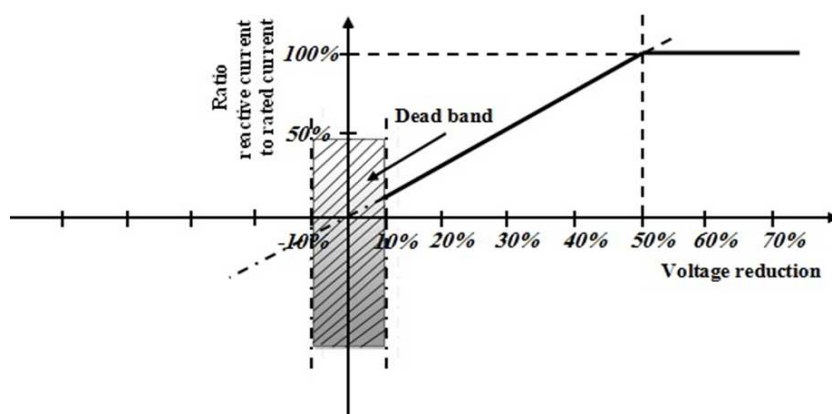


FIGURE 5.8 – Fourniture de réactif en cas de creux de tension (code réseau Allemand (EO-Netz)).

Contrairement au Danemark, il n'y a pas de demande de production de réactif pendant le défaut pour les éoliennes raccordées sur des réseaux dont la tension est inférieure à 100 kV [167]. Par contre pour celles raccordées à des tensions égales ou supérieures [168], il est demandé de fournir un minimum de puissance active en fonction de la tension, et de fournir le maximum de puissance réactive de sorte à ce que le courant soit égal à sa valeur nominale.

5.4 Etat de l'art des méthodes d'amélioration de LVRT

La possibilité de reprise au vol exige de pouvoir gérer l'excès de puissance pendant le défaut. Trois types d'action peuvent être proposés pour y parvenir : limiter la puissance entrante, stocker l'excédent de puissance ou dissiper cet excédent de puissance.

5.4.1 Limiter la puissance entrante

Modifier l'angle de calage permet de freiner la turbine et limiter ainsi son accélération. Pratiquement dans toutes les structures, il y a cette possibilité de réduire la puissance captée par la turbine par une action rapide sur l'angle de calage des pales.

5.4.2 Stocker l'excédent de puissance entrante

Le stockage inertiel est effectué naturellement par l'accélération de la turbine lors de l'apparition du défaut. Au niveau du bus continu, nous pouvons insérer un moyen de stockage.

5.4.3 Dissiper l'excédent de puissance entrante

Cette stratégie consiste à rajouter au niveau du bus continu une résistance de dissipation pilotée par un interrupteur commandable. Cette résistance correctement dimensionnée peut aussi servir de résistance de freinage en fonctionnement normal lors de l'arrêt de l'éolienne. Il s'agit du freinage rhéostatique, également utilisé dans la traction électrique.

5.5 L'analyse des stratégies de contrôle proposé à la tenue aux creux de tension

Le seul lien qui existe entre le réseau et cette technologie est l'onduleur. L'objectif ici est donc de maintenir la tension du bus continu, de dissiper l'excédent de puissance et de fournir un maximum de puissance réactive pendant le défaut.

Comme présenté dans le chapitre I, la génératrice synchrone est indirectement connectée au réseau, par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance. Il y a deux grandeurs seulement sont a priori à surveiller :

- ✓ La vitesse de la génératrice Ω_{mec} .
- ✓ Le niveau de tension au niveau du bus continu v_{dc} .

Cependant, vu le découplage de la génératrice vis-à-vis du réseau, ces degrés de liberté permettent de mettre en avant deux stratégies pour la tenue au creux de tension dans le cas d'une structure machine synchrone :

- ✓ **La génératrice ne voit pas le défaut.** Tout se passe au niveau de l'électronique de puissance. Une méthode doit être proposée pour maintenir le niveau du bus continu à une valeur acceptable.
- ✓ **La génératrice voit le défaut.** Le niveau du bus continu est maintenu à sa valeur nominale, ce qui entraîne forcément une accélération de la génératrice. Cependant, cette stratégie obligerait à modifier le schéma de contrôle de la structure en faisant dans ce cas le contrôle de tension v_{dc} par le convertisseur connecté à la machine.

5.5.1 Ajout d'un module de dissipation

5.5.1.1 Structure

Pour que la génératrice ne voit pas le défaut, il faut dissiper en aval de la machine la puissance excédentaire qui ne peut être transférée au réseau pendant le défaut : la solution la plus aisée consiste à la faire dissiper au niveau du bus continu à travers une résistance r_{cc} comme exposé précédemment. La figure 5.9 présente la structure de la technologie utilisée.

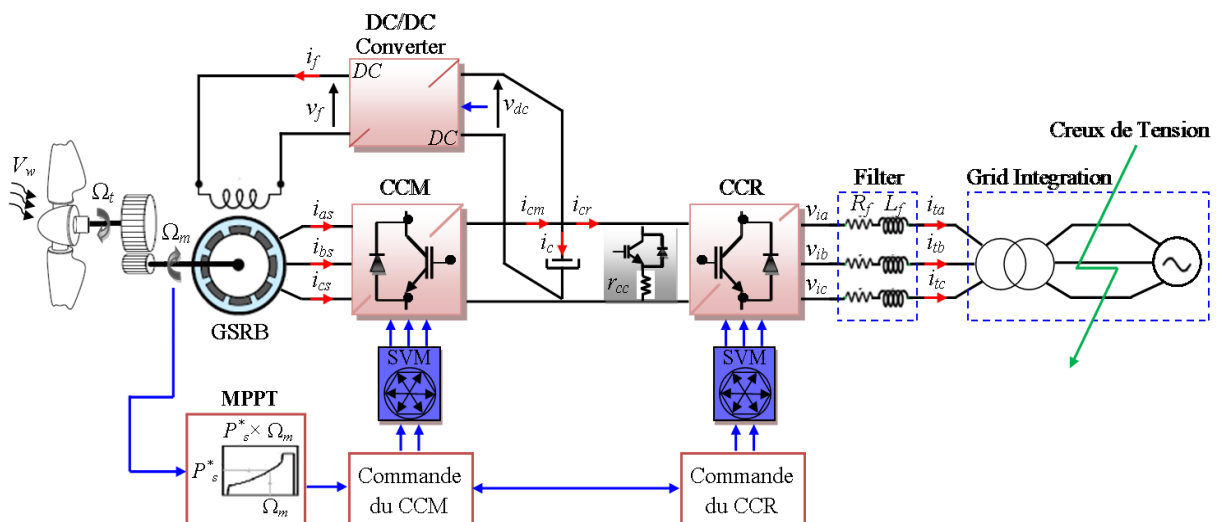


FIGURE 5.9 – Configuration d'un SCEE basé sur une GSRB avec circuit de limitation de tension du bus continu.

convertisseurs de puissance. Et quand elle devient plus petite que v_{dc_sa} , la protection sera coupée et le CCR est redémarré pour contrôler le réseau.

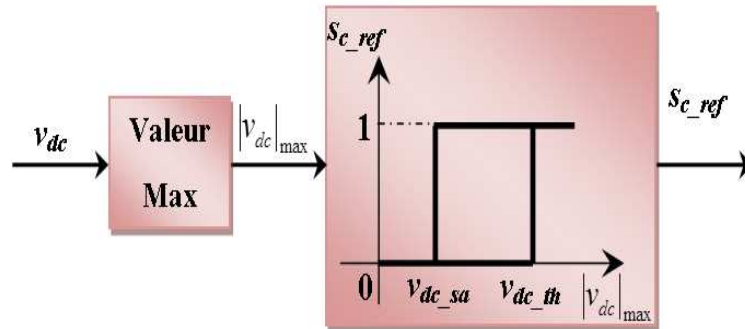


FIGURE 5.11 – Schéma fonctionnel de la commande du hacheur.

5.5.2 Contrôle de la vitesse : réserve + stockage inertiel

L'utilisation des résistances de décharge pour améliorer la TACT pour un SCEE n'est pas le meilleur choix principalement en raison de ses coûts. Donc, des solutions de contrôle sont proposées dans la littérature pour éviter la résistance de freinage ou de réduire son utilisation [52,63,169-172]. Yang et al [169] propose la diminution du couple, alors que [52,63,170-172] utilisent le CCM pour contrôler la tension du bus continu. Par contre, le CCR contrôle la puissance générée. Dans les deux solutions, l'énergie excédentaire, en dépit d'être dissipée dans la résistance de freinage, est stockée sous forme d'énergie cinétique dans la turbine.

Les solutions de contrôle de conversion précédemment analysées [52,63,169-172] sont basées sur l'approche classique de l'utilisation de régulateurs linéaires en cascade. Dans ce travail, le contrôleur RST-flou est utilisé pour améliorer la TACT et faire le contrôle du bus continu au côté générateur. Cette stratégie est applicable uniquement aux éoliennes à vitesse variable et pour des fonctionnements en charge partielle. Elle consiste à augmenter la vitesse de rotation de la turbine pour y stocker une part d'énergie cinétique qui pourra ensuite être exploitée pour la participation au réglage de tension [173].

5.5.2.1 Principe du stockage inertiel

À charge partielle, les éoliennes à vitesse variable optimisent l'extraction de puissance en ajustant leur vitesse. Ce principe de recherche du maximum de puissance a été décrit au Chapitre 3 (MPPT) : son objectif est de venir placer le point de fonctionnement de la turbine au maximum de sa caractéristique C_p . Pour décrire le principe de stockage inertiel, on fait l'hypothèse que l'angle de calage est maintenu nul et constant ; il n'existe donc qu'une seule caractéristique de C_p sur laquelle se déplace le point de fonctionnement.

Pour une vitesse de vent donnée il correspond à une vitesse optimale λ_{opt} permettant d'extraire le maximum de puissance : $C_p = C_{p_max}$. En tenant compte de la valeur maximale de rotation autorisée, il est possible de venir augmenter la vitesse de rotation de la turbine créant ainsi un stockage d'énergie cinétique. En notant cette nouvelle vitesse de rotation Ω_2 , la valeur de cette énergie s'exprime par l'équation (5.1). Il sera ensuite possible d'utiliser cette énergie pour injecter de la puissance supplémentaire en cas de défaut en contrôlant la décélération de la turbine (5.2).

$$E_{CS} = \frac{1}{2} \cdot J \cdot (\Omega_2^2 - \Omega_{opt}^2) \quad (5.1)$$

$$P_t(\Omega) = P_t(\Omega) - P_{inj}(\Omega) + Pertes(\Omega) \quad \text{avec} \quad - P_{inj}(\Omega) = J \cdot \Omega \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (5.2)$$

Du point de vue de la turbine, l'augmentation de vitesse entraîne l'augmentation du rapport de vitesse λ . Le point de fonctionnement de la turbine se déplace donc sur la droite de la caractéristique C_p pour venir se placer au point $(C_{p2}; \lambda_2)$: il y a donc réduction de la puissance captée par la turbine. On dit que la turbine est déchargée (Fig. 5.12). De cette manière on obtient donc une réserve d'énergie physique, stockée mécaniquement au niveau de la turbine et une réserve de puissance disponible en augmentant le rendement de la turbine (C_p).

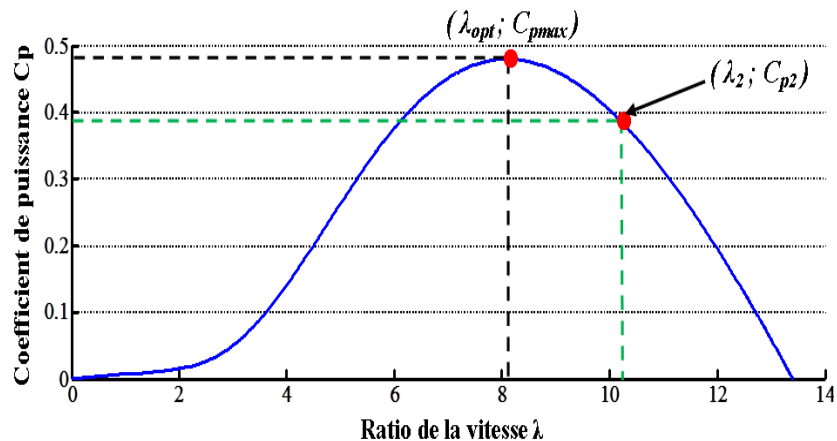


FIGURE 5.12 – Déplacement du point de fonctionnement pour le stockage inertiel.

5.5.2.2 Système de contrôle

a) Commande du convertisseur coté GSRB

En fonctionnement normal, le CCM est utilisé pour effectuer un contrôle vectoriel à flux orienté de la GSRB comme le montre la Fig. 5.13. Pour extraire le maximum de puissance disponible dans le vent, la vitesse de référence est donnée par l'algorithme MPPT. Un simple contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation est utilisé dans cette partie. La stratégie de contrôle du couple maximal est utilisée pour contrôler les courant

d'axes d et q du générateur. La composante d'axe d du courant statorique est imposé à zéro pour obtenir un couple maximum au courant minimum. La composante d'axe q du courant statorique est proportionnelle au couple électromagnétique (c.-à-d. à la puissance active) qui est déterminée par le régulateur de vitesse [51].

Sous le défaut du réseau, à tenir face à un creux de tension sans aucun matériel supplémentaire, la commande du CCM est commutée du mode de fonctionnement normal au mode LVRT comme indiqué dans la Fig. 5.13. Avec la commande proposée, le contrôle MPPT est suspendu pendant un défaut du réseau et le CCM commande la tension du bus continu. La sortie de la boucle de tension continue est définie comme la référence de courant d'axe q de la boucle de courant pour stabiliser la tension du bus continu.

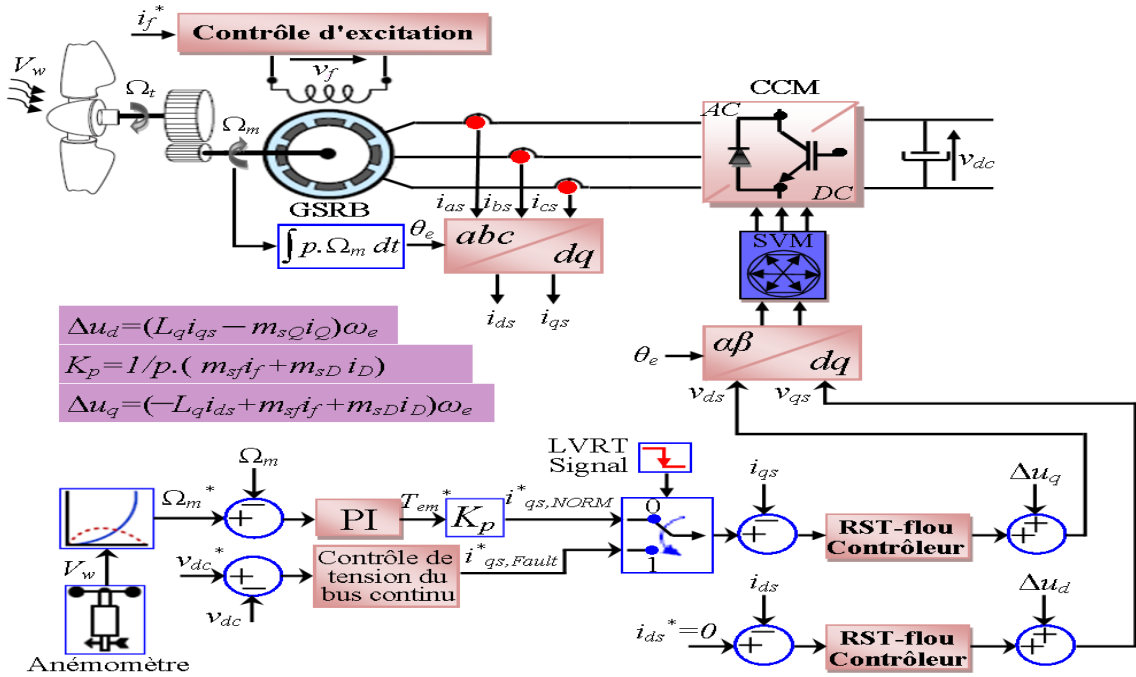


FIGURE 5.13 – Commande du CCM pour le stockage inertiel.

b) Commande du convertisseur coté réseau

Les références des courants d'axes $d - q$ du CCR (i_{td}, i_{tq}) sont générées par la méthode similaire à la commande classique à orientation de tension. Grâce à la régulation de la tension du bus continu sur la base du régulateur PI, le courant de référence d'axe d est généré. Avec la commande Q_g^* fournie par l'exploitant du réseau, on obtient le courant de référence d'axe q .

Sous le défaut du réseau, la commande du CCR est commutée en mode LVRT de fonctionnement comme indiqué dans la Fig. 5.14. Le CCR contrôle les puissances actives et réactives délivrées au réseau. Par conséquent, les deux références de puissance active et réactive pour le CCR sont données par l'exigence de la TACT (LVRT).

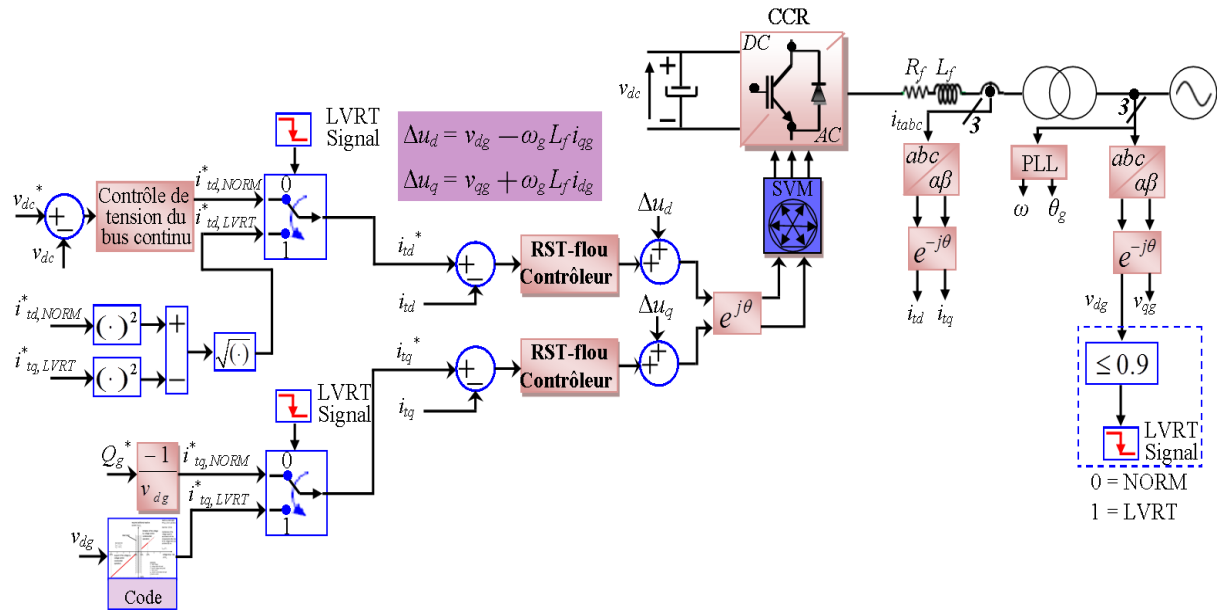


FIGURE 5.14 – Commande du CCR pour le stockage inertiel.

5.5.3 Résultats de simulation et discussion

5.5.3.1 Ajout d'un module de dissipation

Les conditions de simulation avant le défaut sont les suivantes, la turbine éolienne fonctionne à la puissance nominale, donc, à sa vitesse de rotation nominale et aucun échange de puissance réactive au point de raccordement. Un creux de tension triphasée de 55% et d'une durée de 500 ms (entre 3.2 et 3.7s) a été simulé pour montrer les performances du contrôleur, comme représenté sur la Fig. 5.15.

Dans cette section, les résultats de simulation obtenus dans l'environnement MATLAB/SIMULINK sont présentés pour une turbine éolienne basée sur la MSRB de 7.5 KW.

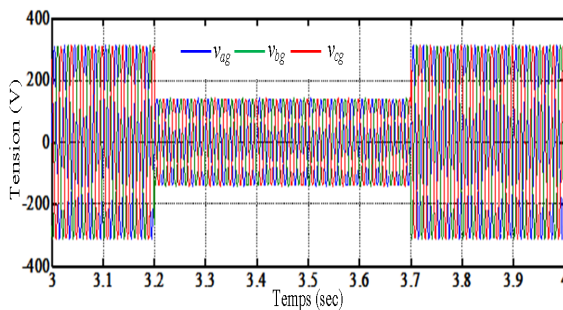


FIGURE 5.15 – Tension du réseau.

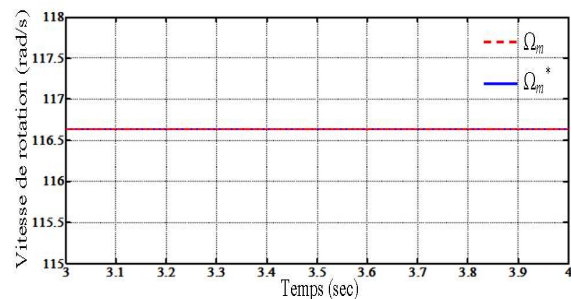


FIGURE 5.16 – La vitesse de la génératrice.

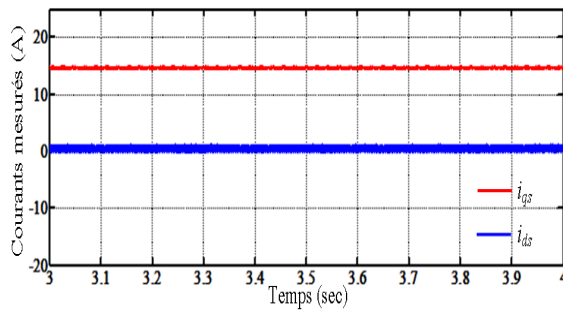


FIGURE 5.17 – Courants statoriques de l'axes $d - q$

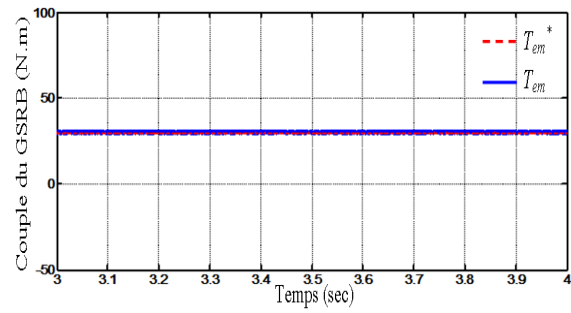


FIGURE 5.18 – Couple électromagnétique

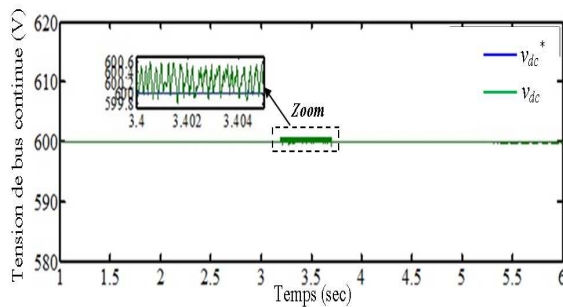


FIGURE 5.19 – La tension de bus continue.

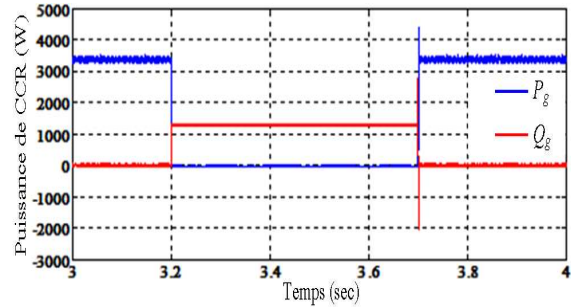


FIGURE 5.20 – Puissance active et réactive du CCR.

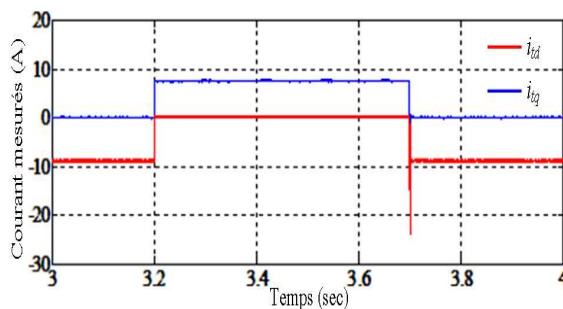


FIGURE 5.21 – Les courants d'axes $d - q$ du CCR.

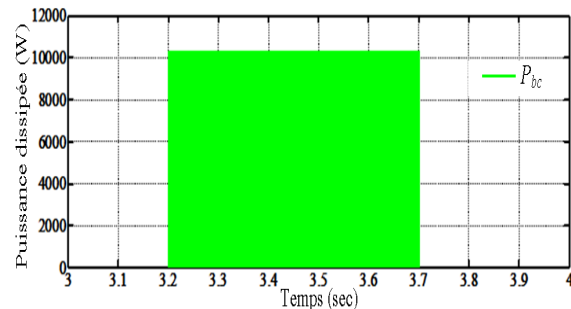


FIGURE 5.22 – La puissance active dissipée dans la résistance de dissipation.

Les résultats présentés ci-dessus montrent les résultats de simulation d'un générateur éolien commandé par la commande adaptative par logique floue (RST adaptative) du système. Ces résultats de simulation présentent la tension de l'éolienne, la vitesse du générateur ainsi que les courants statoriques sur les deux axes d et q , le couple électromagnétique du générateur, la tension du bus continu, la puissance active et réactive échangée avec le réseau, les courants actives et réactives du CCR et la puissance dissipée dans la résistance du hacheur. Ils montrent clairement la capacité de la turbine éolienne de rester connectée après ces creux de tension.

Les éléments de la variable de sortie Ω_m , i_{ds} et i_{qs} sont présentés sur les figures 5.16 et 5.17 respectivement. Chacun des trois suit bien sa propre trajectoire de référence au cours de fonc-

tionnement même pendant le défaut sur le réseau. Par conséquent, la turbine éolienne produit une puissance optimale et elle est injectée au bus continu à travers le CCM (Fig. 5.18).

Le comportement de l'éolienne et plus particulièrement du CCR est présenté sur les figures 5.19, 5.20, 5.21 et 5.22. Avec la commande implantée, le CCR fonctionne comme un STATCOM pour des tensions inférieures à 0,5 pu ($P_{CCR} = 0$), il peut par conséquent fournir une puissance réactive avec un courant nominal (Fig. 5.20). La tension du bus continu est maintenue grâce au hacheur qui dissipe la puissance du la MSR (Fig. 5.19).

Pour les tensions supérieures à 0,5 pu, le CCR fournit de la puissance active en proportion à la tension du réseau comme il est demandé par le code réseau allemand. Le fonctionnement du générateur n'est pas affecté par le défaut dû au fait que la tension du bus continu est maintenue à des valeurs qui n'ont pas affecté le contrôle du CCM. La vitesse de rotation est maintenue constante (si aucune action n'est amenée sur l'angle de calage de la turbine éolienne). Avec le contrôle approprié, le CCR assure un bon découplage entre le générateur et le réseau. La stratégie de commande proposée est efficace, elle permet de répondre aux exigences imposées par le code réseau allemand (E-On Nets).

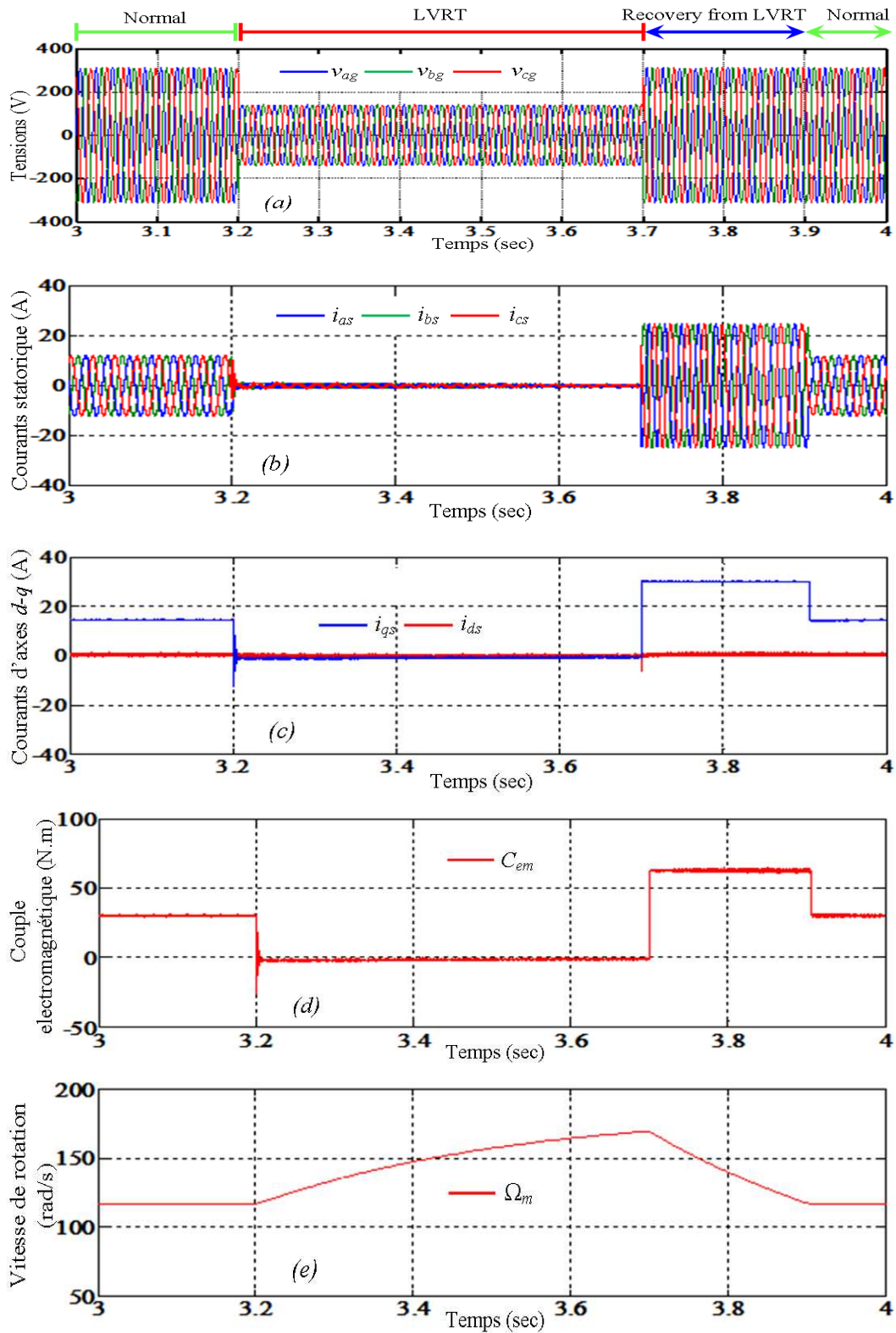
5.5.3.2 Contrôle de la vitesse : réserve + stockage inertiel

Pour vérifier la validité de schéma de contrôle proposé pendant un creux de tension réseau, des études de simulation sont effectuées à l'aide du logiciel MATLAB / Simulink, dont les résultats sont représentés dans les figures 5.23 et 5.24. Le profil de la tension du réseau est similaire au cas précédent. Étant donné que la boucle de régulation de la vitesse de GSRB est désactivée, l'énergie excédentaire est stockée dans l'inertie de la turbine et le générateur. Le CCM est contrôlée pour maintenir la tension du bus continu constant, et le CCR est contrôlé pour injecter la puissance active et réactive au réseau pour répondre à l'exigence de LVRT.

Durant un creux de tension, il n'y a pas de puissance active injectée dans le réseau, en raison de l'exigence LVRT, comme représenté sur la Fig. 5.24(d). Par conséquent, afin de contrôler la tension du circuit intermédiaire, le contrôleur de tension de bus continu force le générateur de réduire la puissance active extraite à zéro [Fig. 5.23(d)]. D'où le courant du générateur est réduit à zéro [Fig. 5.23(b) et (c)], ainsi que le couple électromagnétique du générateur, tel que déduit de (3.10). En conséquence, il existe un décalage de couple dans le système mécanique de turbine, génératrice, ce qui provoque la vitesse d'augmenter [Fig. 5.23(e)]. La tension continue de liaison CC est maintenue à sa valeur de référence [Figure 5.23(f)]. L'écart de tension du bus continu est causé principalement en raison de l'échange de contrôle après l'apparition et la clearance de creux.

Après la clearance de creux, le convertisseur côté générateur recouvre le contrôle de la vitesse et le convertisseur côté réseau du contrôle de la tension du bus continu. La vitesse est recouverte à la référence par un couple électromagnétique supérieur au couple mécanique, et l'énergie stockée dans l'inertie est délivré au réseau.

Ces résultats montrent que cette méthode de contrôle est plus efficace car aucune puissance n'est dissipée dans le crowbar. En outre, l'approche proposée est sûre parce que la plupart des éoliennes commerciales sont équipées de la capacité de survitesse.



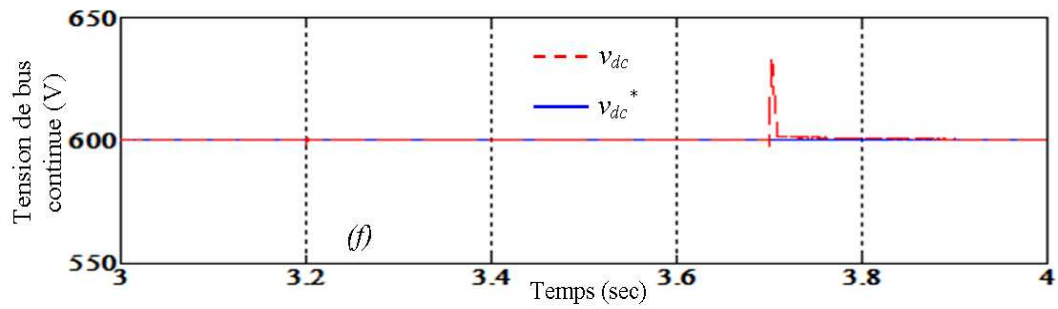


FIGURE 5.23 – Simulation de la réponse dynamique du côté générateur lors de creux de tension avec la commande proposée (réserve + stockage inertielle).

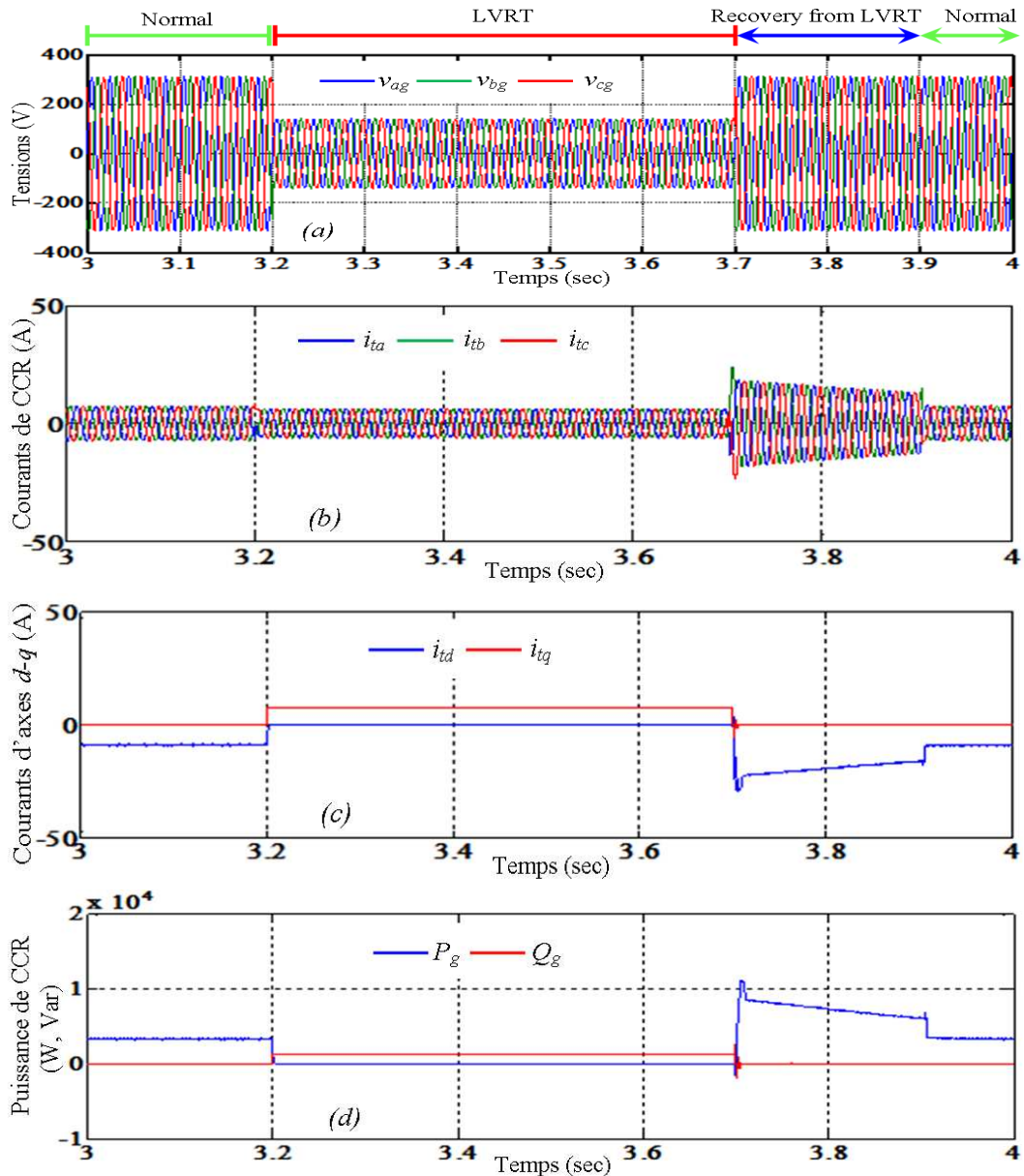


FIGURE 5.24 – Simulation de la réponse dynamique du côté réseau lors de creux de tension avec la commande proposée (réserve + stockage inertielle).

5.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté deux stratégies de contrôles basées sur le contrôleur RST-flou pour répondre à l'exigence du code réseau allemand au cours creux de tension de réseau dans un SCEE à base de la GSRB.

En se basant sur les résultats de simulation, on peut conclure que :

- Le contrôleur RST-flou appliqué pour contrôler le système éolien à une réponse rapide, précise et plus rapide et une meilleure performance en régime permanent.
- Les deux solutions efficaces proposées (ajout d'un module de dissipation, réserve + stockage inertiel) pour améliorer la tenue aux creux de tension, mais la deuxième méthode est plus efficace parce qu'aucune énergie n'est dissipée dans un circuit crowbar au niveau du bus continu, et l'utilisation d'équipement supplémentaire tend à être évitée par les fabricants, en raison des coûts et la complexité. En outre, la deuxième approche proposée est sûre parce que la plupart des éoliennes commerciales sont équipées de la capacité de survitesse.
- Le type d'éolienne utilisé à une bonne flexibilité de contrôle ainsi, peut facilement respecter les exigences demandées.

Conclusion Générale

Nous avons étudié dans ce mémoire la contribution d'un système éolien basé sur une GSRB à l'optimisation de la production d'une éolienne, puis la continuité de service de ce système lors de la défaillance du réseau.

Le système éolien a d'abord été modélisé. Dans celui-ci, le rotor de la machine est connecté au bus continu à travers un convertisseur DC/DC et le stator est relié au réseau par l'intermédiaire des convertisseurs électroniques bidirectionnels en courant (convertisseur côté stator CCS et convertisseur côté réseau CCR). Ces convertisseurs à base d'interrupteurs électroniques IGBT sont contrôlés par la technique MLI.

Deux contrôles vectoriels, en utilisant des régulateurs PI, ont été appliqués : l'un, dans un repère lié au flux du rotor, pour les courants de la machine où elle est entraînée par une turbine éolienne commandée par la stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour extraire le maximum de la puissance générée et l'autre, dans un repère lié à la tension du réseau, pour les courants transitant le filtre de liaison au réseau.

Pour améliorer la commande vectorielle classique, nous avons appliqué trois types de régulateurs intelligents, permettant le maintien d'une dynamique de hautes performances du système éolien même en cas de variations des conditions d'opérations et des paramètres du procédé.

On a ensuite procédé à une analyse en simulation des performances dynamiques et de la robustesse des régulateurs proposés. Les résultats de cette analyse se résument aux points suivants :

- Toutes les stratégies de commandes utilisées indiquent que les régulateurs proposés ont de meilleures performances dynamiques et sont beaucoup plus robustes que le régulateur PI classique. Ils semblent être des régulateurs de très hautes performances dynamiques.
- En ce qui concerne le suivi de consignes des puissances et d'après la simulation que nous avons menée, ces régulateurs donnent des résultats peu acceptables surtout en régime transitoire. En régime permanent, la commande classique est moins robuste que les autres (RST optimisé, mode glissant, commandes floue, RST adaptative). En d'autres termes, les résultats de simulation ont montré : un comportement remarquable du contrôleur RST adaptatif en régulation et en poursuite, un rejet de perturbation nettement mieux que pour les autres régulateurs (surtout par rapport à RST classique). En effet l'erreur de poursuite reste très faible et les perturbations sont rejetées très rapidement avec ce type de régulateur.

Concernant la participation du système éolien basé sur une GSRB à la continuité de service de ce système lors de la défaillance du réseau, nous avons présenté deux solutions efficaces pour améliorer la tenue aux creux de tension pour un système de conversion d'énergie éolienne à base de la machine synchrone à rotor bobiné dans des conditions de défauts du réseau. Un ajout d'un module de dissipation au bus continu, une stratégie de contrôle par hystérésis amélioré, a été proposée afin de réduire le temps du régime transitoire. Et l'autre active, qui modifie le schéma de contrôle de la structure, stocke l'énergie excédentaire sous forme d'énergie cinétique dans la turbine. L'analyse des résultats de simulation, a montré l'efficacité des deux méthodes de commande. Avec ces méthodologies spécifiques, le système peut rester connecté au réseau en cas de défaillance dans le réseau. En outre, le maintien de la production lors de la défaillance de la GSRB peut être grandement amélioré en fournissant des auxiliaires pour la production de puissance réactive durant les creux de tension de longue durée. Cela permet d'accroître la tension au PCC en cas de défaut et ainsi apporter un soutien au réseau électrique. Ainsi, le système peut reprendre un fonctionnement normal immédiatement après l'arrêt du défaut. Donc, le système peut répondre aux exigences du cahier des charges des réseaux.

Plusieurs perspectives peuvent être évoquées autour de ces travaux de thèse.

La capacité du système LVRT de la GSRB peut être grandement améliorée contre le défaut triphasé symétrique du réseau. Cependant, ce type de défaut n'est pas unique dans les systèmes réels. En fait, les défauts correspondant à une phase ou deux phases à la terre, mais également les défauts phase-phase sont fréquents. À l'exception de la composante homopolaire, la composante de séquence négative est produite par la perturbation asymétrique du réseau. A cause d'un glissement très important introduit par le repère de séquence négatif, un courant très élevé, des oscillations de couple et des puissances aussi très élevées sont générées. Donc, des travaux de recherche peuvent être effectués sur les fault ride-through dissymétriques pour améliorer le maintien de la production dans un cadre plus général.

Annexe A

Transformations

A.1 Système triphasé

Soit un système équilibré avec un couplage en étoile tel qu'il est montré dans la Figure A.1 ; dans ce circuit, le vecteur spatial \vec{X}_t tourne à une vitesse angulaire ω et sa valeur dépend des valeurs de x_a , x_b et x_c .

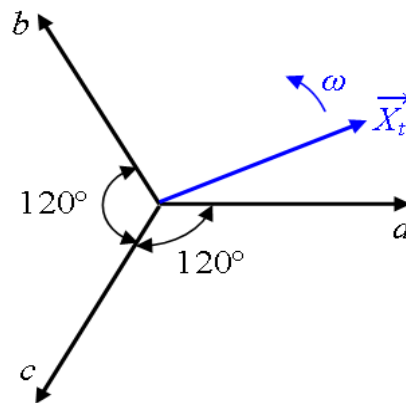


FIGURE A.1 – Système triphasé.

Si le système est équilibré ($i_a + i_b + i_c = 0$), le contrôle à deux variables fixera la troisième, car la somme des trois variables est égale à zéro.

A.2 Transformation 3/2

Le but d'utiliser cette transformation est de passer d'un système triphasé en abc vers un système diphasé en α, β , c'est-à-dire de référentiels triphasés avec des coordonnées a , b et c , à des référentiels diphasés avec des coordonnées α et β . Dans ce nouveau système, les coordonnées α et

β sont fixes par rapport aux axes a, b, c ; plus précisément, α est en phase avec l'axe a . D'autre part, la composante homopolaire est nulle. Le schéma est de la forme suivante.

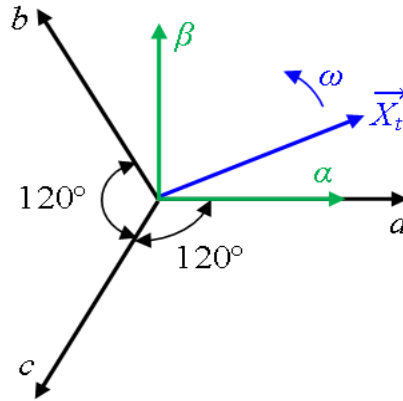


FIGURE A.2 – Repères abc et $\alpha\beta$.

Pour réaliser cette transformation, on pourrait utiliser la transformation de Clarke, qui est de la forme :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_o(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}}_{[CL]} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

La matrice de Clarke n'est pas orthogonale, donc ne conserve pas la puissance instantanée, mais conserve les modules des vecteurs d'entrée et de sortie (i,u).

En effet, la matrice de Clarke $[CL]$ est inversible (c'est-à-dire qu'il existe une $[CL]^{-1}$), mais elle n'est pas orthogonale (c'est-à-dire $[CL]^T \neq [CL]^{-1}$) car cette matrice ne remplit pas que $[CL][CL]^T = I$.

$[CL] \neq \text{orthogonale} \rightarrow \text{ne conserve pas la puissance instantanée}$

A.3 Transformation de Concordia

La matrice de Concordia est orthogonale (c'est-à-dire $[Co]^T = [Co]^{-1}$), donc conserve la puissance instantanée mais non les modules des vecteurs d'entrée et de sortie (i,u). En réalité, on pourrait dire que Concordia a rendu la matrice de Clarke orthogonale. La matrice de Concordia $[Co]$ est de la forme.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_o(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}_{[Co]} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Et si on considère comme nul le terme homopolaire, la transformation de Concordia obtenue $[Co_{32}]^t$ permet dans tous les cas de déduire les composantes $\alpha\beta$ des composants abc :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_o(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}_{[Co_{32}]} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = [Co_{32}] \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Cette transformation est utile mais non suffisante. En effet, ce système présente l'inconvénient que le signal d'entrée n'est ni en phase, ni en amplitude avec le signal de sortie.

Pour résoudre cela, on va essayer de se débarrasser de la composante alternative instantanée, en se mettant dans un référentiel tournant.

En fait, si on récapitule, pour passer des repères abc aux repères dq il faut :

- Passer d'un système triphasé en abc à un système diphasé en $\alpha\beta$, grâce à la matrice de Concordia.
- Puis, on fait un changement de rotation de $\alpha\beta$ vers dq , grâce à une matrice de rotation $[R]$ que nous allons décrire par la suite.

Nous verrons plus tard que la matrice de Concordia $[Co]$ et la matrice de rotation $[R]$ permettent d'obtenir la matrice de Park.

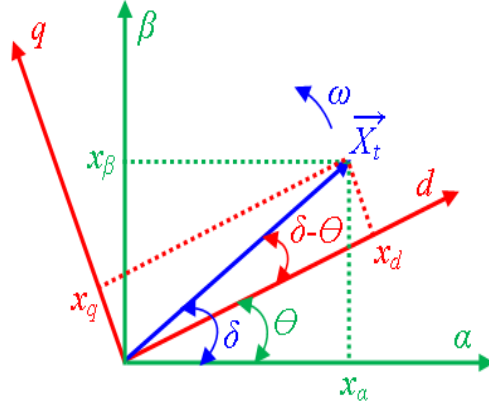
A.4 Changement de rotation

Comme nous l'avons indiqué, les axes dq vont tourner en quadrature et à la même vitesse angulaire ω que le vecteur X mais avec un décalage de $\delta - \theta$ entre le vecteur X et l'axe d , selon montre la Figure A.3.

Pour passer d'un référentiel dq à $\alpha\beta$, on doit arriver à une équation de la forme :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Nous allons calculer la valeur de la matrice $[R]$.


 FIGURE A.3 – Changement de repère $\alpha\beta$ en dq .

$$\begin{cases} x_\alpha &= \|\vec{X}\| \cos \delta \rightarrow \cos \delta = \frac{x_\alpha}{\|\vec{X}\|} \\ x_\beta &= \|\vec{X}\| \sin \delta \rightarrow \sin \delta = \frac{x_\beta}{\|\vec{X}\|} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{cases} x_d &= \|\vec{X}\| \cos(\delta - \theta) = \|\vec{X}\| [\cos \delta \cos \theta + \sin \delta \sin \theta] = x_\alpha \cos \theta + x_\beta \sin \theta \\ x_q &= \|\vec{X}\| \sin(\delta - \theta) = \|\vec{X}\| [\sin \delta \cos \theta - \cos \delta \sin \theta] = x_\beta \cos \theta - x_\alpha \sin \theta \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Donc la valeur de la matrice de rotation $[R]$ est la suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{[R]} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Et si on annule le terme homopolaire, la matrice de changement de rotation restera de la forme :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Pour calculer la relation entre $\alpha\beta$ et dq , on peut simplement tenir compte que la matrice de rotation est orthogonale (c'est-à-dire $[R]^T = [R]^{-1}$), et écrire :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A.5 Transformation de Park

La transformation de Park nous permet de passer de coordonnées abc à des coordonnées dq par la matrice de Park $[P]$.

La matrice de Park est le produit de deux matrices d'ordre 3, une matrice de rotation $[R]$ (voir l'équation (A.7)), caractéristique d'une rotation d'angle θ dans un plan, et une autre matrice qui est soit la matrice de Clarke, ce qui définit $[P_{CL}]$ (voir équation (A.10)), soit la matrice de Concordia, ce qui définit $[P_{Co}]$ (voir équation (A.11)).

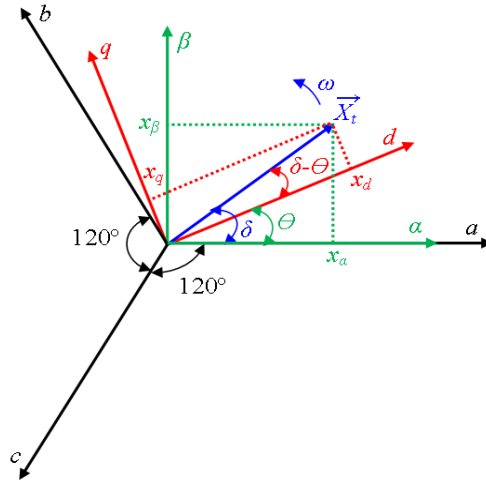


FIGURE A.4 – Changement de repère $\alpha\beta$ en dq .

Dans la figure précédente, le vecteur X tourne à la vitesse angulaire ω . Le référentiel d, q tourne à la même vitesse angulaire que le vecteur X . Les référentiels $\alpha\beta$ et abc ne tournent pas.

$$[P_{CL}] = [R][CL] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$[P_{Co}] = [R][Co] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Nous allons utiliser la transformation de Concordia. Pour cette raison, pour le restant du calcul, la transformation de Park $[P_{Co}]$ obtenue à partir de Concordia dans l'équation (A.11), va être appelée $[P]$, c'est-à-dire $[P] = [P_{Co}]$. On peut donc écrire :

$$[P] = [R][Co] \quad (\text{A.12})$$

Pour passer d'un référentiel abc à un référentiel dq , on va multiplier les valeurs en abc par la transformation de Park, c'est-à-dire :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Et si on souhaite passer de dq à abc , nous écrirons :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Annexe B

Les paramètres du modèle utilisée en MATLAB/SIMULINK

TABLE B.1 – Paramètres de la turbine.

Turbine	
La puissance nominale, P_t [KW]	10
La densité d'aire, ρ [kg.m ⁻²]	1.225
Le rayon de la turbine, R	3 m
Nombre des pales	3
Gain du multiplicateur, G	5.4
Coefficient de frottement visqueux, f [Nm.s.rad ⁻¹]	0.017

TABLE B.2 – Paramètres du générateur synchrone à rotor bobiné.

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

TABLE B.3 – Paramètres du transformateur et de la source.

Côté C.C et transformateur et réseau	
La tension du bus continu, V_{dc}	600 V
Capacité, C	1500 μ F
La tension efficace, V_{rms}	220 V
Fréquence, f	50 Hz
Résistance de fuite, R_f	1 Ω
L'inductance de fuite, L_f	12 mH

Bibliographie

- [1] S. R. Bull, "Renewable energy today and tomorrow," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 8, pp. 1216–1226, 2001.
- [2] I. Dincer, "Renewable energy and sustainable development : a crucial review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 4, no. 2, pp. 157–175, June 2000.
- [3] R. E. P. N. for the 21st Century (REN21), "Renewables global status report," 2013. accessed on Jun. 2013. [Online]. Available : <http://www.ren21.net>.
- [4] G. W. E. C. (GWEC), "Wind report," 2012. accessed on Aug. 2013. [Online]. Available : <http://www.gwec.net>.
- [5] N. R. World Market Updates, "A BTM wind report," 2013. accessed on Aug. 2014. [Online]. Available : <http://www.navigantresearch.com>.
- [6] A. Fateh, *Etude et contrôle des aérogénérateurs basés sur les machines asynchrones à rotor bobiné*. PhD thesis, Université Abderrahmane Mira de Béjaia, 2011.
- [7] D. Saïd, *Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation*. PhD thesis, Université de Batna, 2005.
- [8] F. Dernoncourt and E. Sander, "La logique floue : entre raisonnement humain et intelligence artificielle,"
- [9] G. Bartolini, A. Ferrara, and A. A. Stotsky, "Robustness and performance of an indirect adaptive control scheme in presence of bounded disturbances," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 4, pp. 789–793, 1999.
- [10] L. Peng, F. Colas, B. Francois, and Y. Li, "A modified vector control strategy for DFIG based wind turbines to ride-through voltage dips," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, IEEE, 2009.
- [11] L. Peng, B. Francois, and Y. Li, "Low voltage ride-through of high power DFIG wind turbine using three-level NPC converters," in *Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE*, pp. 609–614, IEEE, 2009.
- [12] L. Peng, Y. Li, and B. Francois, "Dynamic behavior of doubly fed induction generator wind turbines under three-phase voltage dips," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*, pp. 620–626, IEEE, 2009.
- [13] T. Ackermann *et al.*, *Wind power in power systems*, vol. 140. Wiley Online Library, 2005.

- [14] J.-C. Sabonnadière, *Nouvelles technologies de l'énergie : les énergies renouvelables*. Hermès science publications, 2006.
- [15] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on power electronics for wind turbine systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139–152, 2013.
- [16] Y. Himri, A. B. Stambouli, B. Draoui, and S. Himri, "Review of wind energy use in algeria," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, no. 4, pp. 910–914, 2009.
- [17] S. M. Ibrahim, "Energy in the arab world," *Energy*, vol. 9, no. 3, pp. 217–238, 1984.
- [18] H. Bensaad, "The algerian programme on wind energy," in *Proc. 7th Ann. Conf. British Wind Energy Assoc.*, pp. 27–29, 1985.
- [19] R. Hammouche, "Atlas vent de l'algérie/onm," *Algiers : Office des publications Universitaires (OPU)*, 1990.
- [20] N. K. Merzouk, "Wind energy potential of algeria," *Renewable energy*, vol. 21, no. 3, pp. 553–562, 2000.
- [21] N. K. Merzouk, *Évaluation du Gisement Énergétique Éolien-Contribution à la Détermination du Profil Vertical de la Vitesse du Vent en Algérie*. PhD thesis, Thèse de doctorat. Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2006.
- [22] F. Youcef Ettoumi, *Ressource Énergétique Renouvelables en Algérie*. PhD thesis, Thèse de Doctorat d'État, USTHB, 2002.
- [23] F. Chellali, A. Khellaf, A. Belouchrani, and A. Recioui, "A contribution in the actualization of wind map of algeria," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 2, pp. 993–1002, 2011.
- [24] S. M. BOUDIA, *Optimisation de l'Évaluation Temporelle du Gisement Énergétique Éolien par Simulation Numérique et Contribution à la Réactualisation de l'Atlas des Vents en Algérie*. PhD thesis, 2013.
- [25] A. CHERIGUI, "Énergies renouvelables,"
- [26] E. du Portail Algerien des ENERGIES RENOUVELABLES, "Développement des capacités industrielles pour réussir le programme de développement des énergies nouvelles et renouvelables," 2011. accessed on 25 avril. 2011. [Online]. Available : <http://portail.cder.dz/spip.php?article1175>.
- [27] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power conversion and control of wind energy systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [28] F. Blaabjerg and Z. Chen, "Power electronics for modern wind turbines," *Synthesis Lectures on Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 1–68, 2006.
- [29] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, and A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators," *Renewable Energy*, vol. 32, no. 14, pp. 2369–2385, 2007.
- [30] A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1205–1217, 2011.
- [31] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, "Power electronics converters for wind turbine systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012.

- [32] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004.
- [33] Y. Duan and R. G. Harley, "Present and future trends in wind turbine generator designs," in *Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009. PEMWA 2009. IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2009.
- [34] X. Yang, D. Patterson, and J. Hudgins, "Permanent magnet generator design and control for large wind turbines," in *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, pp. 1–5, IEEE, 2012.
- [35] E. Ahmed Masmoudi, Z. Zhu, and J. Hu, "Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications : Part i-market penetration, current technology and advanced machine systems," *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 32, no. 1, pp. 7–33, 2013.
- [36] H. Li and Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, 2008.
- [37] S. A. Papathanassiou and M. P. Papadopoulos, "Mechanical stresses in fixed-speed wind turbines due to network disturbances," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 4, pp. 361–367, 2001.
- [38] M. N. Slepchenkov, K. M. Smedley, and J. Wen, "Hexagram-converter-based statcom for voltage support in fixed-speed wind turbine generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1120–1131, 2011.
- [39] N. Laverdure, "Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires," *Thèses de Doctorat, ENS de Cachan*, vol. 11, 2005.
- [40] J. Lopez, P. Sanchis, X. Roboam, L. Marroyo, *et al.*, "Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips," *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION EC*, vol. 22, no. 3, p. 709, 2007.
- [41] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.
- [42] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *IEEE Industry applications magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, 2002.
- [43] L. Xu and P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 750–758, 2006.
- [44] J. Ekanayake and N. Jenkins, "Comparison of the response of doubly fed and fixed-speed induction generator wind turbines to changes in network frequency," *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 19, no. 4, pp. 800–802, 2004.
- [45] L. Holdsworth, X. Wu, J. Ekanayake, and N. Jenkins, "Comparison of fixed speed and doubly-fed induction wind turbines during power system disturbances," *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 150, no. 3, pp. 343–352, 2003.

- [46] P. S. Flannery and G. Venkataramanan, "A fault tolerant doubly fed induction generator wind turbine using a parallel grid side rectifier and series grid side converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1126–1135, 2008.
- [47] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, J. Rodriguez, *et al.*, "Overview of multi-MW wind turbines and wind parks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, 2011.
- [48] M. Benbouzid, B. Beltran, Y. Amirat, G. Yao, J. Han, and H. Mangel, "Second-order sliding mode control for DFIG-based wind turbines fault ride-through capability enhancement," *ISA transactions*, vol. 53, no. 3, pp. 827–833, 2014.
- [49] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 130–135, 2006.
- [50] H. Geng, D. Xu, B. Wu, and G. Yang, "Active damping for PMSG-based WECS with DC-link current estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1110–1119, 2011.
- [51] S. Li, T. A. Haskew, R. P. Swatloski, and W. Gathings, "Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbines," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2325–2337, 2012.
- [52] H. Geng, G. Yang, D. Xu, and B. Wu, "Unified power control for PMSG-based WECS operating under different grid conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 822–830, 2011.
- [53] E. J. Bueno, S. Cobrecas, F. J. Rodríguez, A. Hernandez, and F. Espinosa, "Design of a back-to-back NPC converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator," *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 932–945, 2008.
- [54] D. Alexa, I. V. Pletea, A. Sirbu, and A. Lazar, "Wind energy conversion into electricity by means of the rectifier with near sinusoidal input current-1 converter," *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, no. 5, pp. 475–483, 2013.
- [55] J. Wang, D. Xu, B. Wu, and Z. Luo, "A low-cost rectifier topology for variable-speed high-power PMSG wind turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2192–2200, 2011.
- [56] V. Agarwal, R. K. Aggarwal, P. Patidar, and C. Patki, "A novel scheme for rapid tracking of maximum power point in wind energy generation systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, 2010.
- [57] J. Dai, D. Xu, and B. Wu, "A novel control scheme for current-source-converter-based PMSG wind energy conversion systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 963–972, 2009.
- [58] M. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, "A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 46, no. 1, pp. 331–339, 2010.

- [59] K. Tan and S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 392–399, 2004.
- [60] R. Ibrahim, M. Hamad, Y. Dessouky, and B. Williams, "A review on recent low voltage ride-through solutions for PMSG wind turbine," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*, pp. 265–270, IEEE, 2012.
- [61] A. Tenenge, D. Roye, S. Bacha, and J. Duval, "Low voltage ride-through capabilities of wind plant combining different turbine technologies," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, pp. 1–9, IEEE, 2009.
- [62] G. Joos, "Wind turbine generator low voltage ride through requirements and solutions," in *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pp. 1–7, IEEE, 2008.
- [63] K.-H. Kim, Y.-C. Jeung, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2376–2384, 2012.
- [64] R. Teodorescu, M. Liserre, *et al.*, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, vol. 29. John Wiley & Sons, 2011.
- [65] J. F. Conroy and R. Watson, "Frequency response capability of full converter wind turbine generators in comparison to conventional generation," *IEEE transactions on power systems*, vol. 23, no. 2, pp. 649–656, 2008.
- [66] S. Zhang, K.-J. Tseng, D. M. Vilathgamuwa, T. D. Nguyen, and X.-Y. Wang, "Design of a robust grid interface system for PMSG-based wind turbine generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 316–328, 2011.
- [67] T. P. of Wind Turbines and Models, "Wind turbines," 2014. accessed on May. 2014. [Online]. Available : <http://en.wind-turbine-models.com>.
- [68] . C. Offshore, "Offshore turbine database," 2014. accessed on May. 2014. [Online]. Available : <http://www.4coffshore.com>.
- [69] E. E. R. Energy), "Wind turbine market," 2010. 2010, Special Rep.
- [70] W. Turbines and W. F. Database), "Turbines list," 2010. accessed on Jul. 2013. [Online]. Available : <http://www.thewindpower.net>.
- [71] K. Malekian, A. Shirvani, U. Schmidt, and W. Schufft, "Detailed modeling of wind power plants incorporating variable-speed synchronous generator," in *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2009.
- [72] A. Miller, E. Muljadi, and D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 2, pp. 181–186, 1997.
- [73] R. Cardenas and R. Pena, "Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 196–205, 2004.

- [74] X. Zeng, Z. Chen, and F. Blaabjerg, "Design and comparison of full-size converters for large variable-speed wind turbines," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1–10, IEEE, 2007.
- [75] J. Chivite-Zabalza, C. Gironés, A. Cárcar, I. Larrazabal, E. Olea, and M. Zabaleta, "Comparison of power conversion topologies for a multi-megawatt off-shore wind turbine, based on commercial power electronic building blocks," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 5242–5247, IEEE, 2013.
- [76] D. Schreiber, "New power semiconductor technology for renewable energy sources application," *Sevilla, Spain, May, 2005*.
- [77] Z. Xu, R. Li, H. Zhu, D. Xu, and C. Zhang, "Control of parallel multiple converters for direct-drive permanent-magnet wind power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1259–1270, 2012.
- [78] D. M. Vilathgamuwa and S. Jayasinghe, "Rectifier systems for variable speed wind generation—a review," in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, pp. 1058–1065, IEEE, 2012.
- [79] A. Di Gerlando, G. Foglia, M. F. Iacchetti, and R. Perini, "Analysis and test of diode rectifier solutions in grid-connected wind energy conversion systems employing modular permanent-magnet synchronous generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2135–2146, 2012.
- [80] Y. Xia, J. Fletcher, S. Finney, K. Ahmed, and B. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET renewable power generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, 2011.
- [81] Y. Xia, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Different torque ripple reduction methods for wind energy conversion systems using diode rectifier and boost converter," in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 729–734, IEEE, 2011.
- [82] L. Greedy, "Review of electric drive-train topologies," 2007. review of Electric Drive-Train Topologies. Bristol, U.K. : Garrad Hassan and Partners, May 2007, 11593/BR/01. [Online]. Available : <http://www.upwind.eu>.
- [83] A. Mikhail, "Distributed generation drivetrain for high torque wind turbine applications," 2011. Cedar Rapids, IA, USA : Clipper Windpower Technology Inc., Dec. 2011, CEC-500-2011-002. [Online]. Available : <http://www.energy.ca.gov>.
- [84] K. Ohyama, S. Arinaga, and Y. Yamashita, "Modeling and simulation of variable speed wind generator system using boost converter of permanent magnet synchronous generator," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1–9, IEEE, 2007.
- [85] R. Sharma, T. W. Rasmussen, and B. B. Jensen, "Application of a synchronous generator with a boost converter in wind turbines : an experimental overview," *IET Renewable Power Generation*, vol. 6, no. 6, pp. 414–423, 2012.

- [86] W. Shi, H. Liang, and J. Jiang, "Analysis and implementation of instantaneous current control for multiple boost converter in WECS," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pp. 1490–1495, IEEE, 2008.
- [87] L. Belhadji, *Optimisation du contrôle commande d'un système hydraulique réversible à vitesse variable*. PhD thesis, Grenoble, 2013.
- [88] I. Munteanu, A. I. Bratcu, N.-A. Cutululis, and E. Ceanga, *Optimal control of wind energy systems : towards a global approach*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [89] C. Nichita, D. Luca, B. Dakyo, and E. Ceanga, "Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 523–529, 2002.
- [90] H. Camblong, *Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable*. PhD thesis, Paris, ENSAM, 2003.
- [91] D. Aouzellag, K. Ghedamsi, and E. Berkouk, "Network power flux control of a wind generator," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 3, pp. 615–622, 2009.
- [92] D. Ikni, *Production d'énergie marine : intégration de la production éolienne offshore dans un bouquet énergétique décentralisé*. PhD thesis, Le Havre, 2014.
- [93] M. Lopez, *Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée*. PhD thesis, Université Paris Sud-Paris XI, 2008.
- [94] 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.
- [95] I. Vechiu, *Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome*. PhD thesis, Université du Havre, 2005.
- [96] J. Lesenne, F. Notelet, and G. Segulier, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*. Technique et documentation, 1981.
- [97] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, vol. 75. John Wiley & Sons, 2013.
- [98] S. Lasquelles, *ELABORATION D'UN MODELE DE MACHINE SYNCHRONE SATUREE COMPATIBLE AVEC LA SIMULATION DE L'ENSEMBLE «CONVERTISSEUR-MACHINE-COMMANDE»*. PhD thesis, 1998.
- [99] H. Radjeai, R. Abdessamed, S. Thani, and E. Mouni, "A method to improve the synchronous machines equivalent circuits," in *EUROCON, 2007. The International Conference on \mathcal{E} # 34 ; Computer as a Tool \mathcal{E} # 34 ;*, pp. 2367–2372, IEEE, 2007.
- [100] K. Shima, K. Ide, and M. Takahashi, "Analysis of leakage flux distributions in a salient-pole synchronous machine using finite elements," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 63–70, 2003.
- [101] M. Yin, G. Li, M. Zhou, and C. Zhao, "Modeling of the wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration," in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*, pp. 1–6, IEEE, 2007.

- [102] R. Abdessemed and M. Kadjoudj, “Modélisation des machines électriques,” *Presse de l’Université de Batna*, 1997.
- [103] C. Gombert, “Simulation temps-réel des dispositifs d’électronique de puissance dédiés aux réseaux d’énergie électrique,” *INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, Grenoble, France*, 2005.
- [104] . Canudas, “Modélisation contrôle vectoriel et DTC,” *Edition HARMES Science Europe, Ltd*, 2000.
- [105] S. L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux,” 2002.
- [106] V. R. Stefanovic and S. N. Vukosavic, “Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy,” in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, pp. 1025–1033, IEEE, 1992.
- [107] K. Ghedamsi, *Contribution à la modélisation et la commande d’un convertisseur direct de fréquence : Application à la conduite de la machine asynchrone*. PhD thesis, Ecole nationale supérieure polytechnique, 2008.
- [108] M. B. Houari, *Contribution à l’étude et la commande d’une éolienne pour la production de l’énergie électrique*. PhD thesis, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d’Oran, 2013.
- [109] S. El Aimani, *Modélisation des différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2004.
- [110] B. Azzedine, *Contribution a la commande de la génératrice asynchrone par compensation de l’énergie reactive*. PhD thesis, Université de Batna 2.
- [111] A. Gaillard, *Système éolien basé sur une MADA : contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service*. PhD thesis, Nancy 1, 2010.
- [112] L. Peng, *Reconfiguration du dispositif de commande d’une éolienne en cas de creux de tension*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [113] S. Chekkal, N. A. Lahaçani, D. Aouzellag, and K. Ghedamsi, “Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 59, pp. 166–175, 2014.
- [114] S. Abdeddaim and A. Betka, “Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 49, pp. 234–242, 2013.
- [115] S. Li, T. A. Haskew, and L. Xu, “Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 3, pp. 328–338, 2010.
- [116] A. Mirecki, “Étude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance,” 2005.
- [117] B. N. Mobarakeh, “Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification des paramètres,” *These de Doctorat de Institut National Polytechnique de Lorraine*, vol. 65, 2001.
- [118] A. Rostami and B. Asaei, “A novel method for estimating the initial rotor position of PM motors without the position sensor,” *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 8, pp. 1879–1883, 2009.

- [119] 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.
- [120] F. Poitiers, *Etude et commande de generatrices asynchrones pour l'utilisation de l'energie eolienne-machine asynchrone à cage autonome-machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau*. PhD thesis, Université de Nantes, 2003.
- [121] S. Bouallègue, J. Haggège, and M. Benrejeb, *A new method for tuning PID-type fuzzy controllers using particle swarm optimization*. INTECH Open Access Publisher, 2012.
- [122] J. Kennedy, J. F. Kennedy, R. C. Eberhart, and Y. Shi, *Swarm intelligence*. Morgan Kaufmann, 2001.
- [123] Y. Bekakra and D. B. Attous, "Optimal tuning of PI controller using PSO optimization for indirect power control for DFIG based wind turbine with mppt," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, vol. 5, no. 3, pp. 219–229, 2014.
- [124] M. Clerc and J. Kennedy, "The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space," *IEEE transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, no. 1, pp. 58–73, 2002.
- [125] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization," in *Evolutionary Computation, 2000. Proceedings of the 2000 Congress on*, vol. 1, pp. 84–88, IEEE, 2000.
- [126] K. Tahir, C. Belfedal, T. Allaoui, and M. Doumi, "Optimal tuning of RST controller using PSO optimization for synchronous generator based wind turbine," *Journal of electrical engineering*, vol. 16, no. 43, pp. 1–13, 2016.
- [127] D. Arzelier and D. Peaucelle, "Systèmes et asservissement non linéaires," *Notes de Cours, Version*, vol. 4.
- [128] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*. PPUR presses polytechniques, 1986.
- [129] A. Nemmour, " ?contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation ?, " *mémoire de magister, université de Batna, Algérie*, 2002.
- [130] A. Dendouga, *?Commande par mode glissant de la machine à double alimentation alimentée par un onduleur de tension ?* PhD thesis, Thèse de Magister, Université de Batna, 2004.
- [131] I. U. Vadim, "Survey paper variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.
- [132] F. Hamoudi, A. Chaghi, M. Adli, and H. Amimeur, "A sliding mode control for four-wire shunt active filter," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 62, no. 5, pp. 267–273, 2011.
- [133] J.-J. E. Slotine, W. Li, *et al.*, *Applied nonlinear control*, vol. 199. prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [134] M. Benkhoris and A. Gayed, "Discrete sliding control technique of dc motor drive," in *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429)*, pp. 81–86, IET, 1996.

- [135] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, and M. Kamli, "Design of fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control," *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 1, no. 2, pp. 1016–1027, 2004.
- [136] S.-J. Huang and H.-Y. Chen, "Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control," *Mechatronics*, vol. 16, no. 10, pp. 607–622, 2006.
- [137] M. Kercha, "Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent," 2005.
- [138] M. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, and G. Capolino, "Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives," in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3, pp. 2281–2285, IEEE, 2006.
- [139] M. A. M. Karim Meroufel and A. Abdelber, "Input output linearization and sliding mode control of a permanent magnet synchronous machine fed by a three levels inverter," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 57, no. 4, pp. 205–210, 2006.
- [140] G. Singh and K. Hole, "Guaranteed performance in reaching mode of sliding mode controlled systems," *Sadhana*, vol. 29, no. 1, pp. 129–141, 2004.
- [141] C. P. Coleman and D. Godbole, "A comparison of robustness : fuzzy logic, PID, and sliding mode control," in *Fuzzy Systems, 1994. IEEE World Congress on Computational Intelligence., Proceedings of the Third IEEE Conference on*, pp. 1654–1659, IEEE, 1994.
- [142] C. Canudas de Wit, "Commande des moteurs asynchrones 2 : Optimisation, discrétisation et observateurs," *Hermès Science Publication, France*, 2000.
- [143] M. Abdelkader, *Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application aux machines synchrones et asynchrones*. PhD thesis, Université El Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès.
- [144] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information and control*, vol. 8, no. 3, pp. 338–353, 1965.
- [145] A. Abraham, "Neuro fuzzy systems : State-of-the-art modeling techniques," in *International Work-Conference on Artificial Neural Networks*, pp. 269–276, Springer, 2001.
- [146] G. Klir and B. Yuan, *Fuzzy sets and fuzzy logic*, vol. 4. Prentice hall New Jersey, 1995.
- [147] S. V. Kartalopoulos and S. V. Kartakopoulos, *Understanding neural networks and fuzzy logic : basic concepts and applications*. Wiley-IEEE Press, 1997.
- [148] S. Rajasekaran and G. V. Pai, *Neural networks, fuzzy logic and genetic algorithm : synthesis and applications (with cd)*. PHI Learning Pvt. Ltd., 2003.
- [149] L.-X. Wang, *Adaptive fuzzy systems and control : design and stability analysis*. Prentice-Hall, Inc., 1994.
- [150] E. H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *International journal of man-machine studies*, vol. 7, no. 1, pp. 1–13, 1975.
- [151] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, no. 1, pp. 116–132, 1985.
- [152] M. C. Dobritoiu, *Stabilisateur de réseaux électriques à base de logique floue*. 2004.

- [153] R. K. Gupta, B. Pant, P. Sinha, R. Mehta, and V. Agarwala, "Study on ductility of ti aluminides using mamdani fuzzy inference system," in *Proceedings of the International Conference on Soft Computing for Problem Solving (SocProS 2011) December 20-22, 2011*, pp. 11–22, Springer, 2012.
- [154] M. T. Cao, *Commande numérique de machines asynchrones par logique floue*. Université Laval, 1997.
- [155] L. Kouider, *Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un actionnaire électrique*. PhD thesis, Université M'hamed Bougara de Boumerdès, 2013.
- [156] Y. Li, K. H. Ang, and G. C. Chong, "Patents, software, and hardware for PID control : an overview and analysis of the current art," *IEEE Control Systems*, vol. 26, no. 1, pp. 42–54, 2006.
- [157] 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," *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 7, no. 4, p. 043113, 2015.
- [158] E. Netz, "Grid code ; high and extra high voltage," *E. ON Netz GmbH, Bayreuth*, 2006.
- [159] A. Teninge, D. Roye, and S. Bacha, "Reactive power control for variable speed wind turbines to low voltage ride through grid code compliance," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–6, IEEE, 2010.
- [160] P. Bornard and M. Pavard, "Réseaux d'interconnexion et de transport : réglage et fonctionnement," *Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie électrique D*, vol. 4090, 1993.
- [161] D. Ould Abdeslam, *Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension*. PhD thesis, Mulhouse, 2005.
- [162] R. Melicio, V. Mendes, and J. Catalao, "Harmonic assessment of variable-speed wind turbines considering a converter control malfunction," *IET Renewable Power Generation*, vol. 4, no. 2, pp. 139–152, 2010.
- [163] R. Bansal *et al.*, "Three-phase self-excited induction generators : an overview," 2005.
- [164] B. Robyns, A. Davigny, C. Saudemont, A. Ansel, V. Courtecuisse, B. François, S. Plumel, and J. Deuse, "Impact de l'éolien sur le réseau de transport et la qualité de l'énergie," *J3eA*, vol. 5, 2006.
- [165] P. Ledesma, "Análisis dinámico de sistemas eléctricos con generación eólica," *Departamento de Ingeniería Eléctrica. Universidad Carlos III de Madrid*, 2001.
- [166] S. Dong, H. Li, and Y. Wang, "Low voltage ride through capability enhancement of PMSG-based wind turbine," in *Sustainable Power Generation and Supply (SUPERGEN 2012), International Conference on*, pp. 1–5, IET, 2012.
- [167] T. Regulation, "3.2. 6 : Wind turbines connected to grids with voltages below 100 kv," *Technical regulations for the properties and the control of wind turbines*, 2004.
- [168] T. Regulation, "3.2. 5. wind turbines connected to grids with voltages above 100 kv," *Energinet. dk, web page : www. energinet. dk*, 2004.
- [169] X.-P. Yang, X.-F. Duan, F. Feng, and L.-L. Tian, "Low voltage ride-through of directly driven wind turbine with permanent magnet synchronous generator," in *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1–5, IEEE, 2009.

- [170] A. D. Hansen and G. Michalke, “Multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbines’ grid support capability in uninterrupted operation during grid faults,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 3, pp. 333–348, 2009.
- [171] F. Deng and Z. Chen, “Low-voltage ride-through of variable speed wind turbines with permanent magnet synchronous generator,” in *Industrial Electronics, 2009. IECON’09. 35th Annual Conference of IEEE*, pp. 621–626, IEEE, 2009.
- [172] S. Alepuz, A. Calle, S. Busquets-Monge, S. Kouro, and B. Wu, “Use of stored energy in PMSG rotor inertia for low-voltage ride-through in back-to-back NPC converter-based wind power systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 1787–1796, 2013.
- [173] A. Teninge, C. Jecu, D. Roye, S. Bacha, J. Duval, and R. Belhomme, “Contribution to frequency control through wind turbine inertial energy storage,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 3, pp. 358–370, 2009.