



Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription :

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité : Génie électrique

Option : Génie électrique

THEME

**Contribution à l'amélioration de la commande d'une
génératrice asynchrone à double alimentation dans une
chaîne de conversion d'énergie éolienne**

Présenté par

BEN SAADIA Labib

Soutenu le : / / 2025

Devant le jury composé de :

<u>Nom & prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
Mr. DJERIOU Salim	M.C.A	Université de M'Sila	Président
Mr. ROUABHI Riyadh	M.C.A	Université de M'Sila	Directeur de thèse
Mr. KHODJA Djalaleddine	Professeur	Université de M'Sila	Co-encadreur de thèse
Mr. TALHAOUI Hicham	Professeur	Université de BBA	Examinateur
Mr. SADOUNI Radhwane	M.C.A	Université de GHARDAIA	Examinateur
Mr. AKKA Ali	M.C.A	Ecole supérieur de BOUSSAADA	Examinateur

Année universitaire : 2024/ 2025

Remerciement

Nos remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant qui nous a donné la foi, le courage et la patience durant toutes ces années d'études et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

*Nous tenons à adresser nos vifs remerciements pour sa collaboration son soutien moral, à notre encadreur Mr: **Riyadh REOUABHI**, pour le temps qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse, pour ses grandes compétences scientifiques, pour ses conseils, ses remarques toujours constructives et ses remarquables qualités humaines.*

*Un remerciement spécial, à notre Professeur Co-encadreur **KHODJA Djaleddine**, pour nous avoir suivis durant la préparation de ce travail et pour son aide si précieuse, ces nombreux conseils et suggestions.*

Je présente mes vifs remerciements aux membres du jury de soutenance de cette thèse de doctorat, à savoir :

*Monsieur **DJERIOU Salim**, Maitre de conférences -A- à Université de M'sila, d'avoir accepté de présider le jury de soutenance.*

*Monsieur **TALHAOUI Hicham**, Professeur à l'Université de BAA d'avoir accepté d'évaluer ce travail.*

*Monsieur **SADOUNI Radhwane**, Maitre de conférences -A- à l'Université de GHARDAIA d'avoir accepté d'évaluer ce travail.*

*Monsieur **AKKA Ali**, Maitre de conférences -A- à l'école supérieure de BOUSSAADA d'avoir accepté d'évaluer ce travail.*

Dédicace

Je dédie ce modeste travail,

A la mémoire de Mon père, symbole de Sacrifice,

Sans lui je ne serais pas ce que je suis

Aujourd'hui.

Ma mère, qui ne cesse de m'encourager

A ma femme

A ma petite ROUMAÏSSA,

A mes frères,

A ma sœur

Et à mes proches

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.

Labib

Sommaire	I
Liste des figures	II
Liste des tableaux	III
Liste des symboles et abréviations	IV
Introduction générale	V

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE ET LEURS COMMANDES

I.1	Introduction	4
I.2	Généralités sur les systèmes de conversion d'énergie éolienne	4
I.2.1	Généralités sur l'énergie éolienne	4
I.2.1.1	Statistique de l'énergie éolienne sur le plan recherche scientifique	4
I.2.1.2	Statistique de l'énergie éolienne sur le plan économique	6
I.2.2	Généralités sur la MADA utilisé	12
I.2.2.1	Description de fonctionnement de la MADA	12
I.2.2.2	Différentes configurations de la MADA	13
I.3	Généralités sur les commandes des SCEE	15
I.3.1	Commande à flux statorique orienté	16
I.3.1.1	Le principe de la commande FSO	16
I.3.1.2	Les différentes techniques de la commande à flux statorique orienté	16
I.3.2	Commande par la logique floue type 1(LFT1)	16
I.3.2.1	Notions fondamentales de la LFT1	17
I.3.2.2	La structure d'un contrôleur floue type 1	17
I.3.3	Commande par la LFT1 adaptative	18
I.3.3.1	Commande adaptative floue directe (auto-ajustable)	18
I.3.3.2	Commande adaptative floue indirecte basée sur le modèle de référence	18
I.3.4	Commande par la logique floue type 2 (LFT2)	18
I.3.4.1	Notions fondamentales de la LFT2	18
I.3.4.2	La structure d'un contrôleur flou type 2	19
I.3.5	Commande par mode glissant	20
I.3.5.1	Le principe de la commande par mode glissant	20
I.3.5.2	Conception de l'algorithme de commande par mode glissant	21
I.3.6	Commande hybride glissant floue type 1	21
I.3.6.1	L'objectif de la commande hybride glissant floue type 1	21
I.3.6.2	Le principe de la commande hybride glissant floue type 1	21
I.3.7	Commande hybride glissant floue type 2	22
I.3.7.1	L'objectif de la commande hybride glissant floue type 2	22
I.3.7.2	Le principe de la commande hybride glissant floue type 2	22
I.4	Conclusion	22

CHAPITRE II : MODELISATION SUR LE SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE

II.1	Introduction	23
II.2	Modélisation de la MADA	23
II.2.1	Hypothèses simplificatrices	23
II.2.2	Equations mathématiques de la MADA (système a,b,c)	24
II.2.3	Transformation de Park	25
II.2.4	Equations mathématiques de la MADA (système d,q)	26
II.2.5	Choix référentiel	27
II.2.6	Représentation d'état du model de notre machine	27
II.3	Modélisation et commande du convertisseur côté machine	27
II.3.1	Modélisation du convertisseur côté machine	28
II.3.2	Commande MLI	28
II.4	Modélisation et commande du convertisseur côté réseau	28
II.4.1	Modélisation du convertisseur côté réseau	29
II.4.2	Commande VOC	30
II.4.3	Résultats de simulation	32
II.4.4	Interprétation ces résultats	32
II.5	Modélisation de la turbine et de sa commande	32
II.5.1	Modélisation de la turbine	32
II.5.2	Commande de la turbine pendant les faibles et fortes vitesses du vent	34
II.5.2.1	Commande de la turbine pendant les faibles vitesses du vent	34
II.5.2.2	Commande de la turbine pendant les fortes vitesses du vent	35
II.5.3	Résultats de simulation	36
II.5.4	Interprétation ces résultats	37
II.6	Conclusion	37

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPEES

III.1	Introduction	39
III.2	Mise en œuvre de la commande à flux statorique orienté	39
III.2.1	Modèle de la MADA réduite	39
III.2.2	Synthèse de la loi de commande	40
III.2.3	Résultats de simulation	42
III.2.4	Interprétation ces résultats	42
III.3	Mise en œuvre de la commande LFT1	42
III.3.1	Architecture d'un régulateur LFT1 utilisé	43
III.3.2	Résultats de simulation	45
III.3.3	Interprétation ces résultats	45
III.4	Mise en œuvre de la commande LFT1 adaptative	45
III.4.1	Architecture du mécanisme d'ajustement utilisé	46
III.4.2	Résultats de simulation	47
III.4.3	Interprétation ces résultats	48
III.5	Mise en œuvre de la commande LFT 2	48

III.5.1	Architecture d'un régulateur LFT2 utilisé	48
III.5.1.1	Les fonctions d'appartenances	48
III.5.1.2	La table des règles de décision	49
III.5.2	Résultats de simulation	50
III.5.3	Interprétation ces résultats	50
III.6	Mise en œuvre de la commande par mode glissant	50
III.6.1	Modèle de la MADA utilisé	51
III.6.2	Synthèse de la loi de commande	51
III.6.3	Résultats de simulation	54
III.6.4	Interprétation ces résultats	55
III.7	Mise en œuvre de la commande hybride glissant floue type 1	55
III.7.1	Réduction de l'effet de réticence par les correcteurs LFT1	55
III.7.2	Résultats de simulation	56
III.7.3	Interprétation ces résultats	57
III.8	Mise en œuvre de la commande hybride glissant floue type 2	57
III.8.1	Réduction de l'effet de réticence par les correcteurs LFT2	57
III.8.2	Résultats de simulation	58
III.8.3	Interpretation ces résultats	58
III.9	Conclusion	58

CHAPITRE IV :ANALYSE COMPARATIVE ENTRE LES COMMANDES DEVELOPPEES

IV.1	Introduction	59
IV.2	Comparison qualitative	59
IV.2.1	Comparaison qualitative pour une vitesse constante (sans turbine)	59
IV.2.1.1	Résultats de simulation	59
IV.2.1.2	Interprétation ces résultats	61
IV.2.2	Comparaison qualitative pour une vitesse variable (avec turbine)	61
IV.2.2.1	Résultats de simulation	62
IV.2.2.2	Interpretation ces résultats	62
IV.3	Comparison quantitative	62
IV.3.1	Comparaisons quantitatives statiques et énergétiques	62
IV.3.1.1	Résultats de simulation	63
IV.3.1.2	Interprétation ces résultats	63
IV.3.2	Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps	63
IV.3.2.1	Résultats de simulation	64
IV.3.2.2	Interprétation ces résultats	64
IV.4	Comparison robustesse	64
IV.4.1	Modèle matriciel utilisé pour le test de robustesse	65
IV.4.2	Résultats en termes de qualité (les courbes individuelles)	66
IV.4.3	Interprétation ces résultats	68
IV.4.4	Résultats en termes de qualité(les courbes regroupées)	69
IV.4.5	Interprétation ces résultats	69
IV.4.6	Résultats en termes de quantité (l'erreur en chiffre)	70
IV.4.7	Interprétation ces résultats	70
IV.5	Conclusion	70

Conclusion générale	72
Bibliographie	74
Annexe	79
Liste des publications et conférences	80
Résumé	81

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SCEE ET LEURS COMMANDES

Figure I-1	diagramme illustre le nombre de publications sur l'énergie éolienne dans la base IEEE	5
Figure I-2	diagramme illustre le nombre de publications sur l'énergie éolienne dans la base SCIENCE DIRECT	5
Figure I-3	diagramme illustre le nombre de publications sur l'énergie éolienne dans la base Springer nature	6
Figure I-4	L'évolution mondiale de la production de l'énergie éolienne jusqu'à l'année 2023	6
Figure I-5	L'évolution annuelle de la production de l'énergie éolienne mondiale	7
Figure I-6	Représentation de l'installation de l'énergie éolienne en Amérique dans l'année 2023	8
Figure I-7	Représentation de l'installation de l'énergie éolienne en Afrique et au Moyen-Orient année 2023	9
Figure I-8	Représentation de l'installation de l'énergie éolienne en Asie année 2023	10
Figure I-9	Représentation de l'installation de l'énergie éolienne en Europe dans année 2023	11
Figure I-10	Représentation de l'énergie éolienne dans les 10 pays les plus dominants de l'année 2023	12
Figure I-11	Structure de la MADA	13
Figure I-12	Mode hyposynchrone (moteur)	13
Figure I-13	Mode hypersynchrone (moteur)	14
Figure I-14	Mode hyposynchrone (génératrice).	14
Figure I-15	Mode hypersynchrone (génératrice)	15
Figure I-16	Schéma descriptif d'un régulateur LFT1	17
Figure I-17	La structure générale d'un régulateur LFT2	19

CHAPITRE II : MODELISATION DE NOTRE SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE

Figure II-1	Schéma électrique de la MADA	24
Figure II-2	Structure du convertisseur côté machine	28
Figure II-3	Structure du convertisseur côté réseau	29
Figure II-4	Schéma bloc de convertisseur côté réseau	30
Figure II-5	Schéma bloc de la commande VOC du convertisseur côté réseau	31

Figure II-6	Tension du bus continu, courant et tension de ligne	32
Figure II-7	Les courbes de coefficient de puissance en fonction la variation de la vitesse spécifique et de l'angle d'orientation des pales	33
Figure II-8	Profil du vent appliqué à la turbine	36
Figure II-9	Schémas bloc du modèle de la turbine et de ses commandes pour des vitesses de vent faibles et élevées. (MPPT et Pitch Control)	37
Figure II-10	Vitesse mécanique et puissance mécanique produite	37
Figure II-11	Coefficient de puissance et vitesse spécifique	37

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPES

Figure III-1	Schéma de la structure de la commande FSO	41
Figure III-2	Les puissances active et réactive produites (FSO)	42
Figure III-3	Architecture du régulateur LFT1	43
Figure III-4	Les fonctions d'appartenance utilisées	44
Figure III-5	Schéma de la structure de commande par la LFT1	44
Figure III-6	Les puissances active et réactive produites (LFT1)	45
Figure III-7	Architecture du régulateur LFT1 adaptative	46
Figure III-8	Les fonctions d'appartenances utilisées	46
Figure III-9	Schéma de la structure de commande par la LFT1 adaptative	47
Figure III-10	Les puissances active et réactive produites (LFT1 adaptative)	47
Figure III-11	Architecture du régulateur LFT2	48
Figure III-12	Les fonctions d'appartenance utilisées	49
Figure III-13	Schéma de la structure de commande par la LFT2	49
Figure III-14	Les puissances active et réactive produites (LFT2)	50
Figure III-15	Schéma de la structure de commande par mode glissant	54
Figure III-16	Les puissances active et réactive produites (mode glissant)	54
Figure III-17	Schéma de la structure de commande hybride glissant flou type 1	56
Figure III-18	Les puissances active et réactive produites (hybride glissant flou type 1)	56
Figure III-19	Schéma de la structure de commande hybride glissant flou type 2	57
Figure III-20	Les puissances active et réactive produites (hybride glissant flou type 2)	58

CHAPITRE IV : ANALYSE COMPARATIVE ENTRE LES COMMANDES DEVELOPPEES

Figure IV-1	La puissance active produite (vitesse fixe)	60
Figure IV-2	La puissance réactive produite (vitesse fixe)	61
Figure IV-3	Les puissances active et réactive (vitesse variable)	62
Figure IV-4	La puissance active produite (changement paramétrique)	67
Figure IV-5	La puissance réactive produite (changement paramétrique)	68
Figure IV-6	Puissance statorique active et réactive pour les sept commandes	69

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE ET LEURS COMMANDES

Tableau I-1	Installation de l'énergie éolienne en Amérique dans l'année 2023	7
Tableau I-2	Installation de l'énergie éolienne en Afrique et au Moyen-Orient dans l'année 2023	8
Tableau I-3	Installation de l'énergie éolienne en Asie dans l'année 2023	9
Tableau I-4	Installation de l'énergie éolienne en Europe dans l'année 2023	10
Tableau I-5	Installation de l'énergie éolienne dans les 10 pays les plus dominants de l'année 2023	11

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPEES

Tableau III-1	Tableau des règles de décision pour le régulateur LFT1	44
Tableau III-2	Tableau des règles de mécanisme d'ajustement régulateur LFT1	47
Tableau III-3	Tableau des règles de décision pour le régulateur LFT2	49

CHAPITRE IV : ANALYSE COMPARATIVE ENTRE LES COMMANDES DEVELOPPEES

Tableau IV-1	Comparaison quantitative statique et énergétique entre les commandes développées	63
Tableau IV-2	Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps entre les commandes développées	64
Tableau IV-3	Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps entre les commandes développées.	70

liste des symboles et abréviation

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
SCEE	Système de conversion d'énergie éolienne
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
DFIG	Double fed induction generator
MAS	Machine asynchrone
VOC	Vector oriented control
FSO	Flux statorique orienté
IEEE	institute of electrical and electronic engineering
GWEC	Global wind energy congery
f_s, f_r, f_e	Sont respectivement les fréquences du stator, rotor, et de porteuse
a, b, c	Référentiel a, b, c
d, q	Référentiel d,q
R_s, R_r, L_s, L_r	Sont respectivement les résistances et les inductances statorique et rotorique
M_s, M_r, M	Sont respectivement les Inductance mutuelle entre les enroulements du stator et les enroulements du rotor, et l'inductance mutuelle
M_{max}	l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique
L_s, L_r	Sont respectivement les Inductance proper du stator et les enroulements du rotor
$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$	Sont respectivement les tensions statorique et rotorique dans le repéré dq
$I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$	Sont respectivement les courants statorique et rotorique dans le repéré dq
V_s, V_r, I_s, I_r	Sont respectivement les tensions et les courants simple statorique et rotorique
P_s, Q_s, P_r, Q_r	Sont respectivement les puissances actives et réactives statorique et rotorique
φ_s, φ_r	Sont respectivement le flux de stator et du rotor
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Sont respectivement les flux statorique et rotorique dans le repéré dq
$\omega_s, \omega_r, \omega_m$	Sont respectivement les pulsations statorique, rotorique, et mécanique
$\theta_s, \theta_r, \theta$	Sont respectivement les angles électriques statorique, rotorique, et l'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park
min, max	Les valeurs minimum et maximum
M_{sr}, M_{rs}	Sont respectivement les inductances mutuelles (stator-rotor) et (rotor-stator)
C_{em}, C_r	Sont respectivement les couples électromécanique et résistant
f_r	le coefficient de frottement visqueux de la MADA
$\Omega_T, \Omega_g, \Omega$	Sont respectivement les vitesses de la turbine, la vitesse du générateur, la vitesse de MADA
J	Moment d'inertie la partie tournante
$P(\theta)$	Transformation de Park

liste des symboles et abréviation

f	le coefficient de frottement visqueux de la turbine.
m	Indice de modulation
f_p, f_r	Sont respectivement les fréquences de porteuse et de référence
V_{ref}, U_p	Sont respectivement l'amplitude de la tension de référence et l'amplitude de la porteuse
r	Le taux de modulation
U_c	La tension d'entrée du redresseur (V)
P	Nombre de pair de pole de la MADA
G	Rapport du multiplicateur
T_r, T_s	Constantes de temps rotorique et statorique
σ	Coefficient de dispersion
p	Operateur de LAPLACE
$MPPT$	Maximum Power Point Tracking
PI	Proportionnel – Intégrale.
k_p	Gain de l'action proportionnel du régulateur PI
k_i	Gain de l'action intégrale du régulateur PI
s	Surface de glissement
g	Glissement
Pres	Puissance de réseau
c	Le condensateur du bus continu
I_c	Le courant dans le condensateur du bus continu
V	Vitesse du vent
ρ	Masse volumique de l'air
R_T	Rayon de pale
E	Energie cinétique

liste des symboles et abréviation

Ωt	Vitesse mécanique de la turbine
λ	Vitesse relative ou Ratio de vitesse
λ_{opt}	Vitesse relative optimale
C_p	Coefficient de puissance
β	Angle de calage des pales
G	Gain du multiplicateur
J	Le moment d'inertie de la turbine
V_m	La vitesse maximale du vent
α	Angle d'incidence des pales
P_n	La puissance nominale de l'éolienne
P_e	La puissance d'entrée
ρ	Masse volumique du vent

***INTRODUCTION
GÉNÉRALE***

La demande mondiale considérable d'énergie électrique, la réduction des réserves mondiales d'hydrocarbures et leurs émissions de dioxyde de carbone lors de leur combustion d'un côté, et le risque lié aux centrales nucléaires de l'autre côté, sont des défis concrets qui ont incité de nombreux pays à exploiter d'autres ressources d'énergies renouvelables et plus protégées de l'écosystème. Ces sources de substitution sont naturellement les énergies renouvelables [1-3].

Le recours à ces énergies renouvelables connaît une expansion significative, avec notamment l'hydroélectricité, l'énergie solaire thermique, l'énergie photovoltaïque, l'énergie éolienne, la bioénergie et l'énergie géothermique. L'énergie éolienne joue un rôle très important dans les ressources renouvelables des énergies, ayant connu la plus forte expansion lors de la dernière décennie, en raison des bénéfices qu'elle procure en matière de développement durable. Cela a également été facilité par le fait que la plupart des pays sont des pays venteux, que les capacités de production de cette énergie ont connu un important développement technologique et que les gouvernements soutiennent sa production [4-7].

Actuellement, la machine la plus part installée et répandue dans les parcs éoliens à vitesse variable est la machine asynchrone à double alimentation (MADA) grâce aux avantages qu'elle apporte [2, 7, 9]. Le principal avantage de ce modèle de générateur réside dans sa capacité à produire de l'énergie électrique à des vitesses variables, ce qui favorise une exploitation optimale des ressources éoliennes dans des conditions de vent variées. Cependant, la commande de la MADA pose problème en raison de l'important couplage des puissances à commander. L'éolienne à vitesse variable, qui utilise une MADA, permet d'accroître l'efficacité énergétique et de perfectionner la qualité de l'énergie produite comparativement aux éoliennes à vitesse constante [8-10].

Le développement des logiciels intelligents et des matériels à haute fréquence est un facteur crucial qui a facilité l'intégration de nouvelles techniques de commande non linéaires et robustes pour réguler l'énergie générée par notre SCEE à la valeur désirée. Ces techniques sont devenues des thèmes de recherche essentiels [11-13].

La qualité de production d'énergie éolienne et le rendement de transfert du SCEE utilisé pour produire cette énergie sont des défis qui poussent les chercheurs à développer des techniques de commande avancées afin de résoudre ces deux problèmes.

L'objectif de ce document vise à étudier le SCEE et l'amélioration de ses performances grâce à l'application de techniques de commande adaptées qui seront capables d'assurer un contrôle précis, continu et rapide de l'énergie produite par ce système, tout en garantissant de la stabilité et la fiabilité. Ces techniques développées permettront également de s'adapter aux influences internes et externes qui pourraient être appliquées à notre système à tout moment, garantissant ainsi des performances et une optimisation de la qualité produite. Pour parvenir à notre objectif principal, divers sous-objectifs ont été établis :

- ❖ Nous procéderons à la modélisation de la partie mécanique de notre SCEE, qui englobe la turbine éolienne ainsi que ses systèmes de contrôle visant à optimiser la capture de puissance tout en limitant celle-ci, que ce soit à faible ou à forte vitesse du vent.
- ❖ Nous allons également modéliser la partie électromécanique de notre SCEE, à savoir la MADA dans le référentiel 'dq', ainsi que le convertisseur triphasé côté machine. Cela facilitera l'exécution des commandes visant à contrôler les puissances produites par le stator.
- ❖ Nous modéliserons également le convertisseur côté réseau et sa commande afin de remédier aux problèmes harmoniques, d'améliorer le facteur de puissance et de réguler la tension afin qu'elle soit stable et variable.
- ❖ Nous commencerons par présenter la partie théorique des commandes proposées et leur application sur notre SCEE pour contrôler l'énergie produite à la valeur souhaitée.
- ❖ L'objectif final de cette recherche est d'établir une comparaison exhaustive des diverses techniques de contrôle pour évaluer leurs performances globales.

Cette thèse, structurée en quatre chapitres, est articulée selon la méthode suivante :

Au cours du premier chapitre, on va avoir une présentation. Des concepts généraux associés aux systèmes éoliens (leur statistique scientifique et économique). Ensuite, un rappel théorique sur la MADA utilisée sera donné (structure, modes de fonctionnement). Enfin, un aspect théorique sur les différents types de commande utilisés pour contrôler notre système éolien sera présenté et examiné.

Le deuxième chapitre portera sur la modélisation de chaque élément contusif de SCEE individuellement à vitesse variable. Nous commencerons par modéliser une MADA dans le référentiel 'dq', ainsi que le convertisseur triphasé côté machine. Cela facilitera l'exécution des commandes visant à contrôler les puissances produites par le stator. Nous présenterons ensuite une modélisation du convertisseur triphasé côté réseau et de sa commande, afin de remédier aux problèmes harmoniques, d'améliorer le facteur de puissance et de réguler la tension, et de convertir à une tension stable et variable. Enfin, nous exposerons le modèle de la turbine ainsi que ses systèmes de contrôle, visant à optimiser la capture de puissance tout en la limitant, que ce soit à faible ou à forte vitesse du vent, afin d'assurer l'optimisation de rendement de production.

Au cours du troisième chapitre, nous exposerons la mise en œuvre de nos commandes non linéaires à notre SCEE. Ces commandes ont été théorisées dans le premier chapitre afin de contrôler et d'améliorer la qualité produite de l'énergie électrique. Afin de compenser l'impact des perturbations paramétriques et externes et d'améliorer l'efficacité de SCEE. Enfin, nous exposerons et discuterons les résultats de simulations numériques de ces différents types de commande appliqués.

Le dernier chapitre, le quatrième, examinera de manière comparative les diverses méthodes de contrôle élaborées dans le contexte de cette thèse, dans le but de démontrer la performance et la robustesse de chacune d'entre elles. Cette analyse se concentrera sur trois critères fondamentaux lors des différents régimes de fonctionnement.

La conclusion du travail sera suivie d'une synthèse générale, de recommandations et de pistes pour les futures recherches dans ce domaine.

CHAPITRE I :

***GENERALITES SUR LES SCEE ET LEURS
COMMANDES***

I.1 Introduction

L'évolution des moyens software et hardware permet de la mise en œuvre des nouvelles commandes non linéaires pour contrôler les SCEE, qui sont devenus des sujets de recherche primordiaux [14,15].

Dans ce chapitre, on se concentre principalement sur les concepts généraux associés aux systèmes éoliens, en fournissant un aperçu des statistiques de l'énergie éolienne sur les plans scientifique et commercial. Il met en évidence la littérature des différentes techniques de commande non linéaires qui seront développées et appliquées dans notre étude.

I.2 Généralités sur les systèmes de conversion d'énergie éolienne

L'évolution du système de conversion de l'énergie éolienne est liée à l'intérêt mondial pour cette énergie et aux recherches scientifiques sur les convertisseurs électromécaniques.

I.2.1 Généralités sur l'énergie éolienne

L'énergie éolienne a connu une croissance significative lors de la dernière décennie, en raison des nombreux avantages qu'elle offre. Il reste l'une des solutions les plus prometteuses des énergies renouvelables à développer après l'énergie solaire dans le monde pour la production de l'électricité dans les sites isolés. Cette source ne vise pas à se substituer aux sources d'énergie conventionnelles, mais plutôt à achever les sources d'énergie traditionnelles [16,17].

I.2.1.1 Statistique de l'énergie éolienne sur le plan recherche scientifique

L'intérêt croissant à l'échelle mondiale pour l'exploration de sources d'énergie alternatives aux sources conventionnelles a incité les scientifiques et les chercheurs à innover et à concevoir de nouvelles approches. Cela s'est traduit par la création et la publication de milliers de recherches et d'articles scientifiques dans ce domaine [18]. La figure (I.1) illustre l'étude menée dans ce domaine et publiée dans la base de données IEEE.

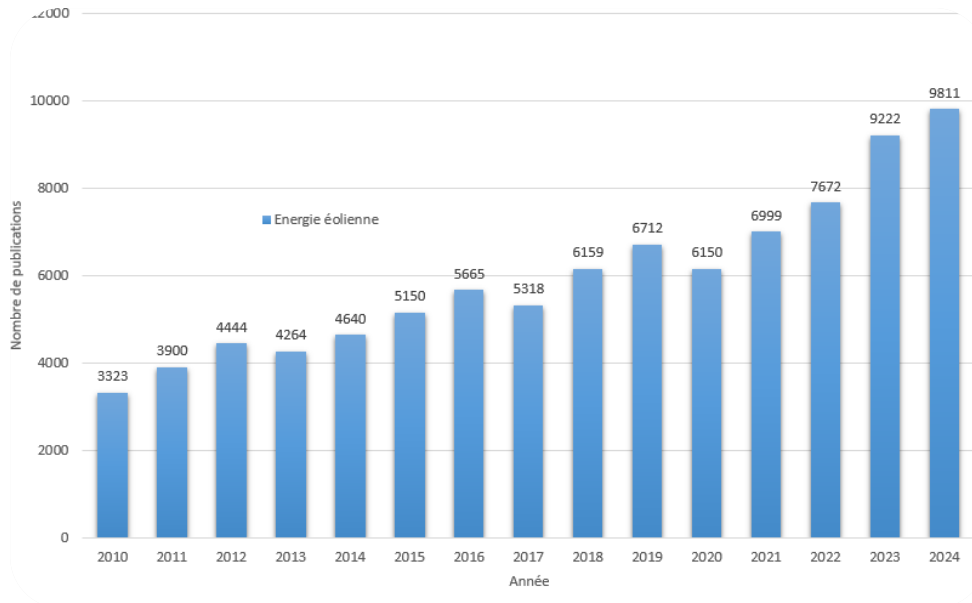


Figure I-1 : diagramme illustre le nombre de publications sur l'énergie éolienne dans la base **IEEE** [18].

La figure (I-2) montre les travaux pour le développement et l'amélioration de l'utilisation de l'énergie éolienne publiés dans la base **science direct**.

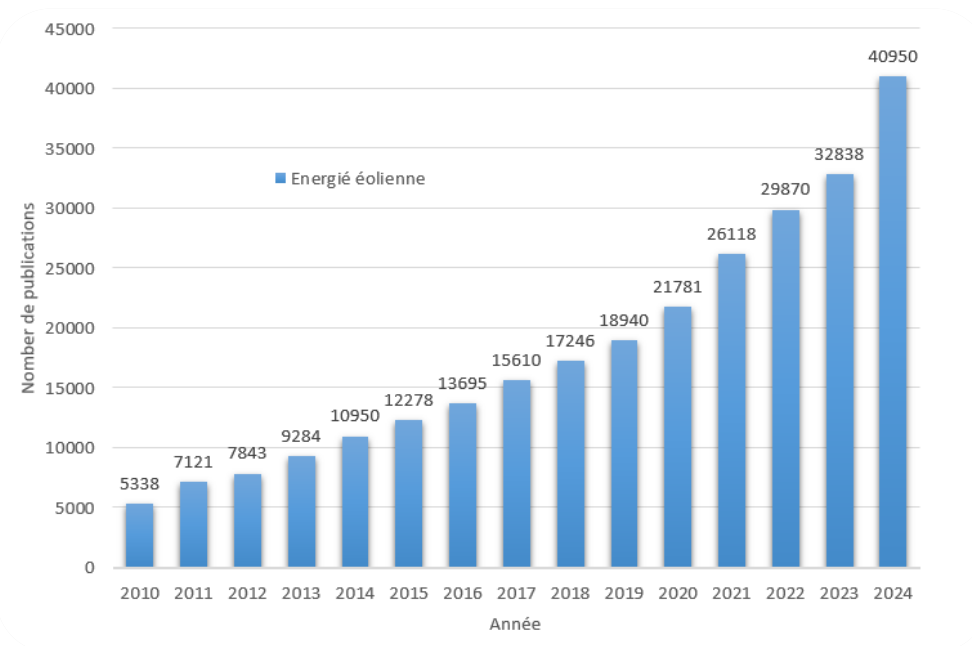


Figure I-2 : diagramme illustre le nombre de publications sur l'énergie éolienne dans la base **science direct** [19]

La figure (I-3) Exprime les recherches scientifiques qui ont faite sur les SCEE dans la base **Springer nature**.

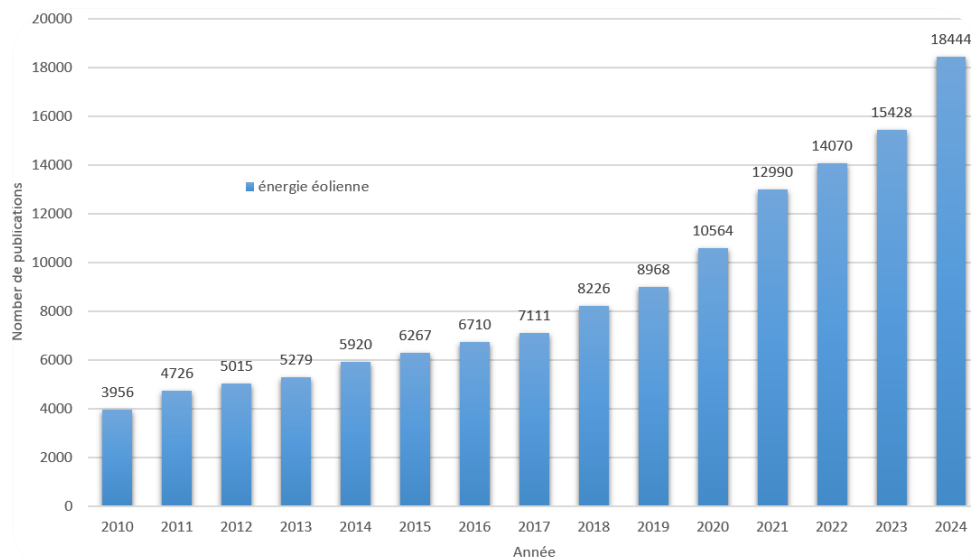


Figure I-3 : diagramme illustre le nombre de publications sur l'énergie éolienne dans la base Springer nature [20].

I.2.1.2 Statistique de l'énergie éolienne sur le plan économique

Depuis l'an 2000, les capacités de production d'énergie éolienne à l'échelle mondiale ont connu une croissance significative, s'élevant à environ 900 GW en 2022. Cette croissance s'est intensifiée à partir de 2015, reflétant un renforcement du soutien aux énergies renouvelables dans de multiples nations. La croissance continue des capacités annuelles témoigne d'un engagement mondial en faveur de la réduction des émissions de carbone et de l'amélioration de l'indépendance énergétique [21].

En termes de capacité installée totale, la capacité éolienne mondiale a dépassé le seuil du térawatt, en s'élevant à 1 021 GW à la fin de l'année 2023 (soit une augmentation de 13% par rapport à la fin de l'année 2022).

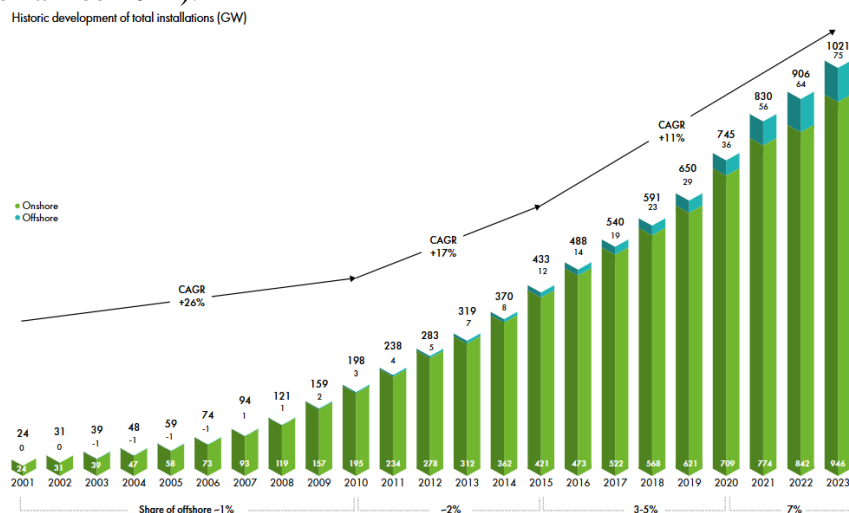


Figure I-4 : L'évolution mondiale de la production de l'énergie éolienne jusqu'à l'année 2023 [21]

En 2023, le (GWEC) a enregistré l'installation de près de 117 GW de nouvelles capacités éoliennes à l'échelle mondiale.

Historic development of new installations (GW)

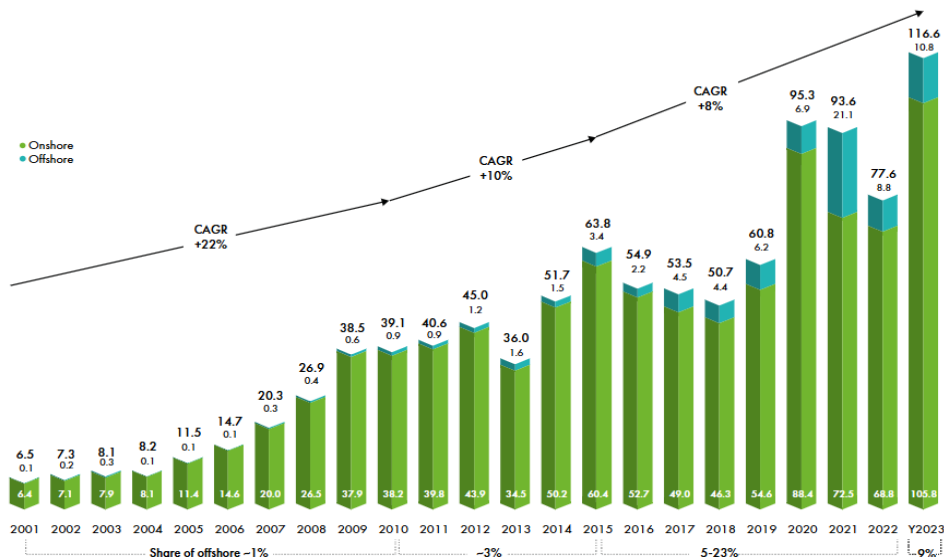


Figure I-5 : L'évolution annuelle de la production de l'énergie éolienne mondiale [21]

➤ **Installation énergie éolienne en Amérique**

En ce qui concerne la production d'énergie éolienne en Amérique, les États-Unis d'Amérique dominent largement ce secteur avec une part de marché d'environ 70 %, suivis par le Brésil et le Canada, qui n'ont pas enregistré de progrès significatifs au cours de l'année [21].

Tableau I-1 : Installation de l'énergie éolienne en Amérique dans l'année 2023 [21]

paye	USA	Canada	brazil	mecsique	argentine	chile	autres Amériques	Total puissance installé en GW
Année 2023	150433	16986	30449	7413	3704	4577	4444	218006

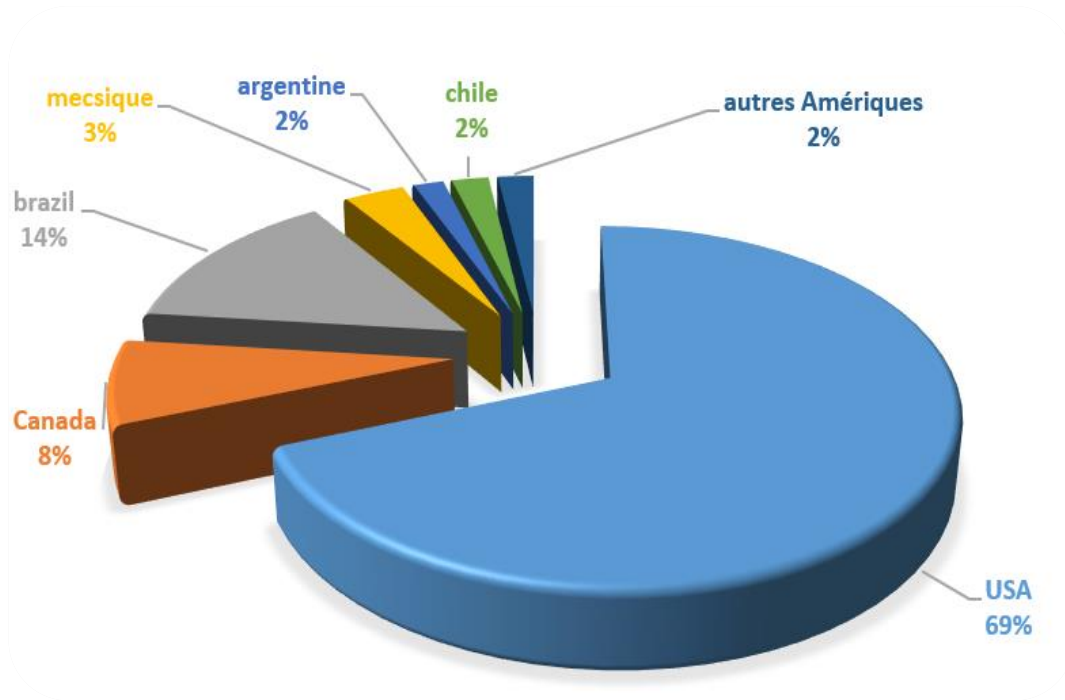


Figure I-6 : Représentation de l’installation de l’énergie éolienne en Amérique dans l’année 2023 [21]

➤ **Installation de l’énergie éolienne en Afrique et au Moyen-Orient**

L'intérêt pour l'énergie éolienne est en augmentation en Afrique et au Moyen-Orient, comme en témoigne l'exemple de l'Afrique du Sud. Cet intérêt s'est récemment étendu au sein du monde arabe, englobant des nations telles que l'Égypte, reconnue comme un précurseur dans ce secteur, ainsi que le Maroc et l'Arabie saoudite, qui exploitent également leurs ressources naturelles. Par ailleurs, le Kenya a récemment manifesté un intérêt croissant pour cette source d'énergie [22].

Tableau I-2 : Installation de l’énergie éolienne en Afrique et au Moyen-Orient dans l’année 2023 [22]

paye	egypt	kenya	Afrique du Sud	maroc	Arabie saoudite	autre l'afrique	Total puissance installé en GW
Année 2023	2062	425	3442	1926	422	2407	218006

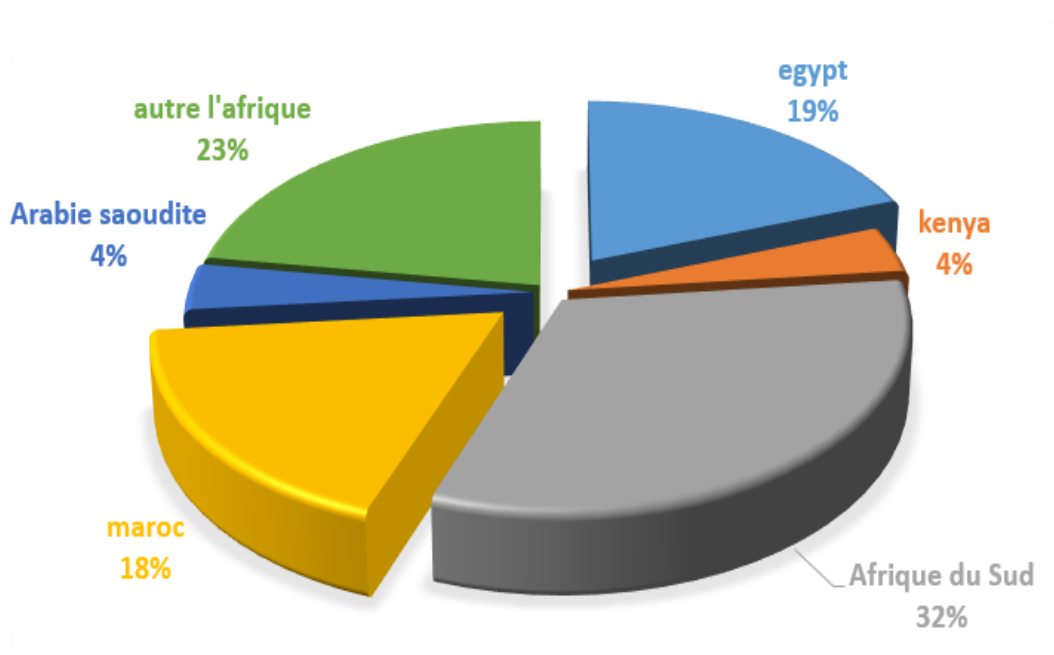


Figure I-7 : Représentation de l’installation de l’énergie éolienne en Afrique et au Moyen-Orient année 2023 [22]

➤ Installation l’énergie éolienne en l’Asie

Le continent asiatique contribue à environ la moitié de la production globale d’énergie éolienne, principalement en raison de l’engagement significatif de la Chine dans ce secteur et de sa forte demande énergétique. Cette situation a motivé la Chine à étendre et à varier ses ressources énergétiques, tout en diminuant sa dépendance aux énergies conventionnelles. L’intérêt de l’Inde et de l’Australie pour ce domaine est également observé [22].

Tableau (I.3) : Installation de l’énergie éolienne en Asie dans l’année 2023 [22]

paye	Chine	Inde	Australis	Pakistan	japen	Corée de sud	Vietnam	Philippines	Kazakhstan	autre asie	Total installation en Asie
Année 2023	403325	44736	11479	1817	5026	1821	3924	593	916	4835	478472

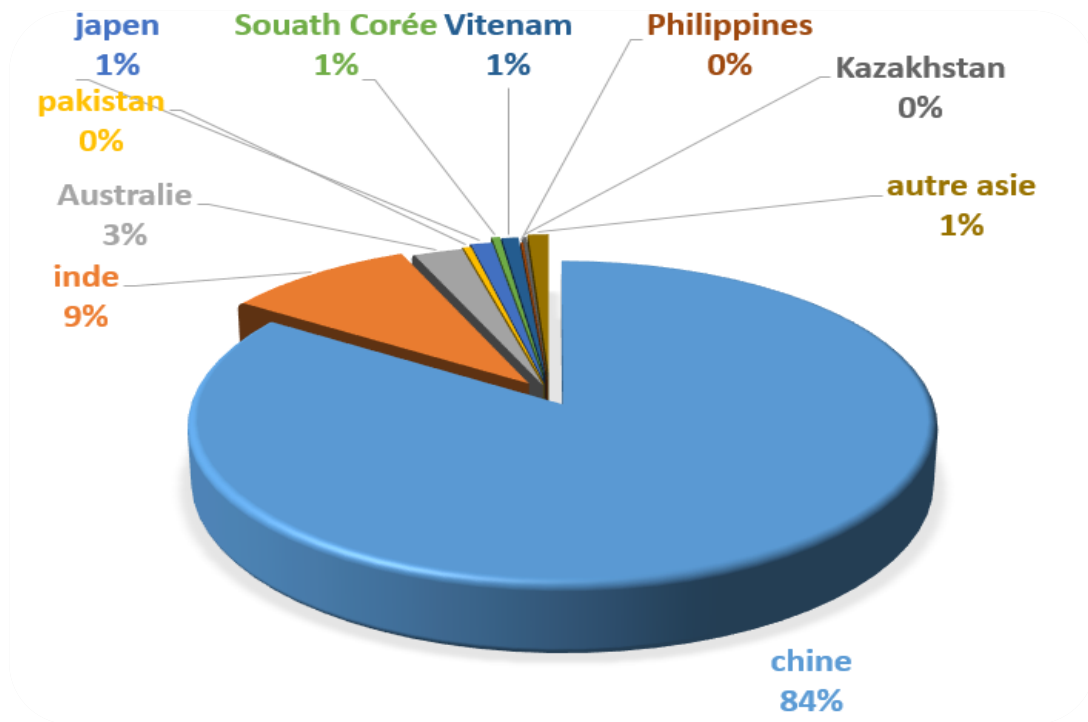


Figure I-8 : Représentation de l’installation de l’énergie éolienne en Asie année 2023 [22]

➤ **Installation l’énergie éolienne en l’Europe**

Malgré les diverses sources d’énergie en Europe, l’objectif est de les développer et de les diversifier, à l’exemple de l’Allemagne qui valorise énormément ce secteur. Cela se manifeste par la production considérable d’énergie dans ce domaine, comme on peut le constater pour la France et l’Espagne qui s’intéressent aussi à ce domaine [23].

Tableau I-4 : Installation de l’énergie éolienne en Europe dans l’année 2023 [23]

paye	Allemagne	France	Suède	Royaume-Uni	Espagne	Finlande	Pays-Bas	Turquie	autre europe	Total installation en Europe
Année 2023	61139	22003	16249	14866	30562	6873	6754	12342	6727	238315

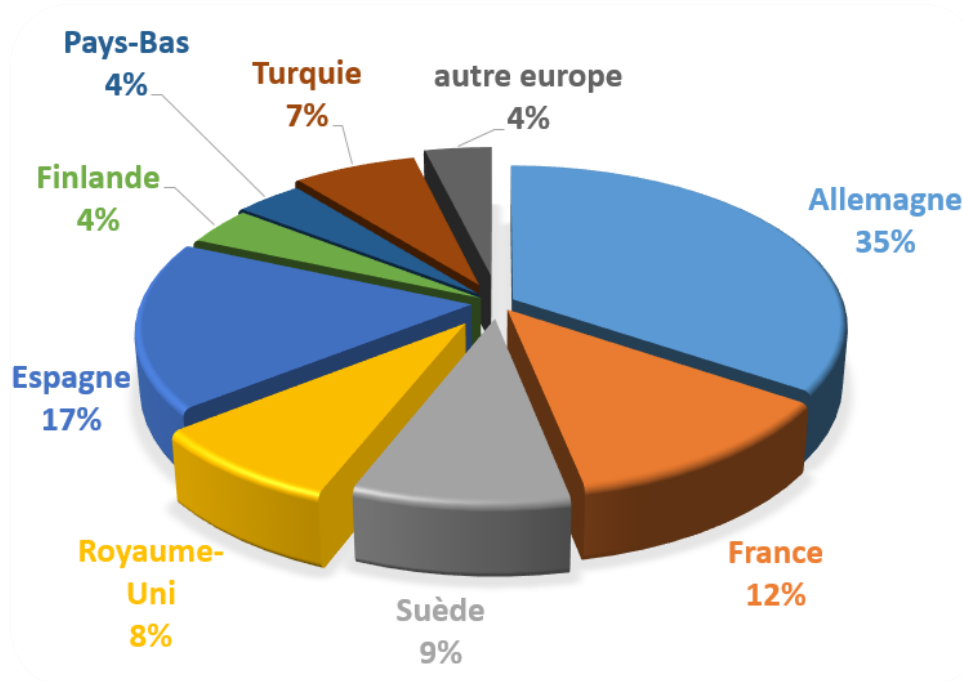


Figure I-9 : Représentation de l’installation de l’énergie éolienne en Europe dans année 2023 [23]

➤ **Les payes les plus dominats en énergie éolienne dans le monde**

En 2023, la production mondiale d’énergie éolienne a franchi le seuil de 1 térawatt, marquant ainsi une avancée majeure dans ce secteur et témoignant de l’intérêt croissant de la communauté internationale pour cette forme d’énergie. Cependant, il est à souligner que 80 % de la production mondiale est concentrée dans seulement 10 pays, mettant en lumière la relative faiblesse des autres pays en termes de production ainsi que leur dépendance aux sources d’énergie conventionnelle [23].

Tableau I-5 : Installation de l’énergie éolienne dans les 10 pays les plus dominants del’année 2023 [23]

paye	Chine	Inde	Allemagne	France	Suède	Royaume-Uni	Espagne	Australie	Turquie	USA	Total installation
Année 2023	403325	44736	61139	22003	16249	14866	30562	11479	12342	150433	767134

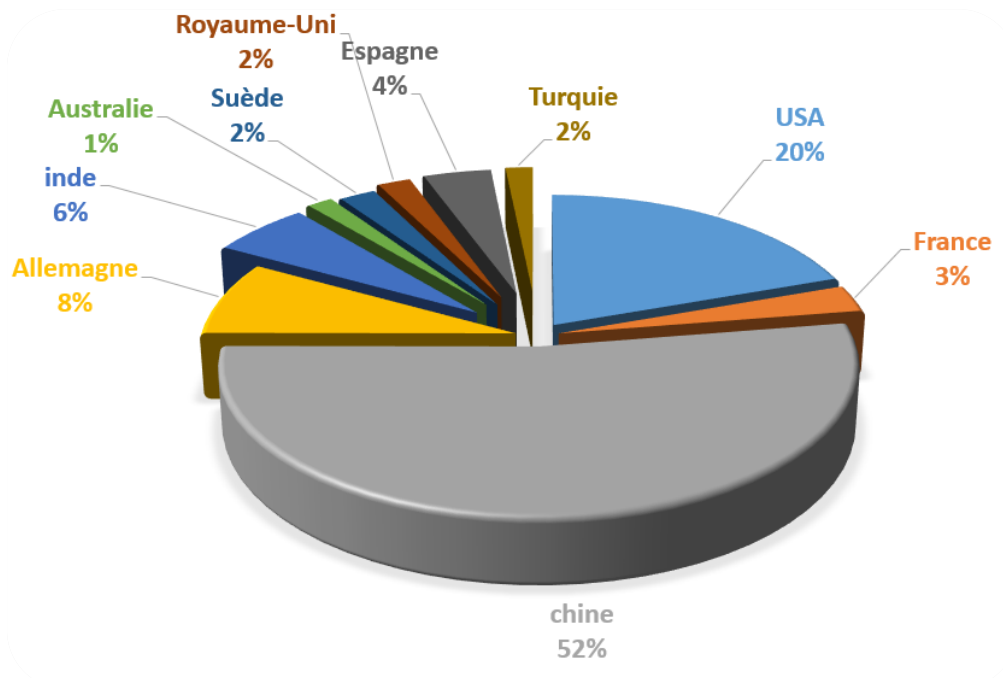


Figure I-10 : Représentation de l'énergie éolienne dans les 10 pays les plus dominants de l'année 2023 [23]

I.2.2 Généralités sur la MADA utilisé

La MADA a une place dominante dans les SCEE. Les générateurs de cette nature présentent une caractéristique avantageuse, à savoir leur capacité à produire de l'énergie électrique à des vitesses variables. Cette propriété permet une optimisation de l'exploitation des ressources éoliennes, en tenant compte de la variabilité de la vitesse du vent, ainsi qu'à augmenter le rendement énergétique et à améliorer la qualité et la quantité de l'énergie produite par rapport à celle fonctionnant à vitesse fixe [24,25].

I.2.2.1 Description de fonctionnement de la MADA

La MADA est, comme toutes les machines rotatives, elle comporte deux parties essentielles : l'une appelée partie fixe est identique à celle des machines synchrones et asynchrones, et une partie mobile constituée de trois enroulements connectés en étoile via une bague conductrice [26,27].

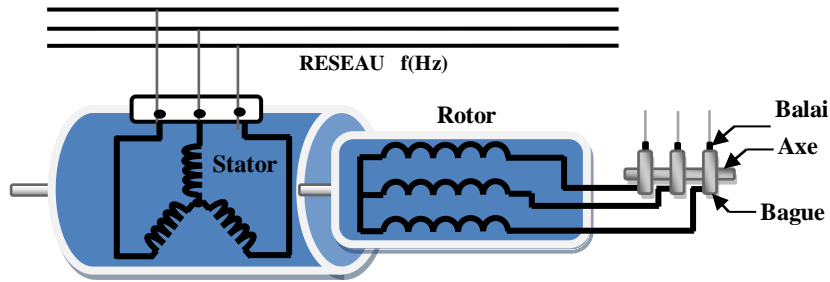


Figure I-11 : Structure de la MADA

I.2.2.2 Différentes configurations de la MADA

Le contrôle des tensions rotoriques détermine le régime de fonctionnement de la MADA. Elle gère le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la capacité d'opérer en mode hyper ou hypo synchrone, que ce soit comme moteur ou générateur [28, 29 et 30].

➤ Mode hyposynchrone (moteur)

Dans ce mode de fonctionnalité, la transmission de l'énergie au stator via le réseau entraîne la conversion d'une partie de cette énergie en énergie mécanique, tandis que l'autre partie, appelée puissance de glissement, est réinjectée vers le réseau via les contacts rotoriques. Dans cette situation dite, la MADA opère en mode moteur à une vitesse inférieure à celle du synchronisme.

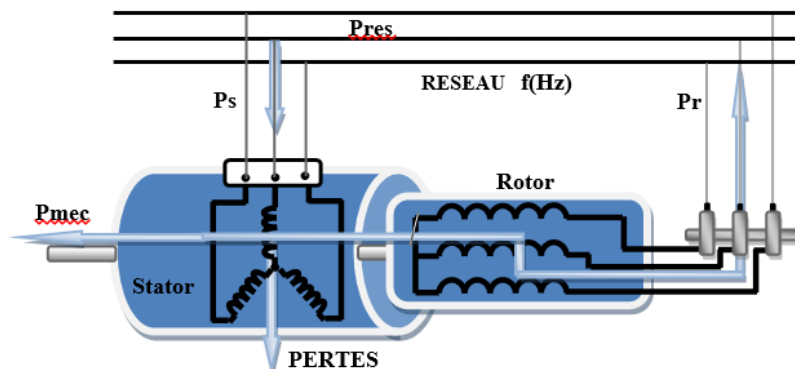


Figure I-12 : Mode hyposynchrone (moteur).

➤ Mode hypersynchrone (moteur)

Dans ce type, le réseau alimente le stator et le rotor, ce dernier la transformant en énergie mécanique. Le champ rotatif engendré par les bobinages du rotor est en phase opposée à celui du stator, ce qui permet à la MADA de fonctionner en mode moteur au-delà de la vitesse

synchrone. Le fonctionnement de ce mode n'est pas possible pour une machine asynchrone classique.

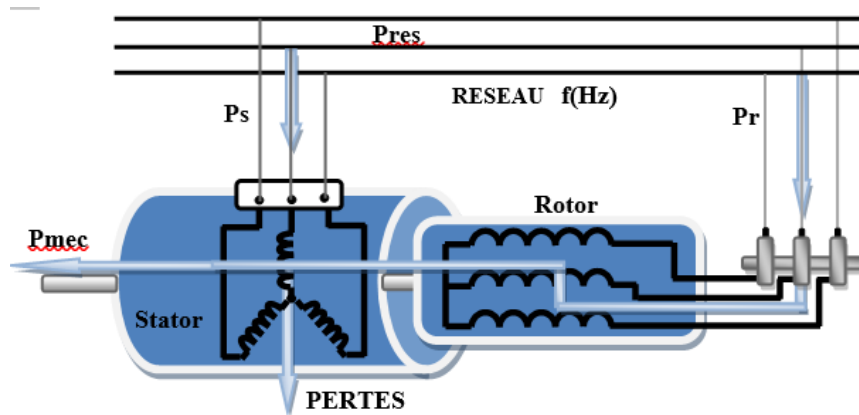


Figure I-13 : Mode hypersynchrone (moteur).

➤ Mode hyposynchrone (génératrice)

Dans cette configuration, la conversion en énergie électrique se fait à partir de l'énergie mécanique transmise à travers l'arbre de la machine, laquelle est ensuite injectée dans le réseau par le stator. Une part de cette puissance est convertie en puissance de glissement. L'alimentation du circuit du rotor à fréquence variable assure une fréquence stable au stator, même en cas de fluctuations de la vitesse de rotation. En outre, la machine fonctionne comme générateur lorsque sa vitesse est en deçà de la vitesse synchrone. Le fonctionnement dans ce mode n'est pas réalisable pour une machine asynchrone classique.

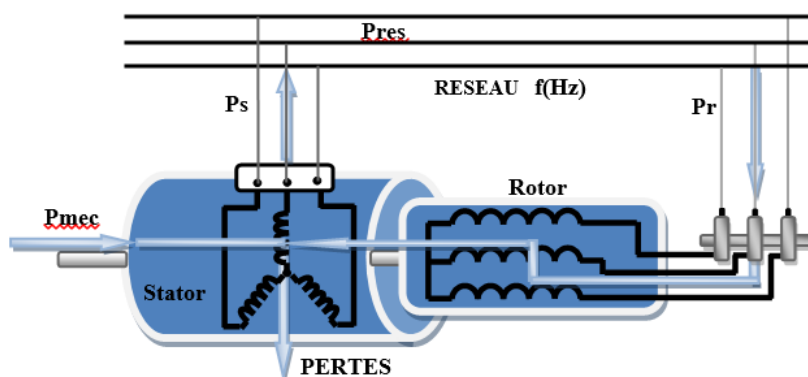


Figure I-14 : Mode hyposynchrone (génératrice).

➤ **Mode hypersynchrone (génératrice)**

Dans ce type, la machine transforme son énergie mécanique en énergie électrique, laquelle est entièrement injectée dans le réseau via le stator. La puissance de glissement est extraite du rotor afin d'être réintégrée dans le réseau. La machine opère comme générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone traditionnelle peut opérer de cette manière ; cependant, toute la puissance de glissement est entièrement dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor.

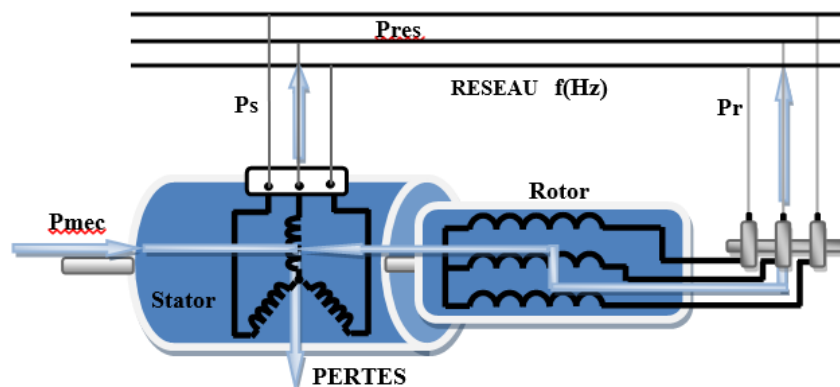


Figure I-15 : Mode hypersynchrone (génératrice)

I.3 Généralités sur les commandes des SCEE

Tous les SCEE établis sur une MADA produisent une énergie électrique de haute qualité, contrôlée par des techniques de commande appropriées qui permettent de régler les deux puissances statorique produite par la machine [31]. Pour atteindre cet objectif, nous présenterons dans ce chapitre les aspects théoriques de sept techniques de commande approuvées.

- Commande FSO basé sur des correcteur PI ;
- Commande FSO basée sur des correcteur LFT1 ;
- Commande FSO basé sur des correcteur LFT1 avec mécanisme de réglage ;
- Commande FSO basée sur des régulateurs LFT2 ;
- Commande par mode glissant ;
- Commande hybride glissant floue type1 ;
- Commande hybride glissant floue type2.

I.3.1 Commande à flux statorique orienté

Le contrôle à flux statorique orienté avec des régulateurs PI s'appuie sur l'alignement du flux statorique afin de linéariser le modèle de la machine MADA et de découpler la régulation des puissances produites [33,34].

I.3.1.1 Le principe de la commande FSO

Le fonctionnement de ce type de commandes est analogue à une MCC à excitation séparée, où la puissance active du stator dépend exclusivement du courant du rotor I_{rq} , tandis que la puissance réactive du stator est liée uniquement au courant du rotor I_{rd} [34,35].

I.3.1.2 Les différentes techniques de la commande à flux statorique orienté

En termes de réglage, directement ou indirectement, avec ou sans présence des puissances produites, on retrouve trois types de commande à flux statorique orienté [36] :

Commande directe : cette commande est basée sur deux régulateurs PI pour régler d'une façon directe et séparée les deux puissances active et réactive produites à celle de référence.

- ❖ Commande indirecte (sans boucle de puissance) : cette commande est basée sur deux régulateurs PI aussi, mais pour régler les images des deux puissances produites à partir de la comparaison entre les courants mesurés et ceux de référence.
- ❖ Commande indirecte (avec boucle de puissance) : cette commande est basée sur quatre régulateurs en cascade PI, deux régulateurs internes pour régler les courants rotorique et deux régulateurs externes pour régler les puissances statorique.

I.3.2 Commande par la logique floue type 1 (LFT1)

À l'heure actuelle, la communauté scientifique se consacre principalement à l'étude de l'emploi des méthodes de commandes avancées, et plus particulièrement de la logique floue de type 1, dans le but d'optimiser les méthodes de contrôle des SCEE. Le concept de réglage par logique floue s'inspire de l'approche humaine en manipulant des variables linguistiques plutôt que des variables logiques, ce qui confère une ressemblance plus marquée avec le langage humain. De surcroît, ces variables linguistiques sont apprivoisées par des règles qui s'inspirent d'une fine compréhension des agissements du système [37,38].

I.3.2.1 Notions fondamentales de la LFT1

La plupart de la partie théorique de la logique floue de type 1 est basée sur les notions fondamentales qui constituent les ensembles flous, les fonctions d'appartenance et leurs caractéristiques, les variables linguistiques, les opérateurs logiques flous, les implications floues [38].

I.3.3.2 La structure d'un contrôleur floue type 1

Chaque système fondé sur la logique floue se compose de quatre éléments essentiels : la base de règles, la fuzzification, la défuzzification et le moteur d'inférence. Il intègre également des bénéfices ajustables de normalisation et de dénormalisation qui sont positionnés respectivement en amont et en aval du régulateur flou, permettant ainsi sa portabilité et son adaptation même avec des paramètres différents, comme illustré dans la figure ci-dessous [39].

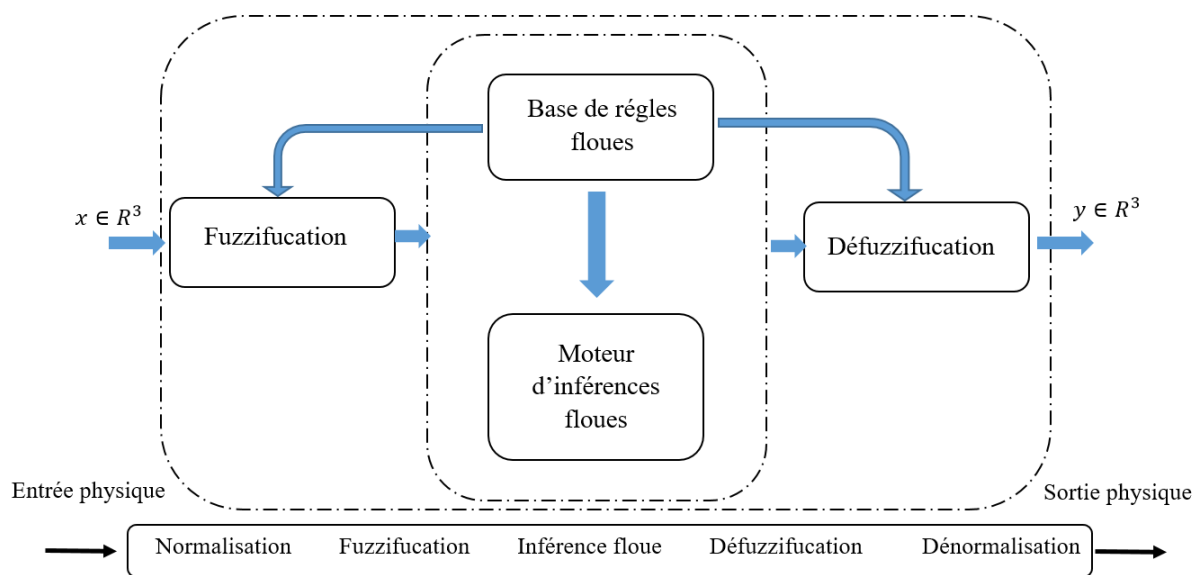


Figure I.16 : Schéma descriptif d'un régulateur LFT1 [39].

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [39] :

- ❖ Le but du bloc de fuzzification consiste à convertir les valeurs d'entrée numériques des grandeurs physiques en des termes linguistiques flous, afin de les rendre exploitables par le moteur d'inférence.
- ❖ Les règles de contrôle utilisent généralement la connaissance humaine sous forme (Si prémisse, alors conclusion). La prémisse d'une règle, également appelée l'antécédent, est

composée des conditions qui doivent être remplies pour que la conclusion de la règle, également appelée la conséquence, se produise.

- ❖ Le bloc d'inférence constitue le noyau du système flou, étant capable de reproduire les prises de décision humaines et d'extraire les actions de commande floue grâce à l'implication floue et aux règles d'inférence.
- ❖ L'objectif du bloc de défuzzification est de transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en des grandeurs numériques.

I.3.3 Commande par la LFT1 adaptative

Le contrôle par la logique floue de type 1 adaptative est une stratégie de commande destinée au contrôle des systèmes non linéaires présentant une variation paramétrique en temps réel, dans l'objectif d'optimiser les performances du système sous contrôle. Cette technique est basée sur l'intégration d'un contrôleur flou pour une adaptation et un ajustement automatiques des variations paramétriques [40].

I.3.3.1 Commande adaptative floue directe (auto-ajustable)

Est une approche de commande auto-ajustable permettant de suivre les variations paramétriques de notre système en temps réel. Cette méthode sera utilisée pour contrôler notre système [41,42].

I.3.3.2 Commande adaptative floue indirecte basée sur le modèle de référence

Est une approche de commande basée sur un modèle de référence (MRAC flou) qui combine la logique floue avec l'adaptation indirecte afin d'assurer le suivi précis d'une trajectoire de référence, même en présence d'incertitudes ou de variations paramétriques[41,42].

I.3.4 Commande par la logique floue type 2 (LFT2)

Cette technique de contrôle, établie sur l'intelligence artificielle, possède les mêmes étapes que la logique floue de type 1, mais avec une plus grande efficacité et fiabilité. Cette technique est particulièrement utile dans les situations où il est ardu de définir de manière précise les fonctions d'appartenance d'un système flou. Ainsi, cette innovante approche logique nous permettra d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui aura un impact bénéfique sur la sortie du système en question [43,44].

I.3.4.1 Notions fondamentales de la LFT2

La logique floue de type 2 est presque similaire à la logique floue de type 1, mais avec une incertitude à deux couches qui permet d'avoir une commande plus robuste, telle que [45,46] :

- Ensemble flou type2
- Fonction d'appartenance floue type2
- Caractéristique de la fonction d'appartenance floue type2
- Les variables linguistiques
- Les implications floues type 2

I.3.4. 2. La structure d'un contrôleur floue type 2

Un contrôleur flou type 1 est constitué des interfaces pour la fuzzification et la défuzzification, d'une base de règles et d'un système d'inférence. La structure du contrôleur flou type 2 possède la même structure que celui-ci, mais elle se distingue par l'utilisation d'un réducteur de type pour avoir les ensembles flous type 2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type 2 avant la phase de défuzzification. Les diverses opérations qu'il effectue sont représentées sur la figure ci-dessous.

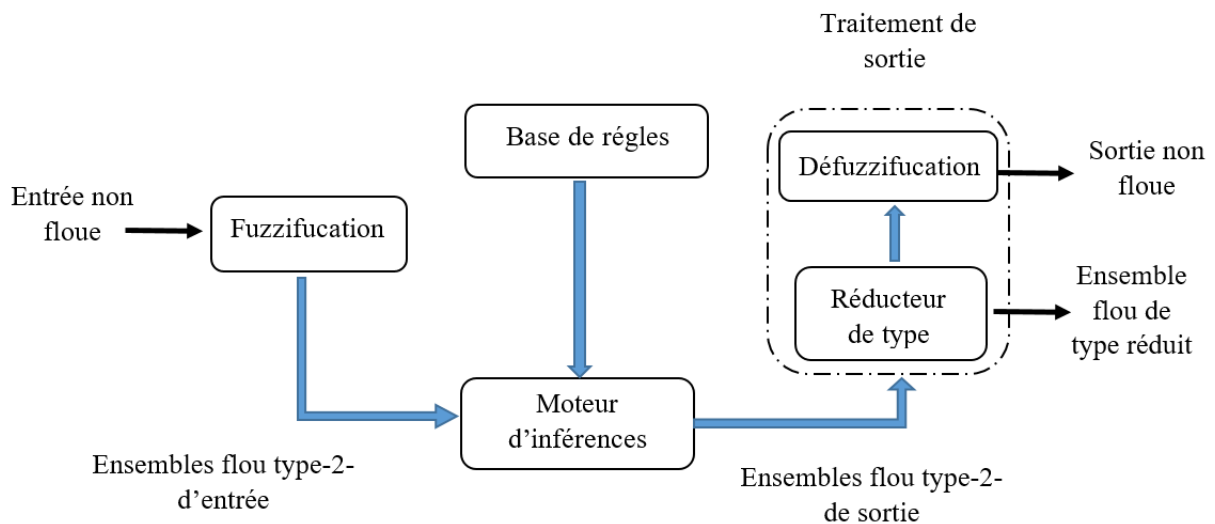


Figure I-17 : La structure générale d'un régulateur LFT2 [46].

- Fuzzification

L'objectif du bloc de fuzzification de flou de type 2 est d'atteindre le même objectif que le bloc de fuzzification de flou de type 1, mais la fonction d'appartenance de type 2 permet de distinguer plusieurs degrés d'appartenance pour chaque entrée. Ainsi, la représentation de l'incertitude sera améliorée. Cette représentation permet de tenir compte des éléments omis par le type 1.

- Base des règles

Les deux structures des règles des systèmes de logique floue de type 1 et de type 2 sont semblables, avec la différence que les fonctions d'appartenance de type 1 sont substituées par celles de type 2.

- Inférence

L'inférence de la logique floue de type 2 est toujours semblable à l'inférence de la logique floue de type 1, à savoir la déduction des actions de commande, mais celles-ci sont des ensembles flous de type 2.

- Réduction de type

La sortie du système d'inférence est un ensemble flou de type 2. Avant l'étape de défuzzification, il faut réduire son type afin de pouvoir l'utiliser pour la détermination d'une sortie réelle. Il s'agit de la principale distinction structurelle entre les systèmes flous de type 1 et de type 2. Dans cette partie, nous présenterons les méthodes permettant de calculer les centres d'ensembles du système flou de type 2 à l'aide du principe d'extension.

- Défuzzification

L'objectif de ce bloc est de transformer les résultats flous de type 2, qui sont réduits par une réduction de type, en des valeurs numériques explicites. Les deux méthodes les plus fréquentes et courantes consistent à trouver : – le centroïde (centre de gravité). – la moyenne des maxima.

I.3.5 Commande par mode glissant

La commande par glissement est une méthode très innovante visant le contrôle des systèmes non linéaires à structures variables. Cette approche de contrôle permet d'obtenir des résultats avec moins d'erreurs statiques et une réponse rapide et précise. Elle est reconnue pour sa stabilité et sa robustesse [47,48].

I.3.5.1 Le principe de la commande par mode glissant

La commande en question a pour principe de forcer et d'attirer la dynamique (l'état) du système vers une région préalablement sélectionnée, appelée surface de glissement. Par la suite, il s'agira de concevoir une loi de commande qui gardera le système en permanence dans cette région [49, 50].

I.3.5.2 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

- ❖ L'approche de la commande par mode glissant intègre de manière systématique les problématiques de stabilité et de performances. Cette approche se déroule principalement en trois étapes complémentaires définies comme suit :
- ❖ le choix des surfaces de glissement : les surfaces de glissement sont toujours les variables que nous souhaitons contrôler. Pour que cela se produise, il ne doit y avoir aucune différence entre les valeurs souhaitées et les valeurs mesurées de ces surfaces.
- ❖ la détermination des conditions d'existence et de convergence du régime glissant : La contrôlabilité du système dépend de ces critères. Ils permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester, même en cas de perturbation.
- ❖ la détermination de la loi de commande : la loi en question vise à attirer et conserver la trajectoire d'état vers la surface, puis vers son point d'équilibre, tout en assurant les conditions de persistance du mode de glissement.

I.3.6 Commande hybride glissant floue type 1

La combinaison des points forts de la commande par mode glissant et de la commande par logique floue suscite un intérêt croissant depuis ces dernières années, donnant ainsi naissance à une stratégie de commande innovante : la commande hybride. Cette approche vise à tirer parti des avantages de ces deux techniques de commande afin d'optimiser les performances, d'accroître la robustesse et d'assurer une meilleure adaptabilité aux systèmes des machines à induction[51,52].

I.3.6.1 L'objectif de la commande hybride glissant floue type 1

L'objectif de cette hybridation est de pallier le principal inconvénient du mode glissant (le phénomène de broutement) et d'améliorer le retard enregistré lors de l'application de la commande par la logique floue de type 1[51,52].

I.3.6.2 Le principe de la commande hybride glissant floue type 1

Le principe de la commande hybride glissant floue de type 1, c'est la même philosophie que la commande par mode glissant, avec une amélioration de la méthode d'élimination du phénomène de broutement par l'utilisation de la logique floue type 1 pour l'obtention de résultats très performants et d'une commande robuste [52,53].

I.3.7 Commande hybride glissant floue type 2

Cette méthode allie la théorie de Lyapunov (mode glissant) et l'intelligence artificielle (logique floue de type 2). Attirant un intérêt croissant depuis ces dernières années, elle apparaît ainsi comme une stratégie de commande novatrice. L'objectif de cette approche est de tirer parti des avantages de ces deux méthodes de contrôle pour optimiser les performances, renforcer la robustesse et garantir une meilleure adaptabilité aux systèmes non linéaires.

I.3.7.1 L'objectif de la commande hybride glissant floue type 2

L'objectif visé par l'utilisation de cette technique de commande hybride est similaire à celui de la méthode de commande précédente, à savoir éliminer le phénomène de broutement induit par la commande en mode glissant, tout en garantissant des performances, une robustesse et une stabilité exceptionnelles [54, 55].

I.3.7.2 Le principe de la commande hybride glissant floue type 2

La commande hybride glissante floue de type 2 s'appuie toujours sur le concept de la commande glissante traditionnelle, mais elle se distingue par une approche améliorée et fiable permettant d'éliminer le phénomène de broutement. En effet, elle fait appel à la logique floue de type 2 pour garantir des performances optimales et assurer une commande robuste [54, 55].

I.4 Conclusion

Le présent chapitre, un état de l'art sur SCEE, a été entamé, décrivant tout d'abord les statistiques scientifiques et commerciales dans ce domaine ainsi qu'un aperçu descriptif et de fonctionnement de la machine utilisée dans notre système. Ensuite, nous sommes passés à l'aspect théorique de sept techniques de commande citées ci-dessus, développées et utilisées ultérieurement afin d'avoir un contrôle optimal des puissances active et réactive.

Les dites commandes sont appliquées sur une chaîne de conversion d'énergie éolienne que l'on va modéliser dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II :
MODELISATION DU SYSTEME DE
CONVERSION D'ENERGIE
EOLIENNE

II.1 Introduction

Pour simuler le comportement de notre système de conversion d'énergie éolienne sous différents régimes de fonctionnement et comprendre les mécanismes qui régissent son fonctionnement, nous devons modéliser ce système individuellement.

- La MADA est utilisée dans notre système en tant que générateur ;
- Le convertisseur côté machine (onduleur à deux niveaux dans notre cas) sera utilisé pour mettre en œuvre les commandes nécessaires au contrôle du flux d'énergie produit.
- Le convertisseur côté réseau (redresseur à deux niveaux) apparaît comme une solution efficace pour acquérir un facteur de puissance unitaire du réseau et réguler la tension du bus continu ;
- La turbine éolienne et son système de contrôle visent à optimiser la capture de puissance tout en la limitant, que ce soit à faible ou à forte vitesse du vent.

II.2 Modélisation de la MADA

Nous allons mathématiquement modéliser la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant afin de réduire la complexité et la non-linéarité de ce modèle. Cela permet de commander la MADA dans divers régimes opérationnels et de décrire son comportement de manière adéquate [57,58, 59, 60, 61].

II.2.1 Hypotheses simplificatrices

La complexité de la structure et de la géométrie de MADA pose un défi majeur pour la modélisation de cette machine, ce qui justifie la nécessité de formuler certaines hypothèses afin de développer un modèle simplifié et réaliste. Les hypothèses énoncées sont les suivantes [60,61, 62] :

- La machine présente une symétrie et l'entrefer à une épaisseur uniforme.
- Le circuit magnétique n'étant pas saturé, les flux peuvent être exprimés comme des fonctions des courants d'une façon linéaire.
- On peut concéder Les courants de Foucault et les pertes par hystérésis sont insignifiantes.
- La densité de courant est constante à travers la section des conducteurs élémentaires, et les phénomènes de peau et d'encoche sont insignifiants.

- Les valeurs des résistances et des coefficients d'inductance propres restent constants, indépendamment de la température, tandis que les enroulements ne sont pas affectés par les variations de température. Les coefficients d'inductances mutuelles varient en fonction de l'orientation relative des axes magnétiques des inductances.
- Les forces magnétomotrices engendrées par le stator ou le rotor présentent une distribution sinusoïdale.

II.2.2 Equations mathematiques de la mada (système a,b,c)

Comme mentionné précédemment, la MADA est une machine classique avec un rotor accessible qui est identique au stator. Ainsi, son schéma est similaire à celui de la MAS à cage, à la différence que les tensions de rotor ne sont pas égales à zéro.

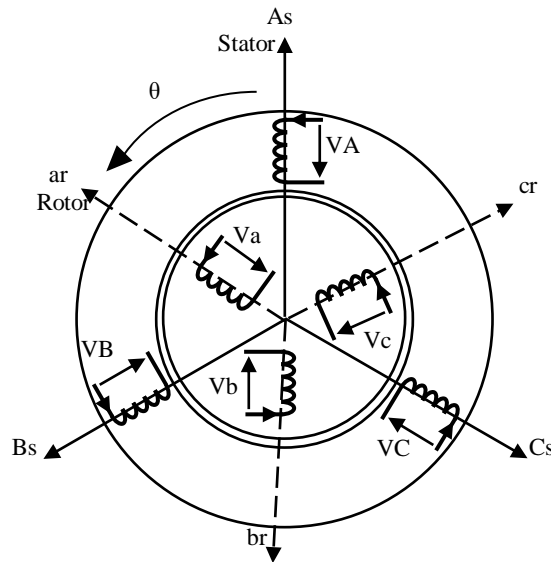


Figure II-1 : Schéma électrique de la MADA.

❖ **Equations électriques**

La MADA se régit par les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \tag{II.1}$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

❖ **Equations magnétiques**

La MADA se régit par les équations magnétiques suivantes :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (II.2)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

En remplaçant (II.2) dans (II.1), le système d'équations obtenu est le suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r]] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]] \end{cases} \quad (II.4)$$

❖ **Equation mécanique**

La MADA se régit par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{d\theta} \quad (II.5)$$

La relation suivante donne l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [[M_{sr}] \cdot [I_r]] \quad (II.6)$$

Les équations différentielles (II.4), (II.5) et (II.6) représentent le modèle de la MADA dans le repère (a, b, c).

II.2.3 Transformation de park

La conversion en question constitue un outil mathématique visant à simplifier les équations des machines électriques triphasées, exprimées dans le plan (a, b, c), vers un plan biphasé, représenté par le repère (d, q). La matrice de transformation de Park $P(\theta)$ assure la conservation des puissances lors de la conversion de système triphasé au biphasé, et elle est définie de la manière suivante [62] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

II.2.4 Equations mathematiques de la MADA (système d,q)

Pour convertir les équations triphasées en biphasées et vice versa, on utilise l'équation de la transformation de Park, qui est la suivante :

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)].[x_{abc}] \Rightarrow [x_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}.[x_{dq0}]$$

Avec :

$$[P(\theta_s)].\frac{d}{dt}[[P(\theta_s)]^{-1}] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [P(\theta_r)].\frac{d}{dt}[[P(\theta_r)]^{-1}] = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Après la transformation, on obtient les équations suivantes :

❖ Equations électriques

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

❖ Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

❖ Equation mécanique

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rd} \varphi_{sq} - I_{rq} \varphi_{sd}) \quad (II.10)$$

$$\begin{cases} P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (II.11)$$

II.2.5 Choix référentiel

Dans notre recherche, nous avons opté pour l'utilisation du repère fixe par rapport au champ tournant en raison des bénéfices qu'il offre, ce repère étant connu sous le nom de référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone. Dans ce référentiel, les composantes relatives de la machine restent constantes, ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine du contrôle des machines asynchrones. : $\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} = w_s = w_r + w$.

II.2.6 Representation d'état du model de notre machine

Le modèle de la MADA peut se représenter sous cette forme :

$$[\dot{X}] = [A].[X] + [B].[U] \quad (II.12)$$

avec : $[X] = [\varphi_{sd} \ \varphi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^t ; \quad [U] = [v_{sd} \ v_{sq} \ v_{rd} \ v_{rq}]^t ;$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & w_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -w_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta(w_s - w_r) & -\delta & w_r \\ \beta(w_s - w_r) & \alpha & -w_r & -\delta \end{bmatrix} ; \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

α , β et δ sont des constantes représente comme ci-dessous :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r} ; \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} ; \quad \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_r L_s} \right).$$

Afin de faciliter la simulation, il est procédé à la décomposition de la matrice [A] de la manière suivante :

$$[A] = [A_1] + w_s \cdot [A_2] + w_r \cdot [A_3] \quad (II.13)$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix} , [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} , [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.3 Modélisation et commande du convertisseur côté machine

Actuellement, l'emploi de ce convertisseur dans les SCEE à vitesse variable basés sur la MADA ne se limite plus à la modulation de la tension du bus continu pour l'alimenter au bobinage du rotor de la MADA et assurer le flux bidirectionnel de puissance. Son utilisation

visé désormais à mettre en œuvre des commandes permettant de réguler les puissances produites par le stator de la dite génératrice et de les injecter dans le réseau électrique, quel que soit son mode de fonctionnement [63, 64, 65].

II.3.1 Modélisation du convertisseur côté machine

Ce convertisseur est un onduleur à deux niveaux bidirectionnels de puissance équipé d'interrupteurs de puissance qui commandent leur état soit fermé ou ouvert. Ces interrupteurs peuvent être des transistors associés à des diodes montées en structure tête-bêche.

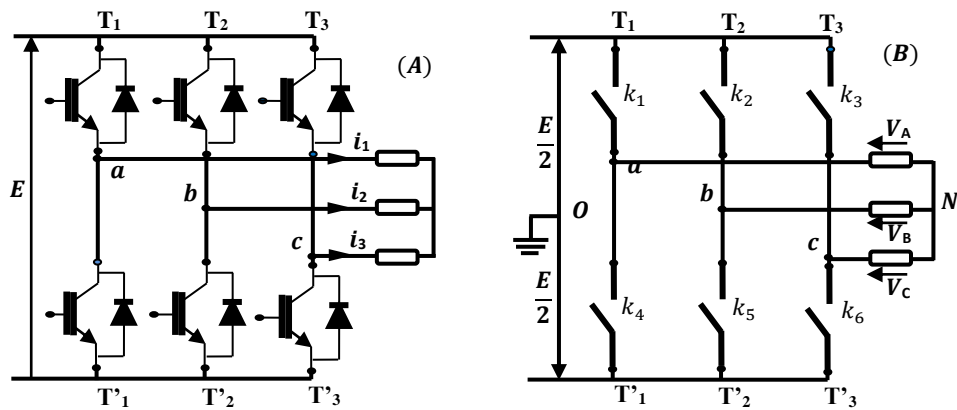


Figure II-2 : Structure du convertisseur côté machine.

II.3.2 Commande MLI

Les impulsions des commandes MLI qui déterminent le moment d'ouverture et de fermeture des interrupteurs résultent de la comparaison entre les trois tensions sinusoïdales de référence à générer par l'onduleur et le signal triangulaire connu sous le nom de porteuse. Cette commande est définie par deux paramètres :

➤ L'indice de modulation m est :
$$m = \frac{f_p}{f} \tag{II. 14}$$

➤ Le taux de modulation r qui est défini comme suit:
$$r = \frac{V_{ref}}{U_P} \tag{II. 15}$$

II.4. Modélisation et commande du convertisseur côté réseau

Aujourd'hui, l'utilisation de ce convertisseur n'est pas pour produire une tension continue stable et variable par rapport à la demande de la charge à partir d'un réseau alternatif et d'assurer le flux de puissance bidirectionnel, mais afin de réduire le taux de distorsion harmonique et d'assurer un courant d'entrée proche d'une forme sinusoïdale, ce qui donne un facteur de puissance égal à l'unité. Cela a incité les professionnels du secteur à entreprendre

des études sérieuses afin d'optimiser la fiabilité de ces convertisseurs en développant des techniques de commande appropriées qui seront considérées [66, 67].

II.4.1 .Modélisation du convertisseur côté réseau

Pour appliquer la commande sur le convertisseur et régler celui-ci dans ses divers modes de fonctionnement, il est nécessaire de le modéliser. Les expressions suivantes représentent le modèle mathématique de notre convertisseur :

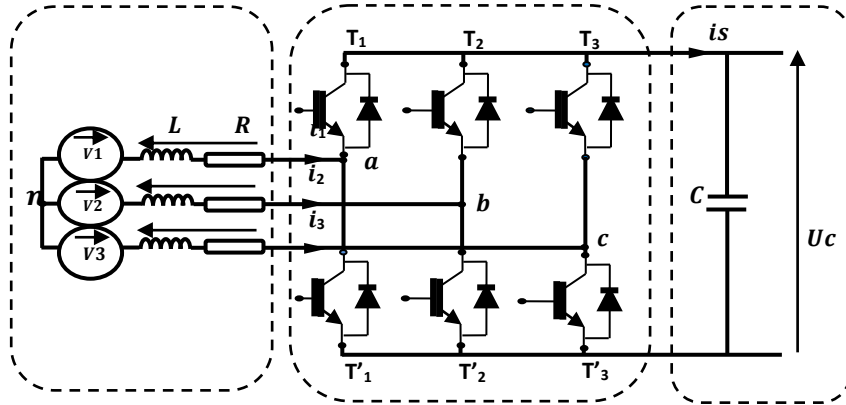


Figure II-3 : Structure du convertisseur côté réseau

Les équations des tensions de phase sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_1 = R * i_1 + L \frac{di_1}{dt} + V_{an} \\ V_2 = R * i_2 + L \frac{di_2}{dt} + V_{bn} \\ V_3 = R * i_3 + L \frac{di_3}{dt} + V_{cn} \end{cases} \quad (II. 16)$$

Alors que les courants de lignes sont données par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{an} \\ V_2 - V_{bn} \\ V_3 - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (II. 17)$$

La structure du convertisseur côté réseau est identique à celle de du convertisseur côté machine :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{Uc}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II. 18)$$

$$i_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II. 19)$$

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (i_s - i_L) \tag{II. 20}$$

En partant des équations (II. 17), (II. 18), (II. 19) et (II. 20), Il est possible de concevoir le schéma block de notre convertisseur.

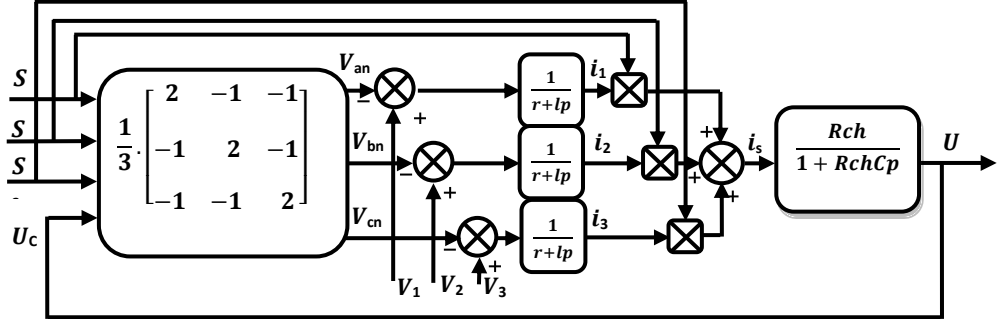


Figure II-4 : Schéma bloc de convertisseur côté réseau.

II.4.2 Commande VOC

Parmi les meilleures commandes utilisées dans les dernières années pour remédier aux problèmes harmoniques et améliorer le facteur de puissance, se trouve la commande par l'orientation de la tension, basée sur deux régulateurs internes en parallèle qui régulent les courants des phases en phase avec les tensions des phases (ce qui doit être la plus rapide), afin de maintenir la puissance réactive à zéro et d'assurer un facteur de puissance unitaire [67, 68]. Ces régulateurs internes en série avec un régulateur externe régulent la tension convertie à la valeur désirée. Les équations qui définissent les tensions des lignes dans le référentiel (d,q) sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - R i_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega i_q \\ V_{pq} = V_q - R i_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega i_d \end{cases} \tag{II. 21}$$

V_{pd} Et V_{pq} : les composantes des tensions (coté entrée du convertisseur) dans le plan dq.

V_d Et V_q : les composantes des tensions (coté réseau) dans le plan dq.

i_d Et i_q : les composantes des courants (cote réseau) dans le plan dq.

ω : c'est la pulsation du réseau.

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [V_d I_d + V_q I_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [V_q I_d - V_d I_q] \end{cases} \tag{II. 22}$$

Le dite système peut être représentée sous former ci-dessus :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \tag{II. 23}$$

On pose :

$$P_{ref} = U_{cmes} I_{red_ref} \quad \text{et} \quad Q_{ref} = 0.$$

➤ La tension de référence U_{cref} est comparée à sa valeur mesurée aux bornes du condensateur U_{cmes} .

Le régulateur proportionnel intégral est utilisé pour réguler la tension de sortie à une grandeur fixe prédéfinie et pour produire le courant de référence I_{cref}

Pour charger le condensateur avec la puissance active nécessaire, il est requis de multiplier le courant redressé I_{red_ref} par la tension mesurée U_{cmes} .

Il est essentiel de garder la puissance réactive de référence à zéro.

- Nous obtenons les courants de référence par puissances de référence ainsi que les tensions mesurées.
- Nous comparerons ensuite les courants de référence aux courants mesurés.
- Les erreurs de comparaison des courants sont réglées par des régulateurs PI qui génèrent des tensions de référence, lesquelles seront à leur tour comparées aux tensions mesurées.
- Les erreurs dans la comparaison des tensions engendrent des écarts qui seront ensuite évalués par rapport aux tensions du filtre.
- Les erreurs dans la comparaison des courants engendrent des tensions de commande qui servent à commuter les six interrupteurs du redresseur lors des phases de fermeture et d'ouverture.

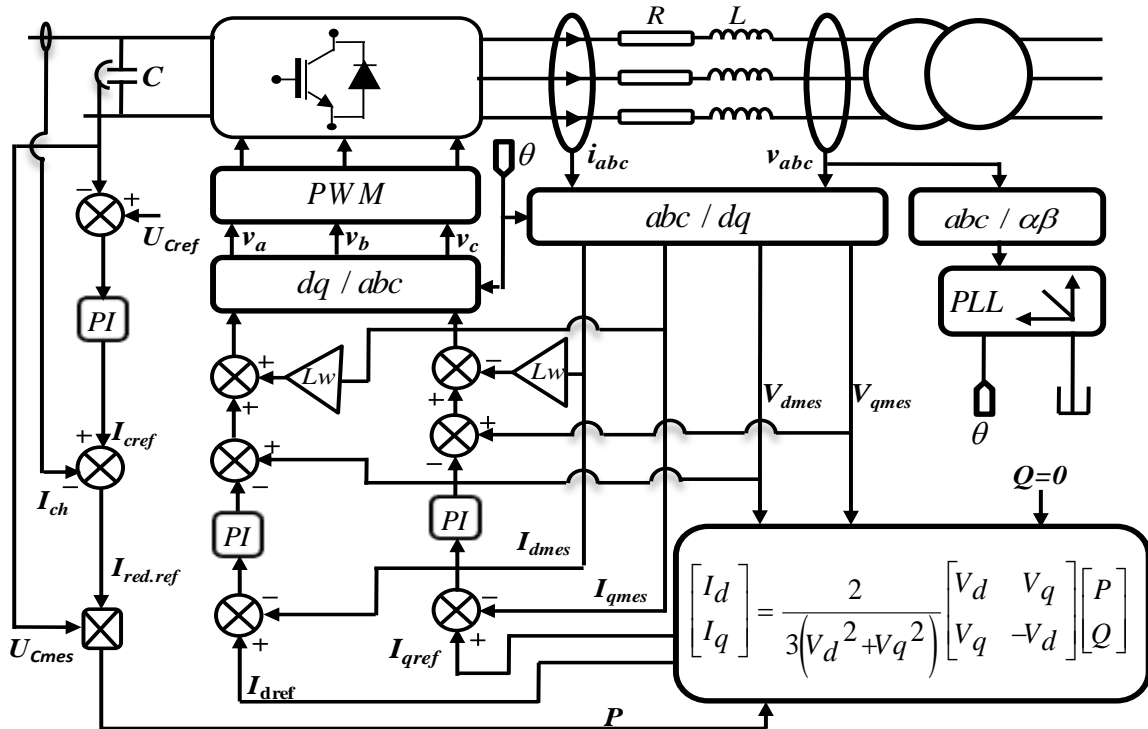


Figure II-5 : Schéma bloc de la commande VOC du convertisseur côté réseau.

II.4.3. Résultats de simulation

Les paramètres utilisés dans la simulation du redresseur sont (présentés en annexe) :

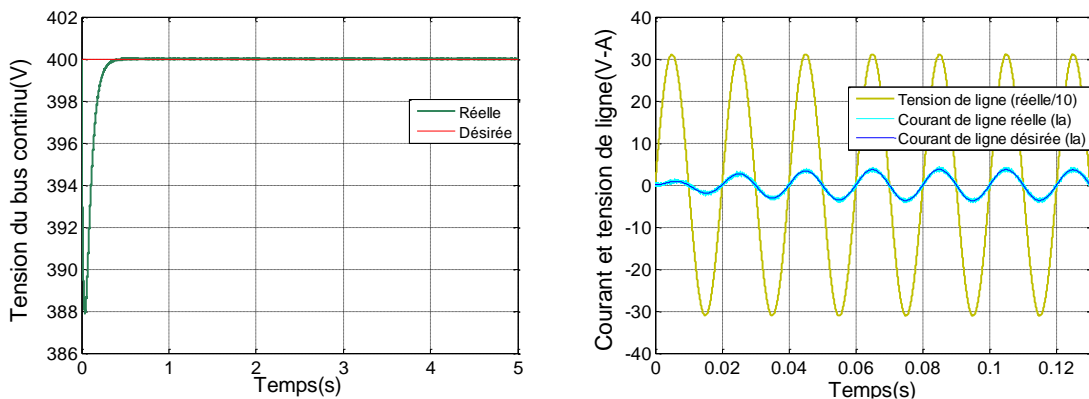


Figure II-6 : Tension du bus continu, courant et tension de ligne.

II.4.4 Interprétation ces résultats

On constate sur la figure II.6 que la tension continue suit le parcours de sa référence. De plus, les courants présentent une forme sinusoïdale et sont synchronisés avec la tension de ligne, ce qui permet d'obtenir un facteur de puissance unitaire. Ces résultats mettent ainsi en évidence l'efficacité et la fiabilité de la stratégie de commande basée sur l'orientation de la tension.

II.5 Modélisation de la turbine et de sa commande

La turbine à calage variable des pales est un élément indispensable dans tous les SCEE à vitesse variable, permettant de capter et de contrôler l'énergie cinétique du vent lors de ses périodes de faible et de forte vitesse. Pour garantir le bon fonctionnement de ces turbines, une modélisation précise ainsi que des commandes robustes pour différentes vitesses de vent sont nécessaires [69, 70].

II.5.1 Modélisation de la turbine

La turbine employée dans notre SCEE à vitesse variable est une turbine à trois pales orientables de longueur R_T , montée sur un axe horizontal et fixée à un arbre d'entraînement connecté à un multiplicateur de vitesse avec un rapport de transformation G . Ce mécanisme de transmission provoque le mouvement de l'arbre de la génératrice électrique. Les équations suivantes décrivent la modélisation de cette turbine [69, 70, 71, 72] :

La puissance de la turbine est P_T :

$$P_T = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_{mt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II. 24})$$

ρ : la densité de l'air est égale à 1.22 kg/m^3 pour une température de 15°C et une pression atmosphérique normale.

$C_p(\lambda, \beta)$: Le coefficient de puissance de la turbine, et pour obtenir le coefficient de puissance maximal $C_p = 0,5$ et un rendement maximal, il faut maintenir les valeurs de λ et β aux valeurs optimales suivantes : $\lambda = 9,2$ et $\beta = 2$.

$$C_p(\lambda, \beta) = (0,5 - 0,0167 \cdot (\beta - 2)) \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot (\lambda + 0,1)}{18,5 - 0,3 \cdot (\beta - 2)} \right] - 0,00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (\text{II. 25})$$

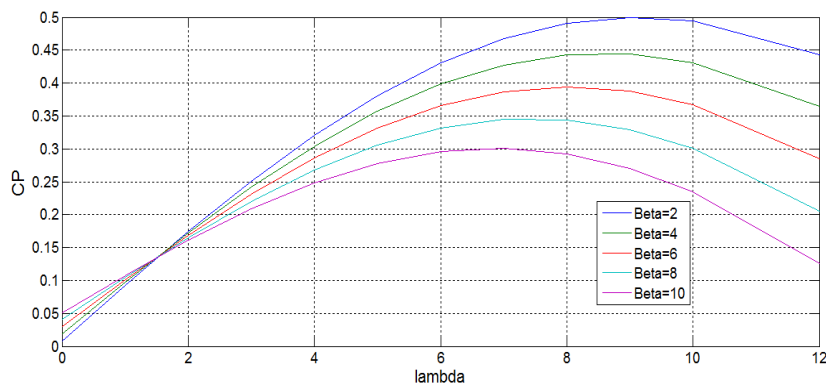


Figure II-7 Les courbes de coefficient de puissance en fonction la variation de la vitesse spécifique et de l'angle d'orientation des pales.

λ : la vitesse spécifique

$$\lambda = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{V} \quad (\text{II. 26})$$

La vitesse et le couple de la turbine sont donc déterminés de la manière suivante :

$$C_T = \frac{P_T}{\Omega_T} = \left(\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \right) \cdot \left(\frac{R_T}{V \cdot \lambda} \right) \quad (\text{II. 27})$$

$$C_T = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2}{\lambda} \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II. 28})$$

Les gains du multiplicateur sont présenter par :

$$G = \frac{C_T}{C_{Mec}} \quad (\text{II. 29}), \quad \text{et} \quad G = \frac{\Omega_g}{\Omega_T} \quad (\text{II. 30})$$

Les gains du multiplicateur sont présenter par :

$$\frac{C_T}{G} - C_g = J \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + f \cdot \Omega_g \quad (\text{II. 31})$$

II.5.2 Commande de la turbine pendant les faibles et fortes vitesses du vent

Afin d'atteindre un meilleur transfert d'énergie cinétique en énergie mécanique, deux commandes seront appliquées : la MPPT (Maximum Power Point Tracking) de manière indirecte afin d'optimiser la puissance du capteur à faible vitesse du vent, et le contrôle de pales (pitch control) pour réguler et maintenir la puissance convertie à des niveaux nominaux en cas de vents forts.

II.5.2.1 Commande de la turbine pendant les faibles vitesses du vent

Pour les faibles vitesses du vent. La puissance mise à disposition dans cette région est en deçà de celle de la turbine. Le but de cette procédure est d'optimiser la capture de la puissance éolienne en utilisant les techniques de contrôle connues sous le nom de Maximum Power Point Tracking (MPPT) [73, 74].

➤ Technique indirecte MPPT

Pour appliquer la commande MPPT indirecte, il faut maintenir deux variables à leurs valeurs optimales β_{opt} et λ_{opt} afin d'assurer un coefficient de puissance maximal C_{pmax} . L'algorithme de cette commande est déterminé par les équations suivantes [74, 75] :

La vitesse du vent comme suit :

$$V = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{\lambda_{opt}} \quad (II. 32)$$

Le couple optimal est écrit comme suit :

$$C_{T_{opt}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}} \quad (II. 33)$$

Le couple optimal devient, après remplacement la vitesse de vent de l'équation (II .33) :

$$C_{T_{opt}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^5 \cdot \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_T^2 \quad (II. 34)$$

Il est noté que le couple aérodynamique optimal est directement proportionnel au carré de la vitesse de rotation du rotor :

$$C_{T_{opt}} = k_{opt} \cdot \Omega_T^2 \quad (II. 35)$$

Tel que :

$$k_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^5 \cdot \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \quad (II. 36)$$

Dans le régime permanent, l'équation mécanique devient comme suit :

$$\frac{C_T}{G} - C_g - f \cdot \Omega_g = 0 \quad (II. 37)$$

En remplaçant (II. 35) dans l'équation(II. 37), l'équation mécanique s'écrit comme suit :

$$\frac{k_{opt}}{G} \cdot \Omega_T^2 - f \cdot \Omega_g - C_g = 0 \quad (II. 38)$$

Avec : $\Omega_g = G \cdot \Omega_T$

Lorsque le couple électromagnétique C_g est régulé pour suivre le point de fonctionnement optimal, l'éolienne maintient une proximité avec sa courbe de rendement optimal, ce qui se traduit par un couple optimal appelé $C_{g_{opt}}$.

$$C_{g_{opt}} = \frac{k_{opt}}{G^3} \cdot \Omega_g^2 - f \cdot \Omega_g \quad (II. 39)$$

II.5.2.2 Commande de la turbine pendant les fortes vitesses du vent

En présence de rafales de vent intenses L'objectif de cette technique de contrôle et de régulation est de contrôler et stabiliser la vitesse de la turbine à un niveau garantissant une puissance équivalente à la puissance nominale de l'éolienne, dans le but de prévenir les surcharges. L'exécution de l'ordre requis se fait en modifiant l'angle de calage des pales (pitch control) [75, 76].

➤ **Technique du système d'orientation des pales (pitch control)**

Pour appliquer la deuxième commande pitch control et conserver la puissance générée à sa valeur nominale, la diminution du coefficient de puissance ainsi que la limitation de la puissance convertie est effectuée lorsque l'on agit sur les pales par des actions sur leur angle de calage. Pour ce faire, on utilise un correcteur de type PI pour corriger la puissance générée P_{gen} à sa valeur de référence (nominale) P_{nom} . Pour déterminer la vitesse de changement de l'angle de référence, $\dot{\beta}_{ref}$, on corrige l'angle de calage β à l'aide de la valeur de référence β_{ref} déjà obtenue. Cette vitesse de référence $\dot{\beta}_{ref}$ sera soumise à une limitation. Un intégrateur $\frac{1}{p}$ est utilisé pour avoir l'angle de calage voulu β [76].

Dans notre étude, le profil du vent appliqué possède une faible vitesse $V = 8 \text{ m/s}$. Sa variation en fonction du temps est représentée par la figure II.8

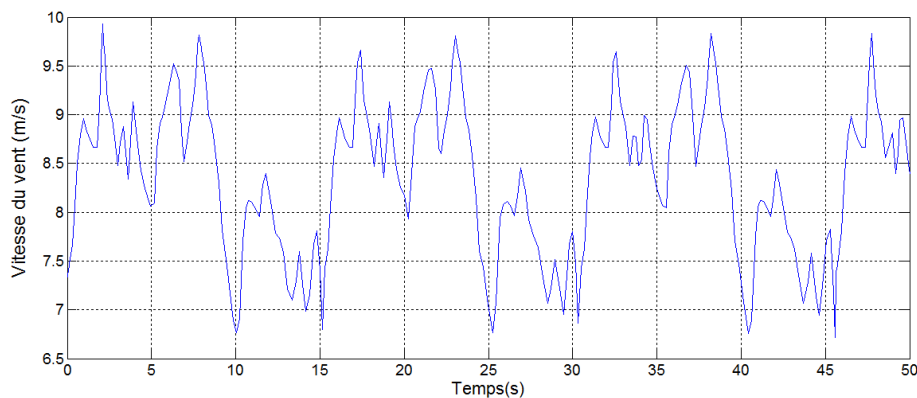


Figure II-8 : Profil du vent appliqué à la turbine.

Le schéma bloc de modèle de la turbine et de ses commandes est donné par la figure ci-dessous

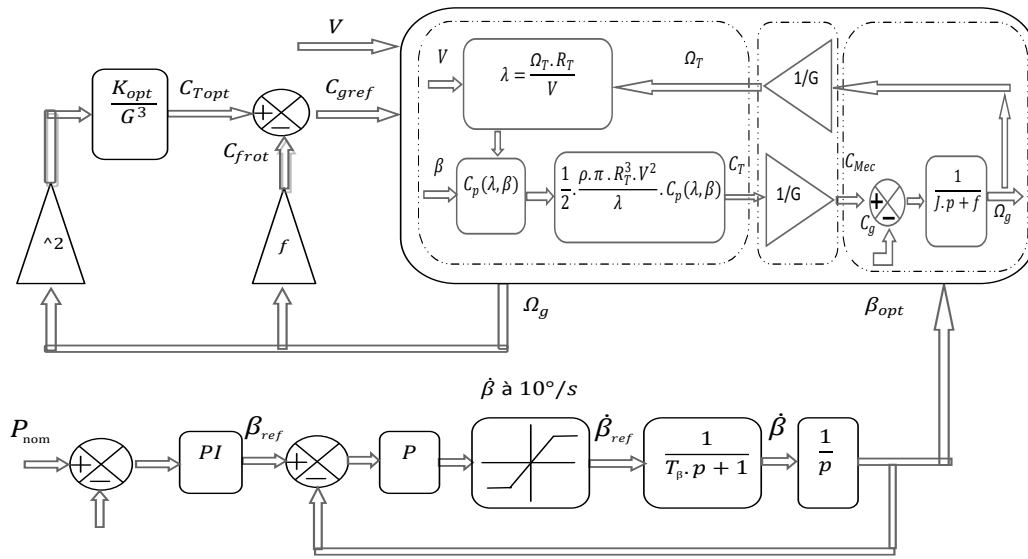


Figure II-9 Schémas bloc du modèle de la turbine et de ses commandes pour des vitesses de vent faibles et élevées (MPPT et Pitch Control).

II.5.3 Résultats de simulation numérique

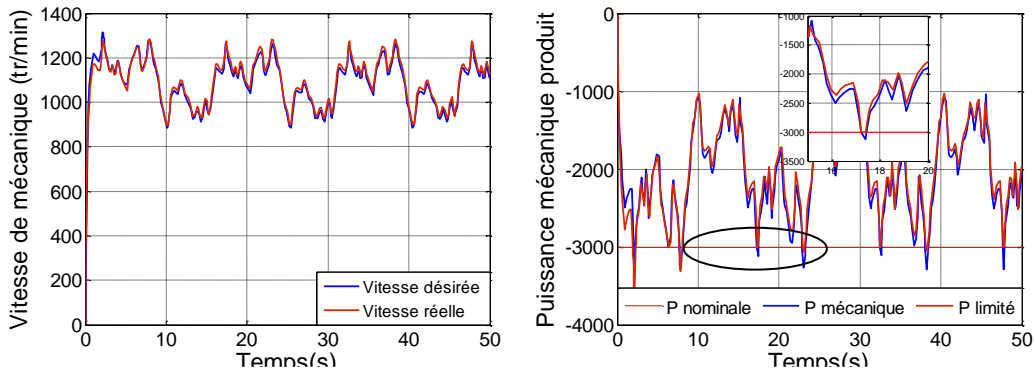


Figure II-10 : Vitesse mécanique et puissance mécanique produite.

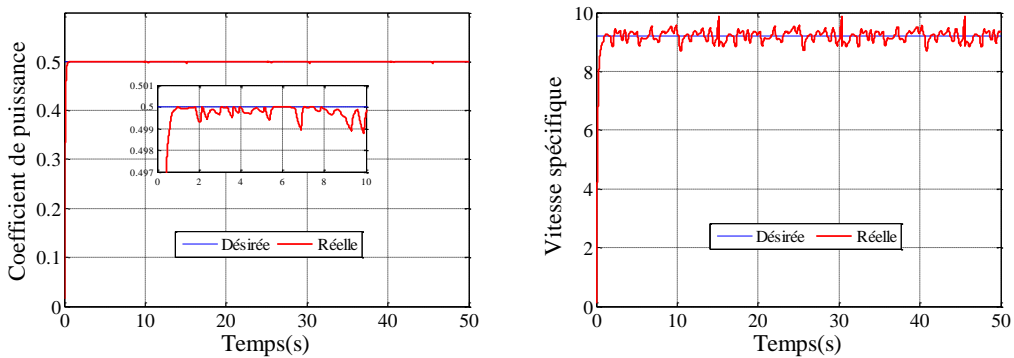


Figure II-11 : Coefficient de puissance et vitesse spécifique.

II.5.4 Interprétation ces résultats

La simulation a été utilisée pour évaluer la validité des deux commandes : l'une dite indirecte d'extraction du point de puissance maximale (MPPT) pour les faibles vitesses du vent, où la vitesse spécifique suit la référence idéale établie, tandis que le coefficient de puissance suit le coefficient de puissance maximal désiré.

L'autre commande, appelée « pitch control », permet d'adapter la vitesse mécanique aux fortes vitesses du vent. Ce système permet de limiter strictement la puissance convertie à sa valeur nominale afin de protéger efficacement l'éolienne contre d'éventuelles surcharges.

II.12 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation de la modélisation séparément d'un SCEE à vitesse variable. Ce système est composé d'une MADA. La turbine est actionnée par un système à calage variable et son fonctionnement est contrôlé par le rotor à l'aide de deux convertisseurs de puissance bidirectionnels.

Nous avons commencé par modéliser la MADA en utilisant le système biphasé (d,q) associé au champ tournant, ce qui a permis de simplifier le modèle. Après cela, on a abordé la conception du convertisseur côté machine qui fournit de l'énergie au rotor de dite machine, facilitant ainsi l'implémentation des commandes pour gérer les puissances produites par le stator de la machine.

Par la suite, nous avons modélisé le convertisseur côté réseau ainsi que sa commande afin de contrôler par la suite le bus continu et de le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance du côté réseau

Ensuite, nous avons procédé à une modélisation de la partie mécanique du SCEE (turbine) ainsi que de ses deux systèmes de contrôle : la MPPT indirecte visant une puissance maximale captée lors de faibles vitesses de vent et le contrôle de l'orientation des pales pour limiter et maintenir la puissance convertie à un niveau nominal en cas de fortes vitesses de vent.

Le logiciel MATLAB a été utilisé pour simuler les modèles de la chaîne de conversion. Les résultats de la simulation obtenus concordent avec ceux antérieurement décrits dans la littérature.

CHAPITRE III :
L'APPLICATION DES COMMANDES
DEVELOPPES

III.1 Introduction

Suite à l'exposé théorique des sept approches de contrôle détaillées dans le chapitre précédent, nous allons maintenant mettre en pratique les dites commandes sur SCEE afin de réguler et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique générée. Le but de ce chapitre est d'élaborer des algorithmes de commande appropriés capables de compenser les effets des perturbations paramétriques et externes sur SCEE. L'objectif de ces algorithmes est de réguler les puissances statorique de la MADA dans le SCEE. Plus précisément, la puissance active doit être ajustée en fonction de la puissance mécanique disponible de référence générée au niveau de la turbine, tandis que la puissance réactive doit être maintenue à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire du côté du stator. Afin d'atteindre cet objectif, nous mettons en place diverses stratégies de contrôle.

III.2 Mise en œuvre de la commande à flux statorique orienté

Cette méthode de contrôle est l'une des approches employées afin d'améliorer la qualité de l'énergie générée et intégrée au réseau électrique principal. La dite méthode propose une commande qui utilise un flux orienté de stator pour établir une relation entre les grandeurs de puissance du stator et les tensions du rotor produites par l'onduleur. Ces interactions offrent la possibilité d'exercer un contrôle indépendant sur la puissance statorique produite de la MADA, en agissant sur les tensions du rotor.

III.2.1 Modèle de la MADA réduite

Dans cette méthode, la conception de la machine garantit que le flux produit par le stator soit nul dans le référentiel de Park selon l'axe q et constant selon l'axe d, avec une résistance statorique R_s négligeable. Ces équations peuvent être simplifiées de la manière suivante [77, 78 et 79] :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

III.2.2 Synthèse de la loi de commande

En se référant aux équations du flux statorique en composantes directes et de quadrature (équation (III.2)), les équations qui relient les courants de stator aux courants de rotor seront les suivantes :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

- La liaison entre les puissances due au stator et courants due au rotor

En utilisant un repère biphasé, les composantes active et réactive de la puissance du stator d'une machine asynchrone peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

En supposant un flux statorique orienté, il est possible de simplifier ce système d'équations de la façon suivante :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

En substituant les composantes statoriques directes et en quadrature par leurs formulations dans les équations de la puissance active et réactive, on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

Il est déduit de l'expression (III.6) que la commande des deux puissances au niveau du stator est indépendante. En présence d'une inductance magnétisante constante, un réseau électrique robuste, une liaison linéaire entre la puissance active et le courant de rotor d'axe q, tandis que la puissance réactive sera proportionnelle à la composante directe du courant de rotor, à une constante près égale à $\frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s}$ imposée par le réseau.

- La liaison entre les tensions et les courants de rotor

En se basant sur le système d'équations(III.3), on peut exprimer les flux rotoriques de la manière suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + \frac{V_s \cdot M}{w_s \cdot L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (III. 7)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (III. 8)$$

Dans un régime permanent, les dérivées des courants biphasés tournants sont nulles, ce qui nous autorise à exprimer :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (III. 9)$$

Après l'application de la transformation de Laplace sur ces deux équations, on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s \right] I_{rd} - g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) s \right] I_{rq} + g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (III. 10)$$

La figure III-1 présente le schéma fonctionnel de l'approche de contrôle vectoriel appliquée au GADA.

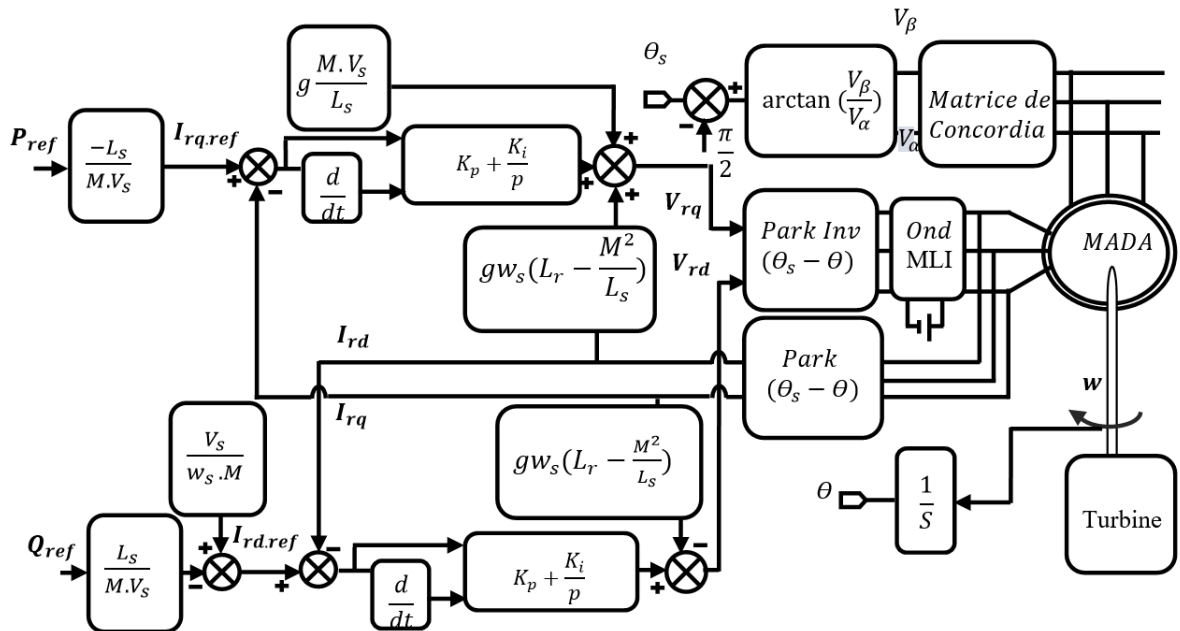


Figure III-1 : Schéma bloc de la commande FSO

III.2.3 Les résultats de simulation

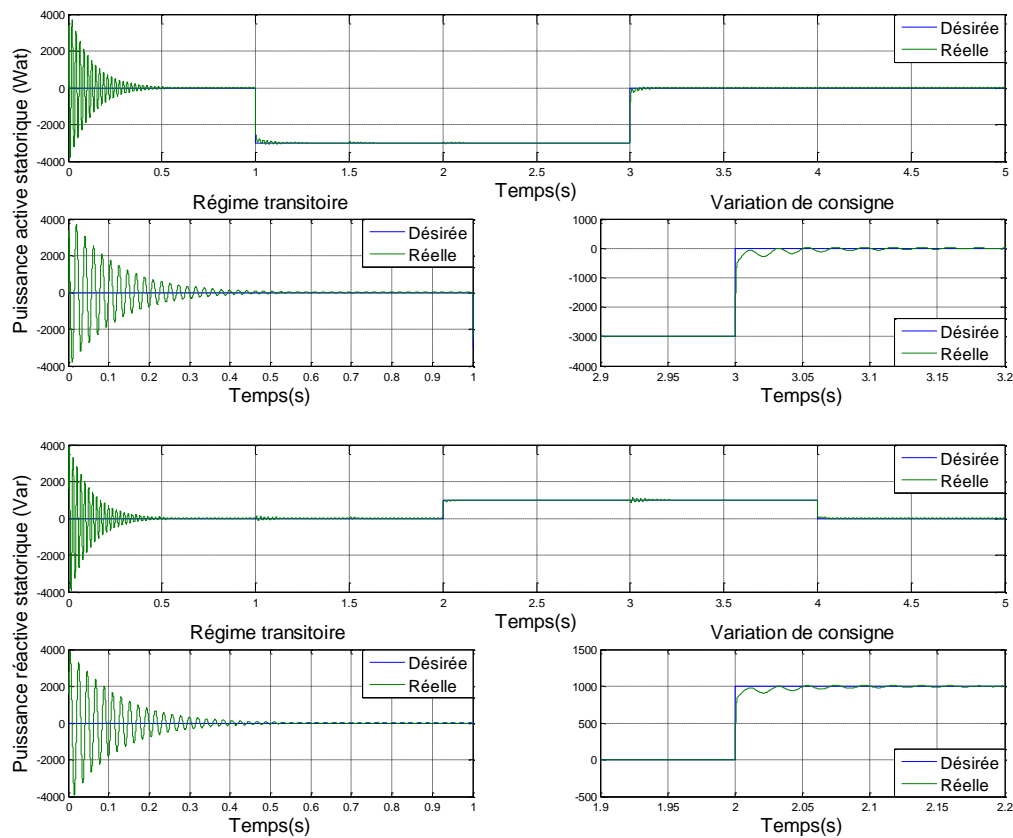


Figure III-2 : Les puissances active et réactive produites (FOC)

III.2.4 Interprétation ces résultats

Selon les courbes présentées dans la figure (III-2) illustrant les résultats de la simulation, l'application de la commande vectorielle sans boucle de puissance permet d'obtenir un découplage entre les deux puissances statorique. Les résultats de cette simulation indiquent un suivi précis des valeurs de référence pour les grandeurs de puissance active et réactive, bien qu'une légère ondulation apparaisse lors de la modification de la consigne.

III.3 Mise en œuvre de la commande LFT1

Ce contrôle repose sur l'utilisation de régulateurs flous de type 1 afin de remédier aux deux principaux inconvénients du contrôle de flux orienté du stator, à savoir l'inadaptation aux systèmes à paramètres structuraux variables (structures variables). L'inefficacité des correcteurs traditionnels entraîne fréquemment des résultats de performance inférieurs.

Cette commande non linéaire sera utilisée pour surveiller de manière continue et indépendante les puissances active et réactive produites par notre SCEE.

III.3.1 Architecture d'un régulateur LFT1 utilisé

Dans la logique floue type 1 utilisée pour les systèmes simples monovariables, leur contrôleur est généralement constitué d'une entrée floue. La plupart de ces cas est l'erreur (écart entre la consigne et la sortie) et la dérivée (la dynamique du système). Ces contrôleurs utilisent globalement le bloc développé par MAMDANI, tel qu'illustre dans la figure ci-dessous [80, 81] :

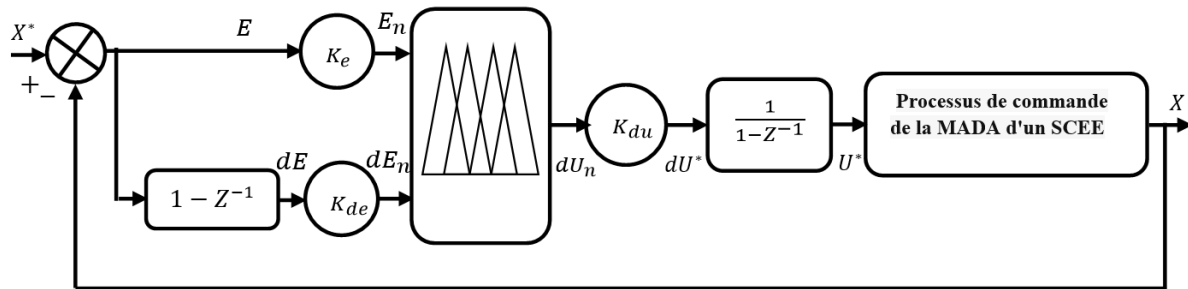


Figure III-3 : Architecture du régulateur LFT1

D'après le schéma ci-dessus, la régulateur floue type 1 se compose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.

Les facteurs d'échelle (k_e , k_{de} et k_{du}) correspondent à des paramètres utilisés pour la normalisation et la dénormalisation. La sélection appropriée de ces éléments dans le but d'assurer la stabilité et d'améliorer les performances spécifiques, tant dynamiques que statiques, du système à ajuster. De plus, les gains d'entrée (k_e , k_{de}) sont utilisés pour limiter les valeurs physiques d'entrée à une plage de variation spécifique définie comme l'univers de discours. Nous évoquons ici un module de fuzzification qui se concentre sur l'erreur et sa dérivée. Nous avons choisi d'utiliser des formes triangulaires et trapézoïdales pour les fonctions d'appartenance.

- un bloc de défuzzification de la variation de la commande, les variables floues des sorties du processus d'inférence. Nécessitent d'être converties en valeurs réelles de sortie afin d'être utilisées par le système.

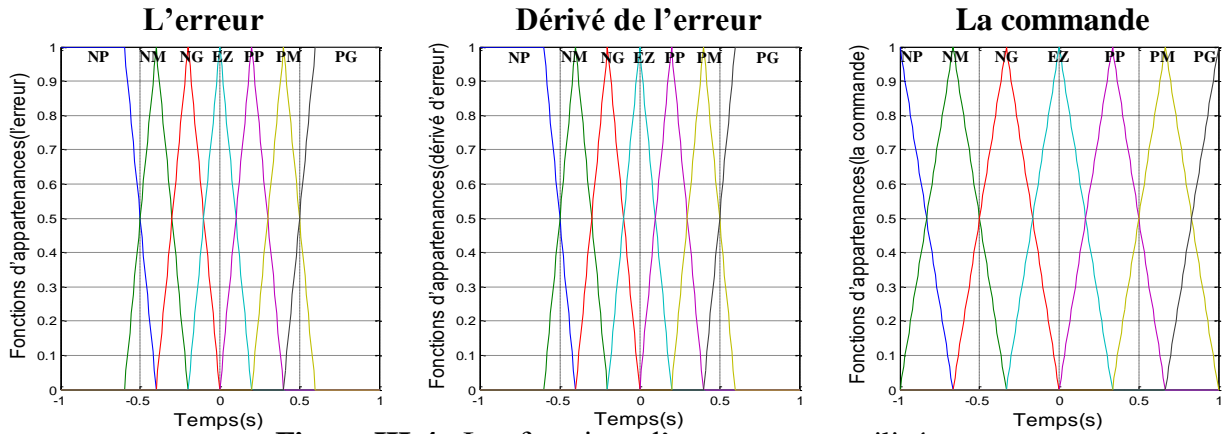


Figure III-4 : Les fonctions d'appartenance utilisées

- Les règles d'inférence peuvent déduire la variable de sortie par un moyen fourni pour agir sur les courants regroupés, comme illustré dans le tableau ci-dessous.
- On utilise la méthode « min-max » de Mamdani pour la méthode d'inférence

Tableau III-1: Tableau des règles de décision pour le régulateur LFT1

Controle		Erreur						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
Derive de l'erreur	NB	NB	NB	NB	NB	Z	Z	Z
	NM	NB	NB	NM	NM	Z	Z	Z
	NS	NB	NB	NS	NS	PS	PS	PM
	Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	NS	PS	PS	PB	PB
	PM	Z	Z	Z	PM	PM	PB	PB
	PB	Z	Z	Z	PB	PB	PB	PB

Le schéma bloc de la commande par la logique floue type1 appliqué à une MADA dans un SCEE est représenté comme suit :

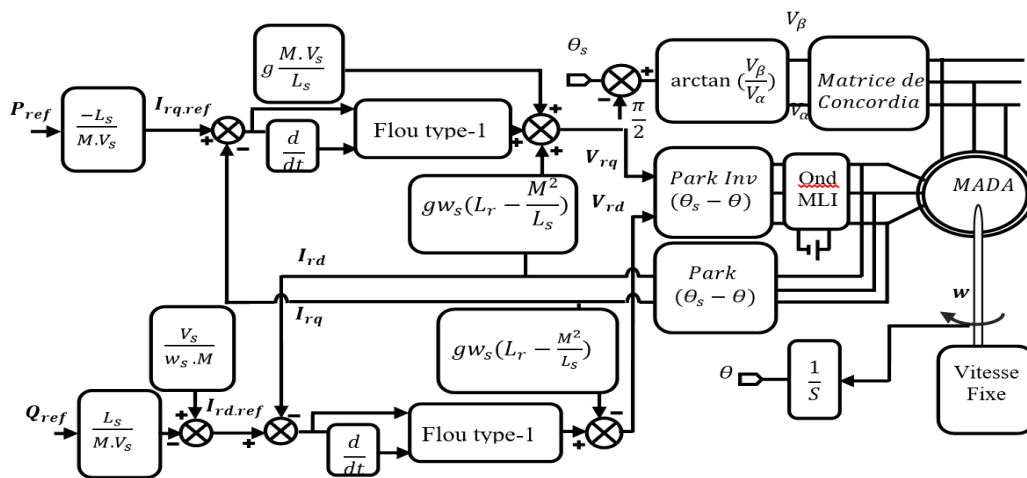


Figure III-5 : Schéma de la structure de commande par la LFT1

III.3.2 Résultats de simulation numérique

Cette expérience a été effectuée dans les circonstances suivantes : la MADA est alimentée directement et entraînée à une vitesse constante. 1440 tr/min avec un changement de la consigne pour la puissance active (-3000w) entre $t=1s$, et $t=3s$, et pour la puissance réactive (+1000Var) entre $t=2s$, et $t=4s$.

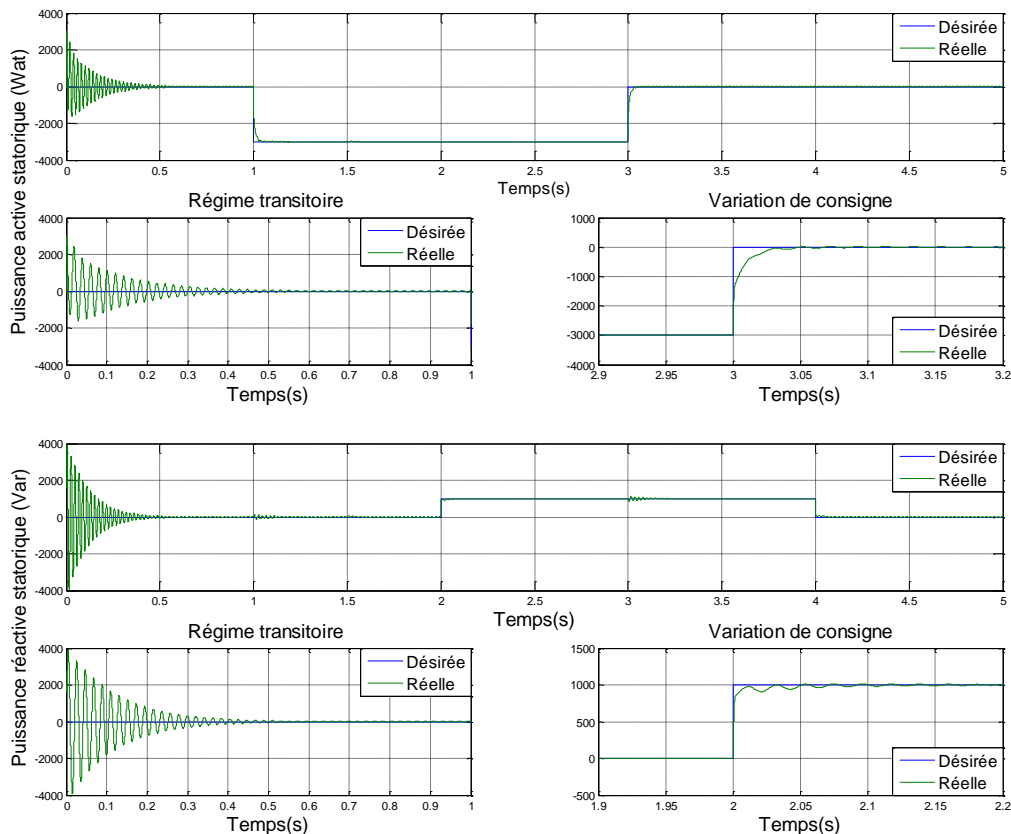


Figure III-6 : Les puissances active et réactive produites (LFT1)

III.3.3 Interprétation ces résultats

Selon les graphiques présentés dans la figure ci-dessus, illustrant les résultats de la simulation, la dite commande garantit toujours un découplage parfait entre les deux puissances contrôlées avec une poursuite vers leurs grandeurs désirées et un dépassement nul lors de changements de consigne.

III.4 Mise en œuvre de la commande LFT1 adaptative

Le contrôleur flou de type 1 capable de réguler tout système non linéaire. Cependant, en raison de la variabilité des paramètres de ces systèmes, il n'était pas toujours facile d'obtenir des résultats satisfaisants. Afin de remédier à cette problématique, une commande adaptative a été incorporée dans le contrôleur flou de type 1 en vue de concevoir un contrôleur flou adaptatif permettant un ajustement automatique, notamment lorsque les paramètres du

processus à contrôler sont soit inconnus, soit variables dans le temps. Dans cette partie, nous allons étudier l'application de la commande floue de type-1 adaptative pour ajuster les puissances produites par notre système.

III.4.1 Architecture du mécanisme d'ajustement utilisé

Actuellement, plusieurs recherches portent sur la commande floue de type-1 adaptative. Cependant, ces études sont limitées en raison du manque d'outils adaptés. Un contrôleur flou est considéré comme adaptatif lorsque l'un ou plusieurs de ses paramètres ajustables (gains, fonctions d'appartenance, règles) évoluent pendant son fonctionnement. Ainsi, un contrôleur flou adaptatif est un dispositif de contrôle dont les paramètres évoluent dans le temps. [82]. Dans ce qui suit, nous allons présenter une technique de commande floue type-1 adaptative. Notre objectif ici est d'adapter seulement le gain de commande de sortie en temps réel par un mécanisme d'ajustement du gain dans le but d'avoir de bonnes performances de commande de notre système dans le cas de variations paramétriques.

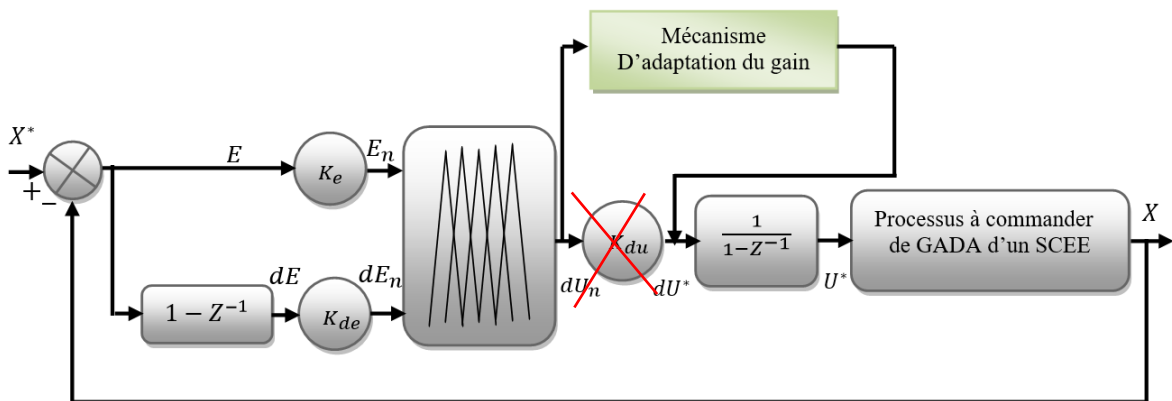


Figure III-7 : Architecture du régulateur LFT1 adaptative

Le mécanisme d'ajustement, c'est un régulateur flou type-1. Les fonctions d'appartenance pour l'erreur, et la commande sont représentées comme suit :

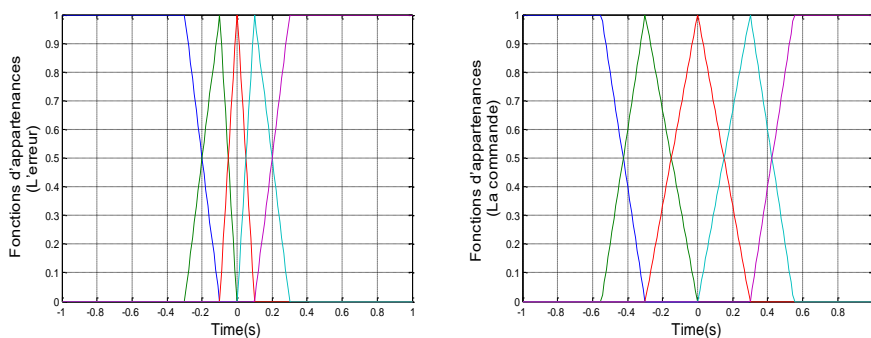


Figure III-8 : Les fonctions d'appartenances utilisées.

la table des règles de mécanisme d'ajustement est représentée comme suit :

Tableau. III-2: Tableau des règles de mécanisme d'ajustement régulateur LFT1.

L'erreur	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
La commande	PG	PM	PP	EZ	NP	NM	NG

Le schéma bloc de la commande par la logique floue type1 adaptative appliqué à une MADA dans un SCEE est représenté comme suit :

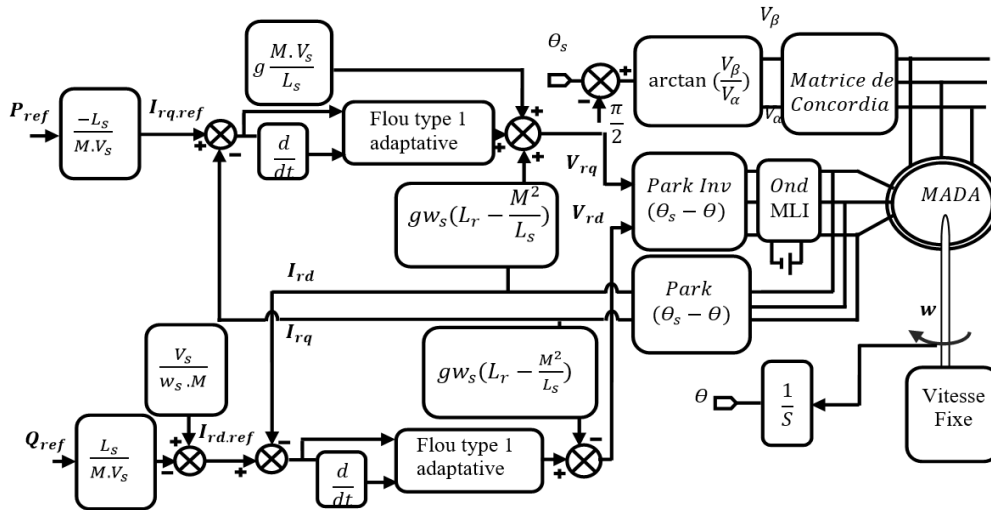


Figure III-9 : Schéma de la structure de commande par la LFT1 adaptative

III.4.2 Résultats de simulation

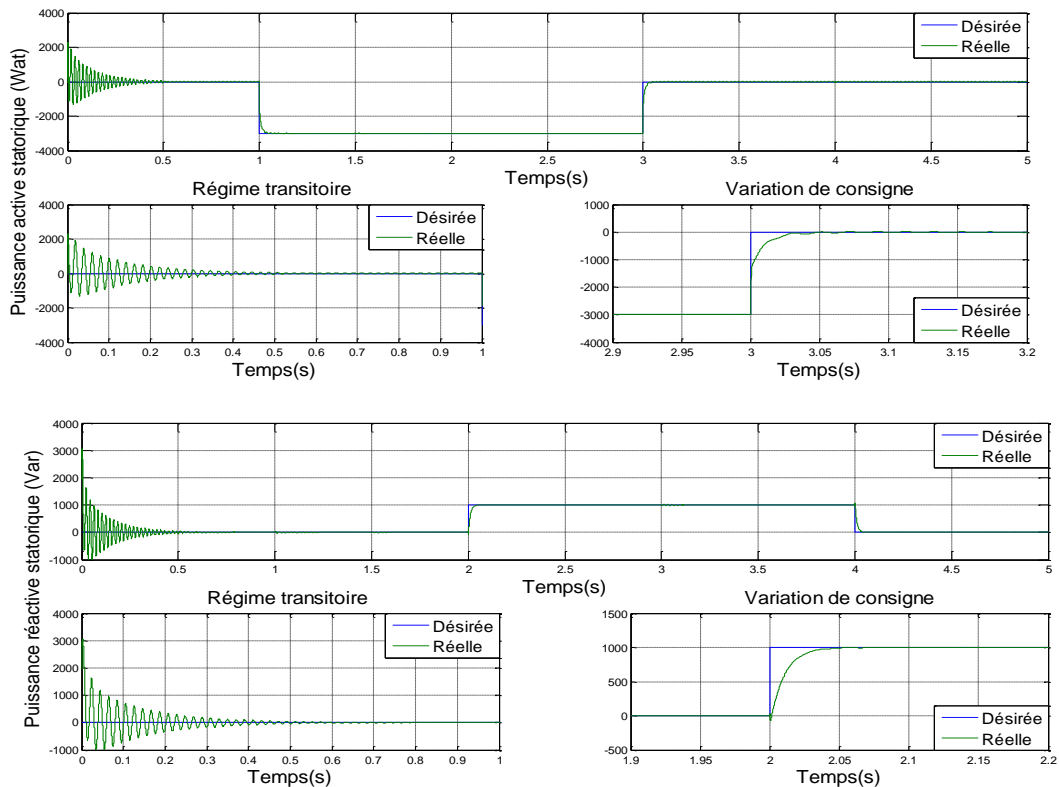


Figure III-10 : Les puissances active et réactive produites (LFT1 adaptative)

III.4.3 Interprétation ces résultats

Les résultats obtenus par cette technique sont les meilleurs par rapport à ceux obtenus par les deux commandes précédentes. Cette amélioration est observée dans le régime transitoire et lors du changement de la consigne, tel que : le temps de réponse et l'adaptation de poursuites des puissances mesurées aux leurs désirées.

III.5 Mise en œuvre de la commande LFT2

Afin d'améliorer les performances de notre SCCE, une nouvelle technique de commande basée sur des régulateurs flous de type-2 a été développée pour améliorer les caractéristiques de suivi et garantir la robustesse du système. Cette commande permet d'assurer un contrôle instantané et indépendant des puissances active et réactive produites par le générateur asynchrone à double alimentation (GADA) dans un système de production d'énergie éolienne. Pour implanter la dite commande au SCCE, nous avons adopté la structure de commande de logique floue type-1 tout en remplaçant les régulateurs flous type-1 par des régulateurs flous type-2.

III.5.1 Architecture d'un régulateur LFT2 utilisé

La plupart des contrôleurs flous de type 2 utilisés pour surveiller les grandeurs monovariabiles contient des entrées correspondant généralement à l'erreur et à sa dérivée, ainsi qu'une sortie qui commande. Le schéma simple de ces contrôleurs est présenté dans la figure ci-dessous.

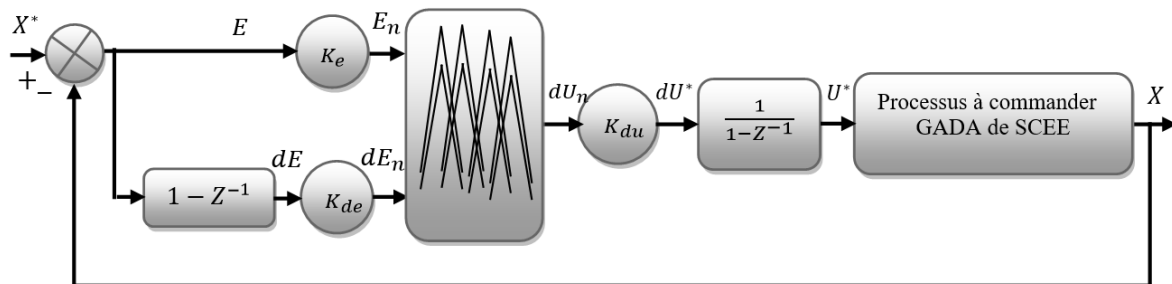


Figure III-11 : Architecture du régulateur LFT2

III.5.1.1 Les fonctions d'appartenances

Pour sélectionner les formes des fonctions d'appartenance des ensembles flous utilisés pour la fuzzification de l'erreur et de sa dérivée, nous avons choisi d'utiliser trois ensembles flous de type gaussien. En ce qui concerne la sélection des formes des fonctions d'appartenance des ensembles flous utilisés pour la défuzzification de la variation de la commande, nous avons

opté pour cinq ensembles flous de forme gaussienne. Les deux blocs sont illustrés de la manière suivante :

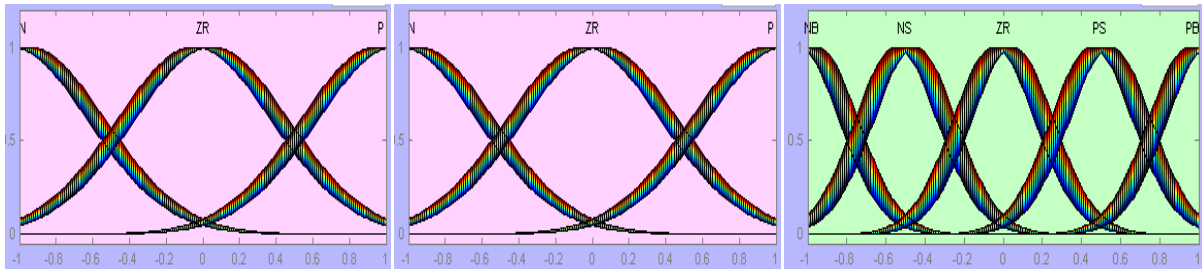


Figure III-12 : Les fonctions d'appartenance utilisées

III.5.1.2 La table des règles de décision

Les règles d'inférence permettant de déterminer la variable de commande pour le paramètre actuel sont regroupées dans le tableau ci-dessous :

Tableau. III-3 : Tableau des règles de décision pour le régulateur LFT2

COMMANDE		ERREUR		
		N	ZR	P
TAUX DE CHANGEMENT DE L'ERREUR	N	NB	NS	PS
	ZR	NB	ZR	PB
	P	NS	PS	PB

Le schéma bloc de la commande par la logique floue type 2 appliqué à une MADA dans un SCEE est représenté comme suit :

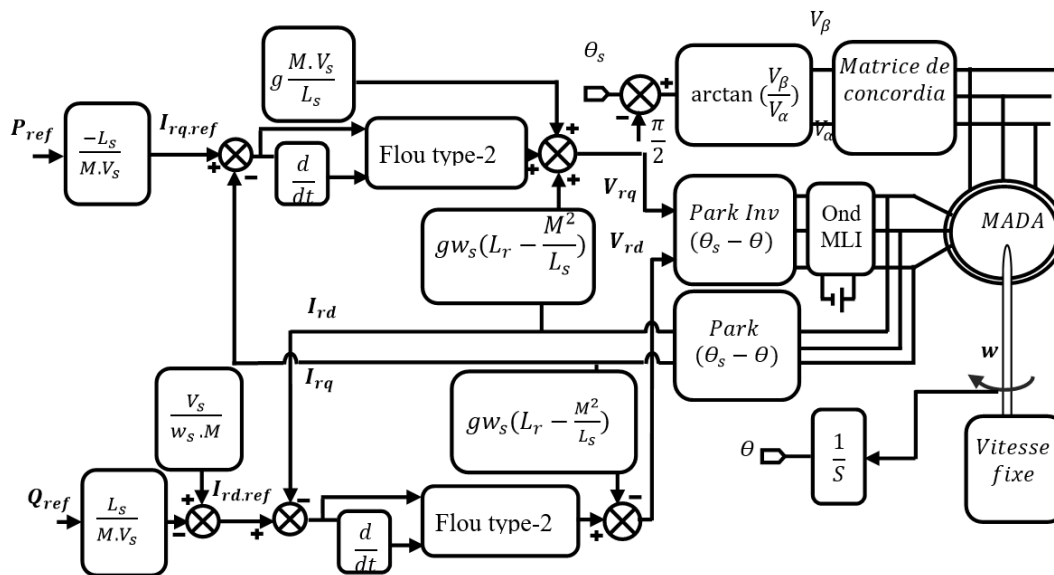


Figure III-13 : Schéma de la structure de commande par la LFT2

III.5.2 Résultats de simulation numérique

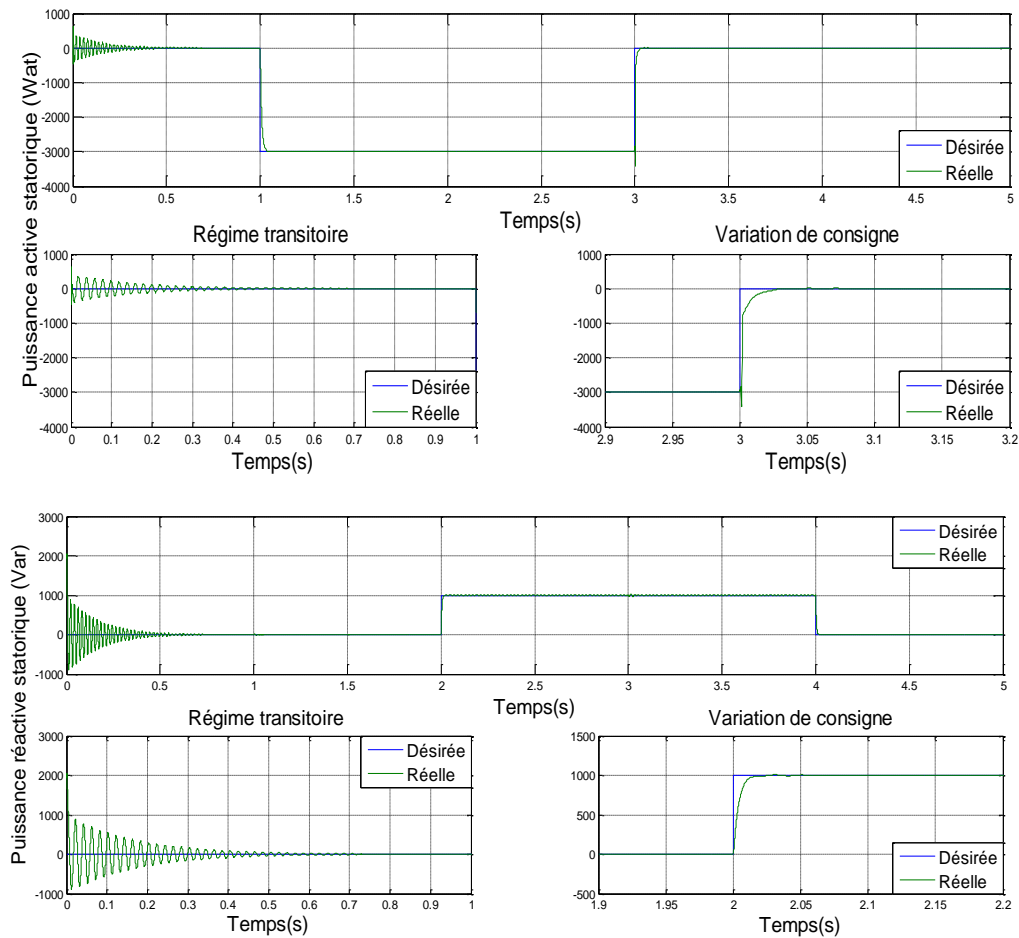


Figure III-14 : Les puissances active et réactive produites (LFT2)

III.5.3 Interprétation ces résultats

Tout d'abord, les résultats de la simulation présentés dans la figure (III.14) démontrent que les valeurs des puissances active et réactive suivent celles de leurs références, avec une amélioration du temps de réponse et une erreur de poursuite inférieure à celle des commandes précédentes.

III.6 Mise en œuvre de la commande par mode glissant

Parmi les diverses techniques de commande utilisées pour contrôler notre machine, la commande par mode glissant se distingue par sa capacité à s'adapter aux systèmes à structures variables. L'idée fondamentale de cette approche est de contraindre et d'attirer la dynamique (l'état) du système vers une région spécifiquement choisie, appelée surface de glissement, de manière à élaborer une loi de commande garantissant le maintien continu du système dans cette région.

Cette méthode garantit ainsi un contrôle précis et stable, même lorsque les conditions du système évoluent.

III.6.1 Modèle de la MADA utilisé

Le modèle de la MADA utilisée est similaire à la commande vectorielle qui a été introduite précédemment, où toutes les variables électriques sont généralement représentées dans un système de coordonnées fixes associé au stator, en utilisant les coordonnées (d,q). Le modèle d'état est présenté de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \phi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

Ainsi, les relations entre les puissances statoriques et les courants rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (\text{III. 12}) \quad \begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

Les dérivées des courants de référence et mesurés du rotor sont données par :

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{III. 14}) \quad \begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

III.6.2 Synthèse de la loi de commande

- Choix des surfaces de glissements

La puissance active sera en relation directe proportionnelle au courant du rotor de l'axe q, et la puissance réactive proportionnelle au courant du rotor de l'axe d. L'expression des surfaces de contrôle des puissances active et réactive est donnée par la formule suivante :

$$\begin{cases} s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \\ s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

✚ Conditions de convergences

Afin d'assurer la convergence des variables sélectionnées vers leurs valeurs de référence, il est nécessaire que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

Quand les conditions de convergence sont remplies, les composantes active et réactive de la puissance convergent de manière exponentielle vers leurs valeurs de référence. Pour respecter ces valeurs, il est essentiel de rendre la surface de glissement attrayante et invariante. Le mode glissant est établi lorsque la condition d'attractivité de Lyapunov est inférieure à zéro, c'est-à-dire :

$$s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0 \quad (\text{III. 18})$$

✚ Loi de commande par mode glissant

L'expression de la surface de contrôle et de sa dérivée pour contrôler la puissance active est donnée par :

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (\text{III. 19}) \quad \dot{s}(P) = (\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq}) \quad (\text{III. 20})$$

En remplaçant les dérivées des courants de référence et mesurés du rotor par leurs expressions relatives, on obtient

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \quad (\text{III. 21})$$

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) \right) \quad (\text{III. 22})$$

$$\dot{s}(P) = -v_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (\text{III. 23})$$

$$-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) = -v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (\text{III. 24})$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g w_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} + L_r \sigma v_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (\text{III. 25})$$

$$\begin{cases} V_{rq-Equi} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g w_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \\ V_{rq-attr} = L_r \sigma v_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \end{cases} \quad (\text{III. 26})$$

L'expression de la surface de contrôle et de sa dérivée pour contrôler la puissance réactive est donnée par :

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (\text{III. 27}) \quad \dot{s}(Q) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \quad (\text{III. 28})$$

En remplaçant les dérivées des courants de référence et mesurés du rotor par leurs expressions relatives, on obtient

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) \right) \quad (\text{III. 29})$$

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) \right) \quad (\text{III. 30})$$

$$\dot{s}(Q) = -v_2 \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 31})$$

$$\left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{rd} + g w_s L_r \sigma I_{rq}) = -v_2 \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 32})$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{rd} - g w_s L_r \sigma I_{rq} + L_r \sigma v_2 \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 33})$$

$$\begin{cases} V_{rd-Equi} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{rd} - g w_s L_r \sigma I_{rq} \\ V_{rd-attr} = L_r \sigma v_2 \operatorname{sgn}(s(Q)) \end{cases} \quad (\text{III. 34})$$

Les équations (III. 26), (III. 34) aident à élaborer un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une MADA, comme illustré dans la figure ci-dessous.

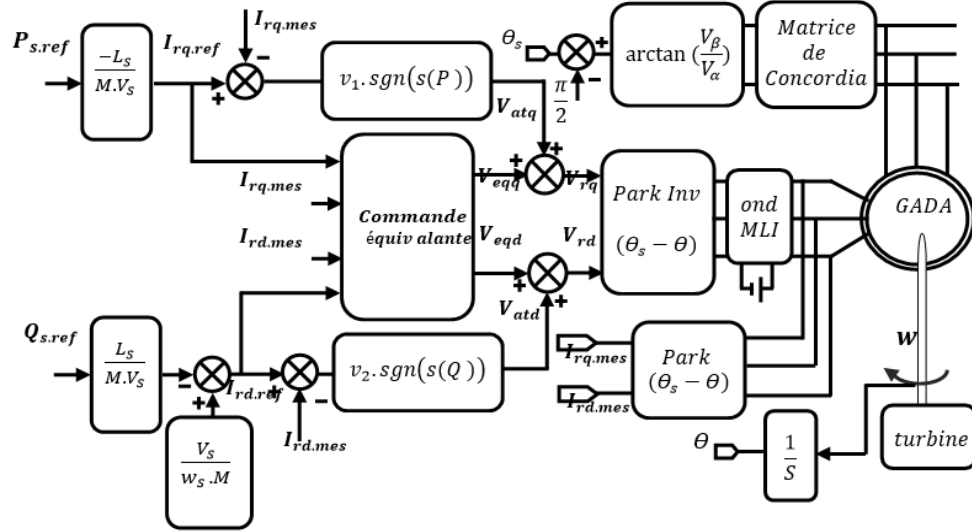


Figure III-15 : Schéma de la structure de commande par mode glissant

III.6.3 Résultats de simulation numérique

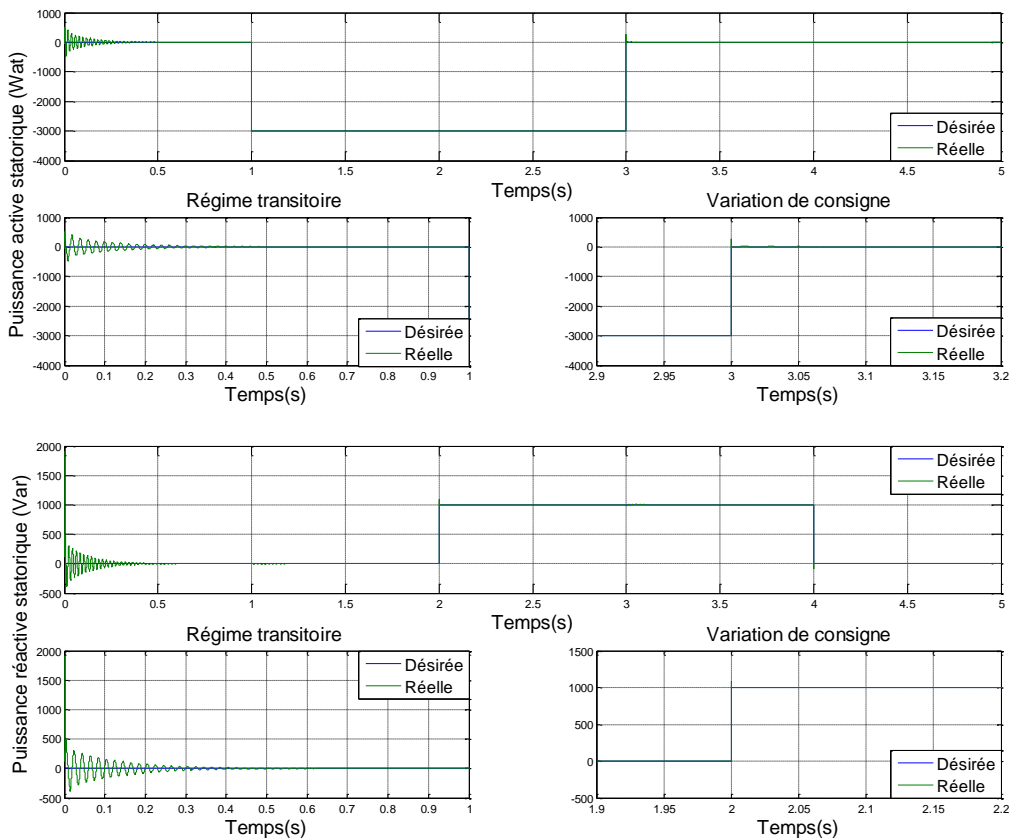


Figure III-16 : Les puissances active et réactive produites (mode glissant)

III.6.4 Interprétation ces résultats

Les deux améliorations remarquées lors de l'application de la commande par mode glissant par rapport aux commandes précédentes présentées dans la figure (III.16) sont : une réduction significative des oscillations avec un temps de réponse rapide

III.7 Mise en œuvre de la commande hybride glissant floue type 1

Cette nouvelle commande constitue une solution attrayante pour optimiser les performances de notre système et remédier au principal inconvénient de la commande précédente, à savoir le phénomène de broutement induit par la partie équivalente. Pour remédier à cette situation, une commande hybride a été développée afin d'assurer des performances élevées pour notre Système Eolien à Générateur Asynchrone à Double Alimentation (GADA) à vitesse variable. Ce processus est communément appelé "commande hybride glissante floue de type 1".

III.7.1 Réduction de l'effet de réticence par les correcteurs LFT1

Afin de mettre en œuvre la dite commande au SCEE, nous avons opté pour une structure de commande en mode glissant similaire, où les fonctions de signe ont été remplacées par des régulateurs flous de type 1 de même nature (régulateur de type Mamdani à sept classes), utilisant des fonctions d'appartenance équivalentes à celles des régulateurs préalablement employés pour la commande floue de type 1. La différenciation réside dans les bénéfices de la normalisation, notamment les facteurs d'échelle, dans le but de surveiller de manière continue les puissances active et réactive générées par SCEE.

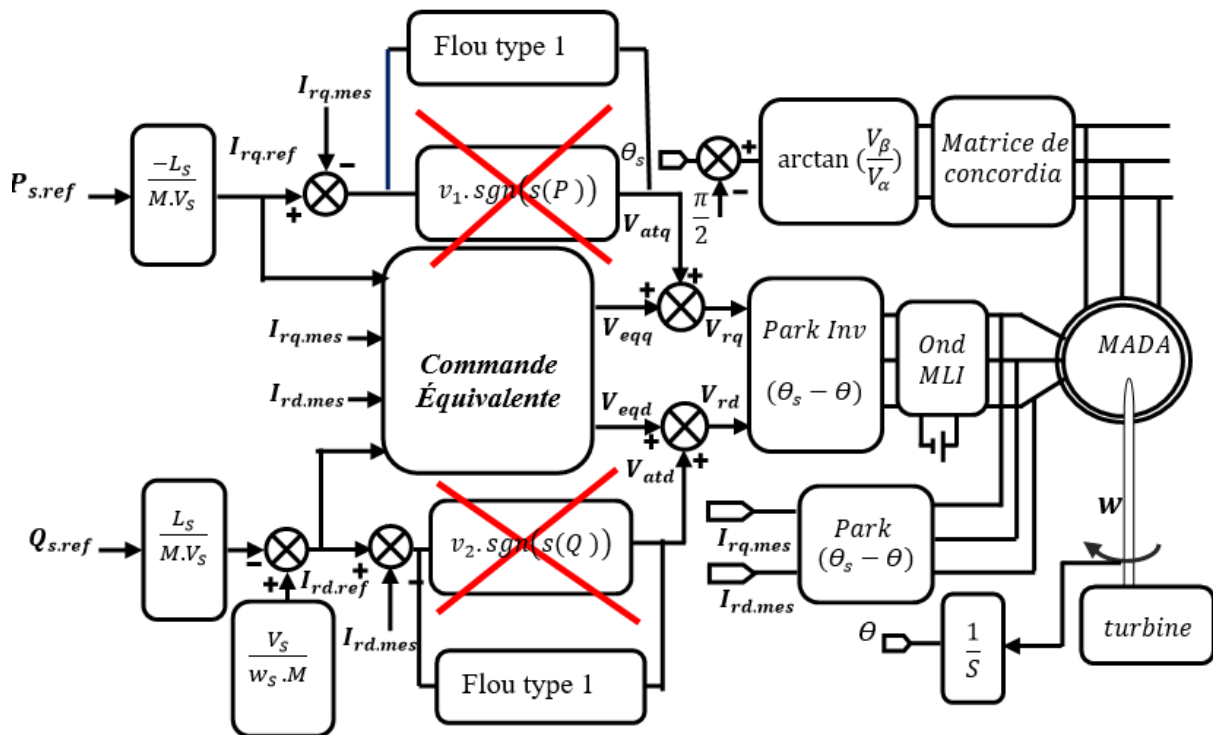


Figure III-17 : Schéma de la structure de commande hybride glissant floue type 1

III.7.2 Résultats de simulation numérique

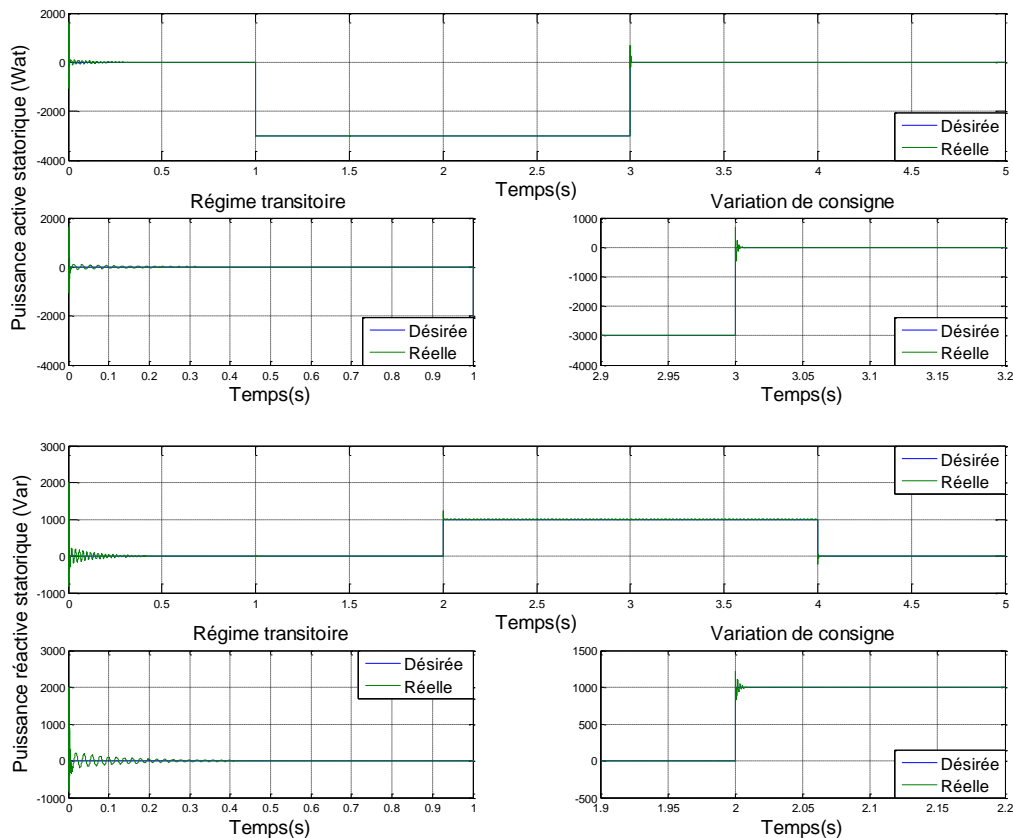


Figure III-18 : Les puissances active et réactive produites (hybride glissant flou type1)

III.7.3 Interprétation ces résultats

Les résultats de la simulation, illustrés dans la figure (III.18), présentent simultanément les deux avantages des commandes : le mode glissant (faibles oscillations avec un temps de réponse rapide) et la logique floue de type 1 (dépassement nul lors de changements de consigne). Ceci montre l'efficacité de l'hybridation entre ces deux types de commandes.

III.8 Mise en œuvre de la commande hybride glissant flou type 2

La commande hybride occupe une place prépondérante dans le secteur du contrôle des systèmes de conversion d'énergie éolienne. Cette technique vise à perfectionner les performances issues des commandes précédentes de type glissement flou hybride 1, qui garantissent des résultats avec des erreurs statiques faibles et un temps de réponse rapide. L'objectif reste également l'élimination du problème inhérent à la commande par mode glissant, à savoir le phénomène de broutement engendré par la partie équivalente.

III.8.1 Réduction de l'effet de réticence par les correcteurs LFT2

Afin de mettre en œuvre cette commande sur le système en question, nous avons choisi de conserver la structure de commande hybride glissant flou de type 1, tout en remplaçant par des régulateurs flous de type 2 au lieu des régulateurs flous de type 1. Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu), ainsi que la table des règles, resteront identiques à celles de la commande floue de type 2. L'exécution de cette commande vise à surveiller en permanence la puissance active et réactive produite par notre système.

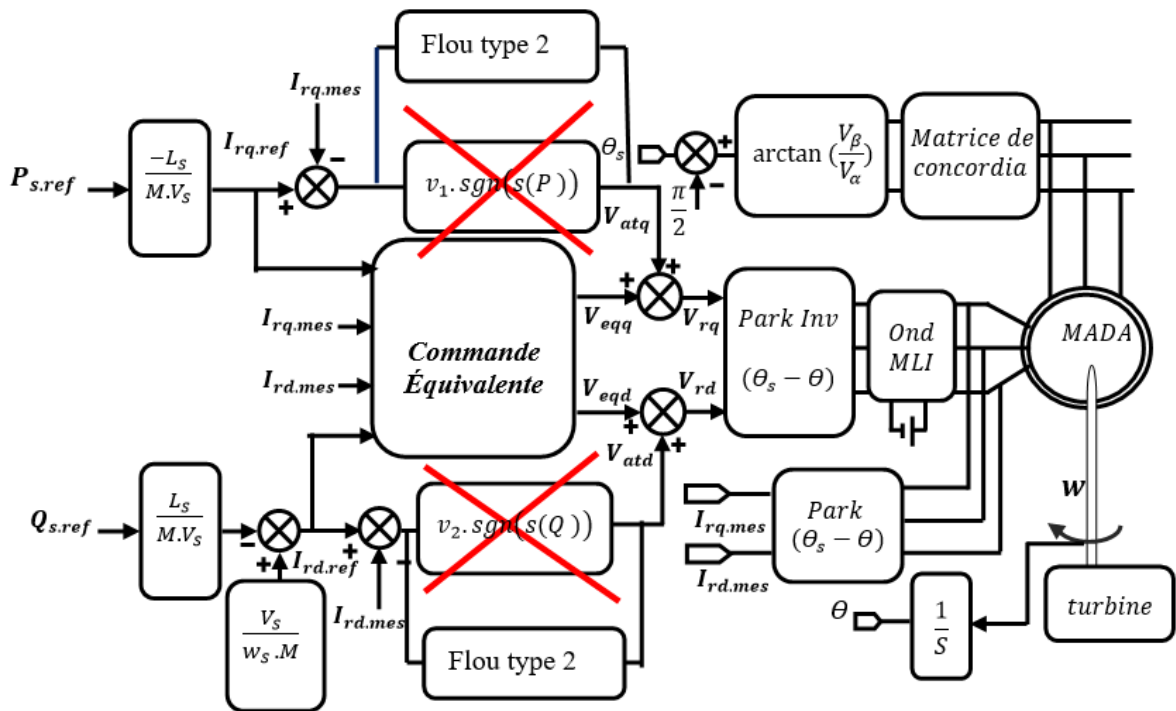
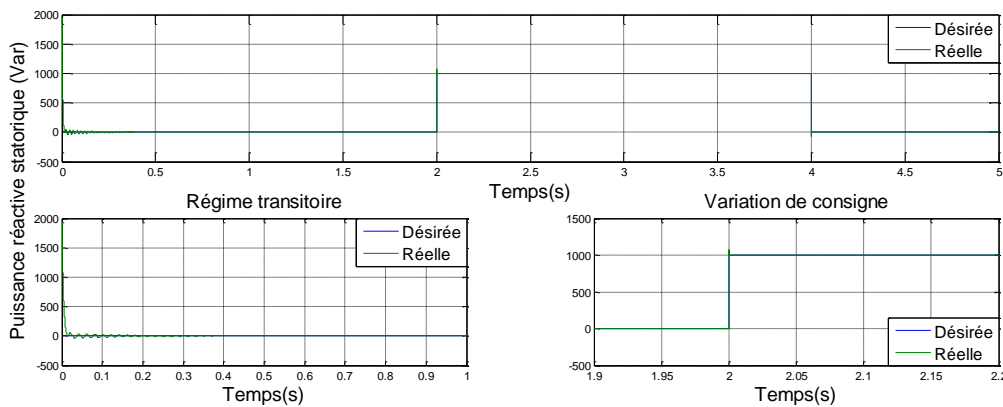


Figure III-19 : Schéma de la structure de commande hybride glissant flou type 2

III.8.2 Résultats de simulation numérique



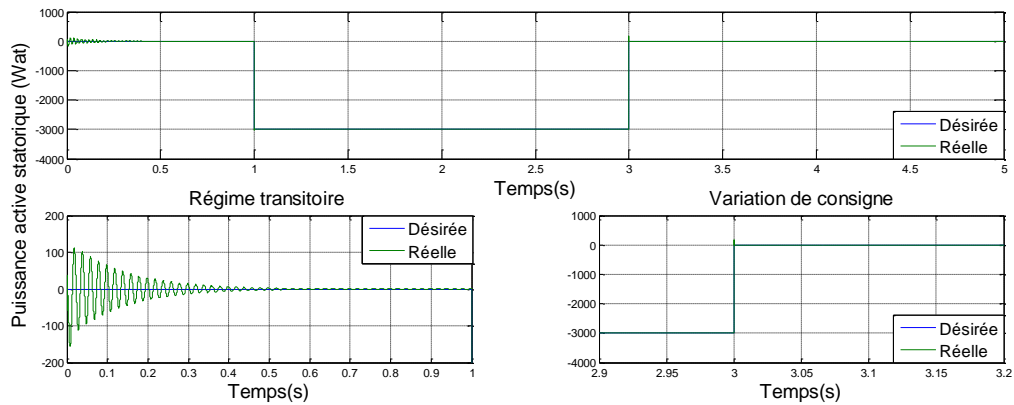


Figure III-20 : Les puissances active et réactive produites (hybride glissant flou type 2)

III.8.3 Interprétation ces résultats

Les résultats de simulation de l'application de la commande hybride glissant floue de type 2 sont illustrés dans la figure (III.20). Cette méthode se distingue par une observation rigoureuse des consignes, un temps de réponse extrêmement rapide avec une erreur proche de zéro, ainsi qu'une réduction significative de l'ondulation du régime transitoire lors des changements de consigne par rapport aux commandes antérieures.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implémentation par la simulation des sept techniques de commande que nous avons développées théoriquement pour contrôler la qualité de l'énergie électrique générée par notre SCEE basé sur une MADA. Ensuite, nous avons présenté et discuté les résultats des simulations numériques pour ces différents types de commande.

Pour justifier ces résultats on va faire une étude comparative entre ces sept commandes dans le chapitre suivant pour le but de conclure la commande la plus performante sur notre système.

CHAPITRE IV :

ANALYSE COMPARATIVE ENTRE LES COMMANDES DEVELOPPEES

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente une étude analytique comparative des sept philosophies différentes de techniques de commande développées sur SCEE, utilisant une machine asynchrone double alimentée (MADA). L'objectif est de démontrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique. La dite comparaison est fondée sur une série de tests réalisés dans les deux régimes du système permanent et transitoire. Les résultats de cette recherche ont permis d'analyser l'efficacité de ces contrôles.

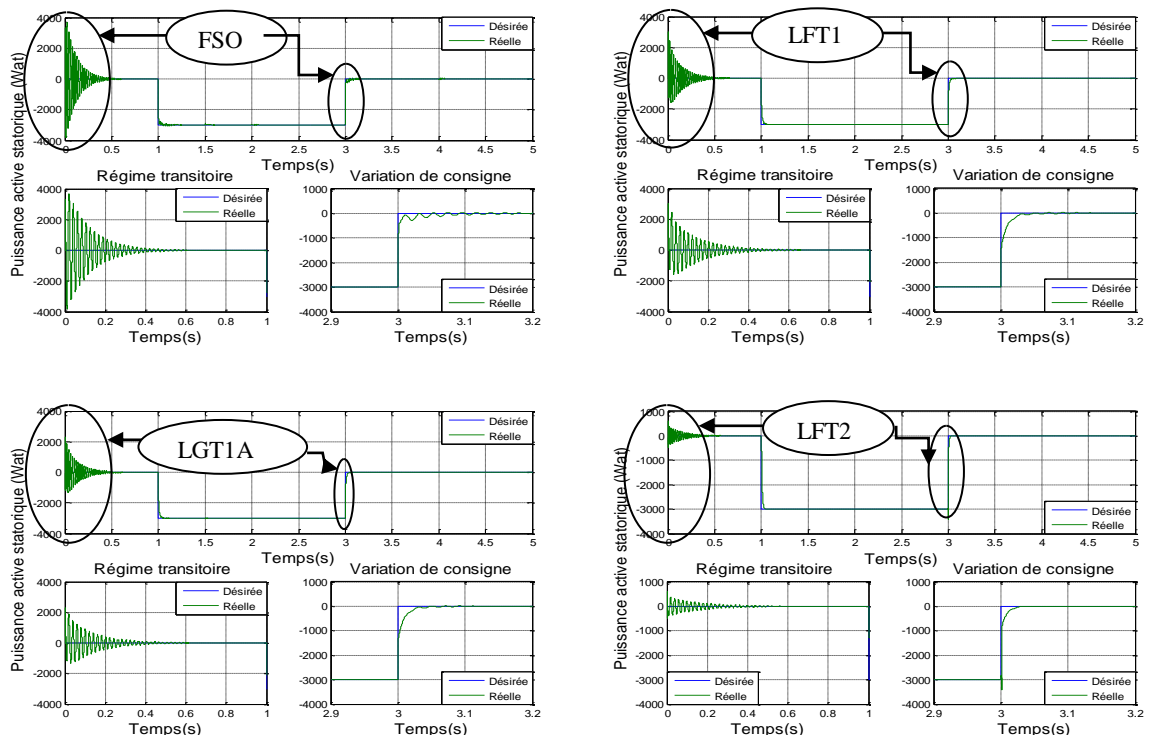
IV.2 Comparaison qualitative

Cette comparaison est fondée sur l'analyse des résultats de simulations générés en appliquant les différentes techniques de commande élaborées sur ledit système. Lorsque la machine fonctionne à une vitesse fixe, celle-ci peut varier par rapport à celle du vent, ou rester constante, comme c'est le cas pour des éoliennes à vitesse fixe.

IV.2.1 Comparaison qualitative pour une vitesse constante (sans turbine)

Des grandeurs de référence sont définies pour les puissances active et réactive sous forme d'échelons, lorsque la machine est connectée au réseau et fonctionne à vitesse fixe. 1440 tr/min avec un échelon négatif pour la puissance active (-3000 W) entre les instants $t = 1$ s et $t = 3$ s, par contre un échelon positif pour la puissance réactive (+1000 Var) entre les instants $t = 2$ s et $t = 4$ s.

V.2.1.1 Résultats de simulation



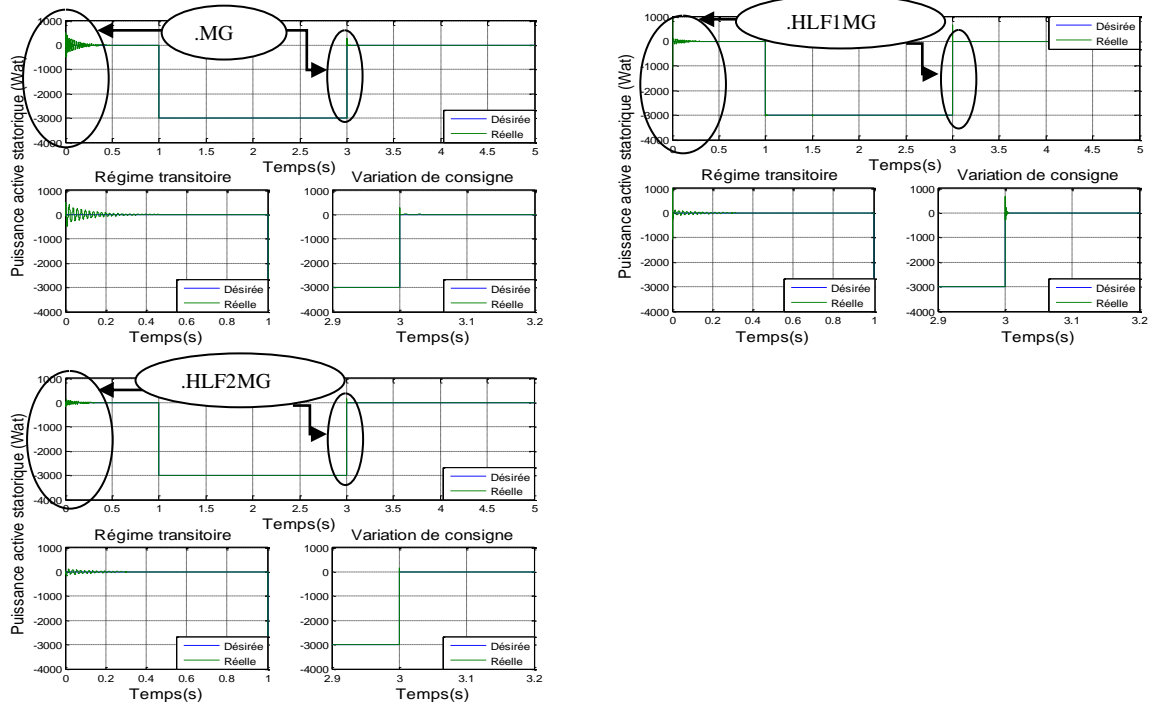
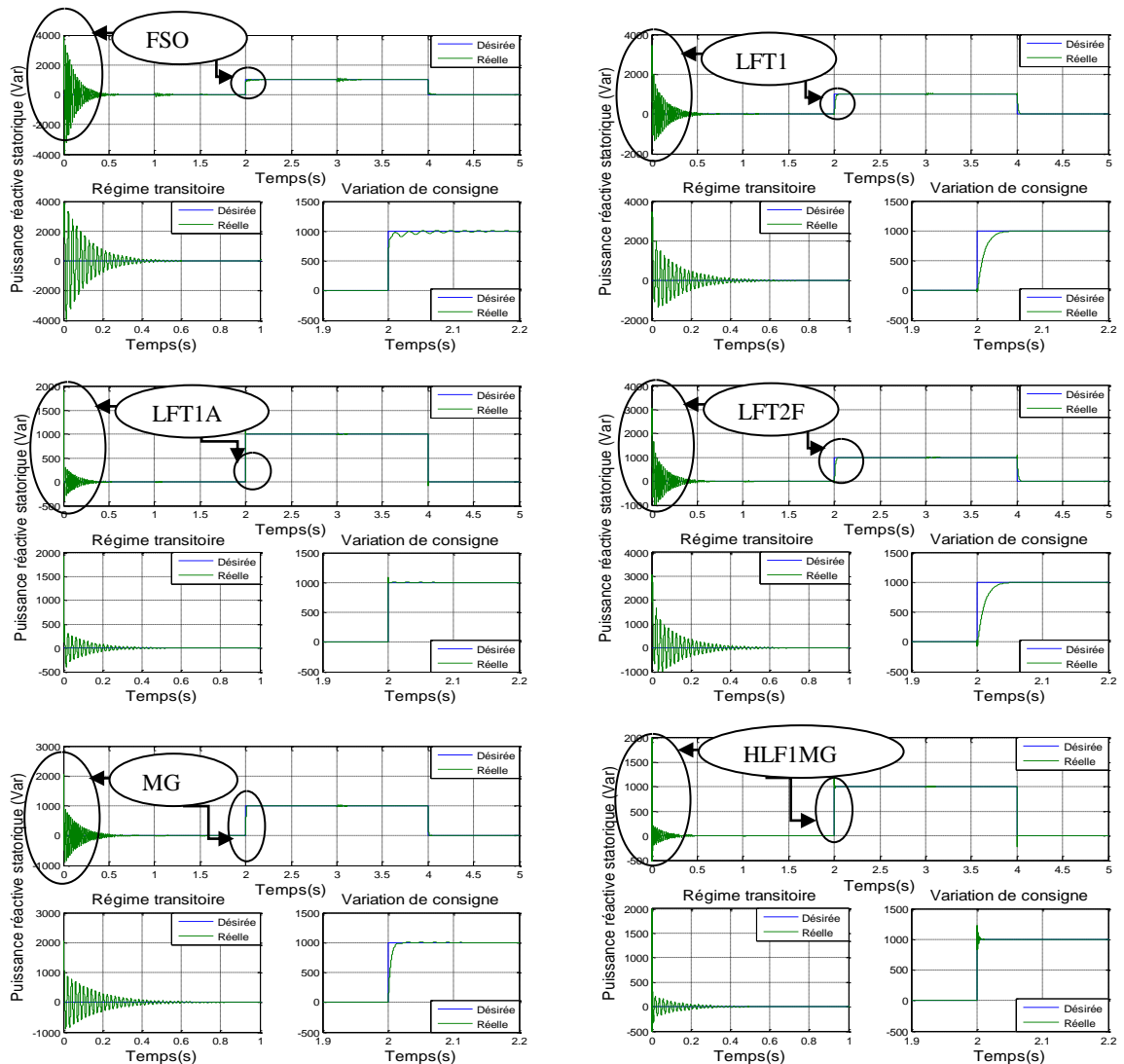


Figure IV-1 : La puissance active produite (vitesse fixe)



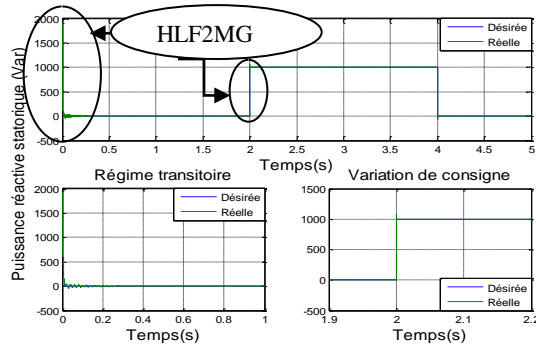


Figure IV-2 : La puissance réactive produite (vitesse fixe)

IV.2.1.2 Interprétation ces résultats

L'analyse des résultats de simulation présentés dans les figures ci-dessus démontre que les puissances active et réactive se conforment à leurs nouvelles consignes pour l'ensemble des stratégies de commande élaborées. Cependant, il est à noter que le temps de réponse, les dépassements, les oscillations des grandeurs régulées, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pendant la phase transitoire et lors des changements de consignes sont également observés. Il est explicitement observé que les grandeurs les plus performantes se manifestent à travers les résultats acquis. Suite à l'exécution de la commande hybride floue de type 2 glissant (C.HLF2MG), qui peut être qualifiée de commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes. Ensuite viennent respectivement les commandes hybride glissant floue type1 (C.HLF1MG), mode glissant (C.MG), la logique floue type2 (C.LF2), la logique floue type1 adaptative (C.AL1), la logique floue type 1 (C.LF1), et enfin la commande vectorielle (C.V).

IV.2.2 Comparaison qualitative pour une vitesse variable (avec turbine)

Dans le modèle le plus usuel, la MADA est connectée directement au réseau électrique à travers le stator. Elle est contrôlée par les valeurs du rotor via deux convertisseurs MLI bidirectionnels. De plus, elle est entraînée par une turbine équipée de pales à calage variable. La consigne de la puissance active du stator est calculée en fonction de la puissance de la turbine, tandis que la puissance réactive du stator est maintenue à zéro afin de maintenir le facteur de puissance unitaire du côté stator du MADA. La durée pendant laquelle les mesures ont été prises est de 50 secondes.

IV.2.2.1 Résultats de simulation

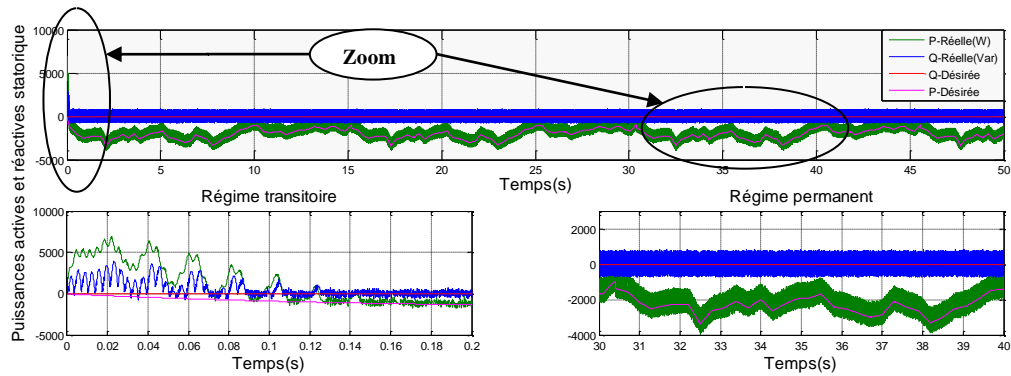


Figure IV-3 : Les puissances active et réactive (vitesse variable)

IV.2.2.2 Interprétation ces résultats

Les perturbations causées par l'onduleur rendent difficile la distinction entre les commandes élaborées pour les régimes transitoire et permanent. Les résultats de la simulation indiquent que les grandeurs régulées convergent vers leurs valeurs de référence de manière presque identique pour tous les types de commandes, avec des temps de réponse et des dépassements similaires. Ainsi, nous présentons un seul résultat pour une seule commande parmi celles élaborées.

IV.3 Comparaison quantitative

Cette comparaison se base sur l'écart entre les résultats des simulations obtenues grâce à l'application des sept techniques de commande développées pour notre système. Pour illustrer cela, nous allons présenter deux comparaisons quantitatives qui sont couramment utilisées dans la majorité des travaux de recherche :

IV.3.1 Comparaisons quantitatives statiques et énergétiques

Ce test est fondé sur deux critères : l'énergétique J1 et la statique J2. Le premier dépend de la commande appliquée, tandis que le second est lié à l'erreur générée. Les résultats ont été acquis dans des conditions identiques. Les critères énergétiques J1 et de précision J2 sont définis :

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \tag{IV.1}$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \tag{IV.2}$$

IV.3.1.1 Résultats de simulation

Les deux critères sont évalués pour une durée de simulation de 5 secondes et des consignes de puissance équivalentes à celles spécifiées dans les conditions de simulation.

Tableau IV-1: Comparaison quantitative statique et énergétique entre les commandes Développées

G-C	Criterion	Commande développé pour notre système considéré						
		Vectorielle.	logique floue type1	logique floue type1 adaptative	Logique floue type2	Mode glissante	Hybride glissant floue type1	Hybride glissant floue type 2
puissance active	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	2.6850e+08	3.1687e+07	3.1969e+07	3.5467e+07	3.2309e+08	3.4647e+08	3.3223e+08
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	2.9272e+05	1.1069e+04	7.3133e+03	3.3759e+03	2.8646e+03	1.3514e+03	357.7783
puissance réactive	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	1.3088e+08	1.8071e+07	1.8296e+07	2.1454e+07	1.7584e+08	1.9733e+08	1.8387e+08
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	2.9965e+05	1.0220e+04	7.1361e+03	3.0513e+03	2.8046e+03	2.5990e+03	1.9442e+03

V.3.1.2 Interprétation ces résultats

Les résultats de simulation exposés dans le tableau ci-dessus démontrent de manière explicite que la commande basée sur la logique floue de type 1 se distingue comme étant la plus efficace en termes de réduction du critère énergétique, se traduisant par les valeurs les plus basses de J1 (J1 = 3.1687e+07 pour la puissance active et J1 = 1.8071e+07 pour la puissance réactive). Ensuite, les commandes adaptatives floue de type 1, floue de type 2, vectorielle, à mode glissant, hybride glissant floue de type 2 et hybride glissant floue de type 1 suivent respectivement.

En revanche, en ce qui concerne le deuxième critère de précision, il est observé que la commande hybride glissante floue de type 2 se distingue par sa performance en termes de minimisation du critère statique, en produisant les valeurs les plus faibles de J2 (J2 = 357.7783 pour la puissance active et J2 = 1.9442e+03 pour la puissance réactive). Ensuite, les commandes hybrides glissantes floues de type 1 suivent respectivement, mode glissant, la logique floue type2, la logique floue type1 adaptative, logique floue type1, et enfin la commande vectorielle.

V.3.2 Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps

Ce test repose sur l'évaluation de trois critères : l'intégrale de l'erreur au carré (ISE), l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE) et l'intégrale du produit du temps par la valeur absolue de l'erreur (ITAE). Les résultats ont été obtenus dans des conditions identiques. Les critères de performance sont définis de manière mathématique par :

L'intégrale de l'erreur au Carré :

$$ISE = \int_0^T e^2 dt \tag{IV.3}$$

– L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \tag{IV.4}$$

– Intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :

$$ITAE = \int_0^T t. |e(t)| dt \tag{IV.5}$$

IV.3.2.1 Résultats de simulation

Les critères sont systématiquement évalués pour une durée de simulation fixée à Ts=5s, en maintenant les consignes de puissance identiques à celles spécifiées dans les conditions de simulation.

Tableau IV-2 : Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps entre les commandes développées

G-C	Crite rion	Commandes développées pour le système considéré						
		Vectorielle.	logique floue type1	logique floue type1 adaptative	Logique floue type2	Mode glissante	Hybride glissant floue type1	Hybride glissant floue type 2
puissances active	ISE	5.2800e+05	1.9966e+05	1.3192e+05	6.0894e+04	5.1672e+03	2.4376e+03	108.3537
	IAE	355.1058	233.7645	189.8402	79.8598	54.5448	14.3233	5.2143
	ITAE	119.8623	105.1780	91.8022	70.5010	62.9432	5.3504	1.6064
puissances active	ISE	5.4048e+05	1.8417e+05	1.2854e+05	5.4855e+04	5.0404e+03	4.6695e+03	1.4560e+03
	IAE	352.7023	209.1887	168.1819	123.3174	39.1026	25.5648	17.1280
	ITAE	109.5859	107.3740	100.1991	54.9537	28.5402	8.6802	1.0077

IV.3.2.1 Interprétation ces résultats

Les données exposées dans le tableau précédent démontrent clairement que la commande hybride glissante floue de type 2 se distingue par sa performance supérieure en termes de réduction des critères ISE, IAE et ITAE, en fournissant les valeurs minimales pour les deux puissances active et réactive. Ensuite viennent respectivement les commandes hybride glissante floue type 1, mode glissant, la logique floue type 2, la logique floue type1 adaptative, la logique floue type1, et enfin la commande vectorielle.

IV.4 Comparaison robustesse

Le test final repose sur l'évaluation de la robustesse des commandes développées, incluant une analyse de l'impact des variations paramétriques de la MADA sur leurs performances. Dans un système réel, il est important de prendre en compte les variations de ces paramètres qui sont influencées par divers phénomènes physiques tels que la saturation

des inductances et l'échauffement des résistances. Les paramètres suivants ont été modifiés dans cette étude :

Résistances R_s et R_r multipliées par 2.

- Inductances L_s , L_r et M_{sr} , divisées par 2.
- Machine entraînée à 1440 tr/min.

Toujours pour tous les essais, nous avons visualisé la forme des deux puissances active et réactive pour une durée de simulation $T_s=5s$. La variation des paramètres sera appliquée à l'instant $T=1,5s$.

IV.4.1 Modèle matriciel utilisé pour le test de robustesse

Le modèle d'état normal de la MADA présenté par l'équation (II.12) Il peut être exprimé sous forme matricielle de la manière suivante :

$$[\dot{X}] = ([A1]+[A2]w_s+[A3]w_r). [X] + [B]. [U]$$

Avec : $[X] = [\varphi_{sd} \ \varphi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^t ; \quad [U] = [v_{sd} \ v_{sq} \ v_{rd} \ v_{rq}]^t ;$

$$[A1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}; \quad [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad [A3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

Pour appliquer le test de robustesse, le modèle d'état est décomposé comme suit :

$$[\dot{X}] = \left(\frac{-1}{T_s} [A11] + \alpha [A12] + \frac{M}{T_s} [A13] + \delta [A14] + ([A21] + \beta [A22])w_s + (\beta [A31] + [A32])w_r \right). [X] + ([B1] + \beta [B2] + \frac{1}{\sigma L_r} [B3]). [U]$$

$$[A1] = \frac{-1}{T_s} [A11] + \alpha [A12] + \frac{M}{T_s} [A13] + \delta [A14] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}$$

$$[A1] = \frac{-1}{T_s} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \alpha \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{M}{T_s} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \delta \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$[A2] = [A21] + \beta[A22] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A3] = \beta[A31] + [A32] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} = \beta \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = [B1] + \beta[B2] + \frac{1}{\sigma L_r} [B3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans cette comparaison, nous avons représenté la différence entre les résultats de simulations au point de variations paramétriques de la machine pour avoir la robustesse des commandes proposées. Cette différence est représentée soit qualitativement ou quantitativement.

IV.4.2 Résultats en termes de qualité (les courbes individuelles)

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations au point de variations paramétriques de la machine (la variation des paramètres sera appliquée à l'instant T=1,5s)

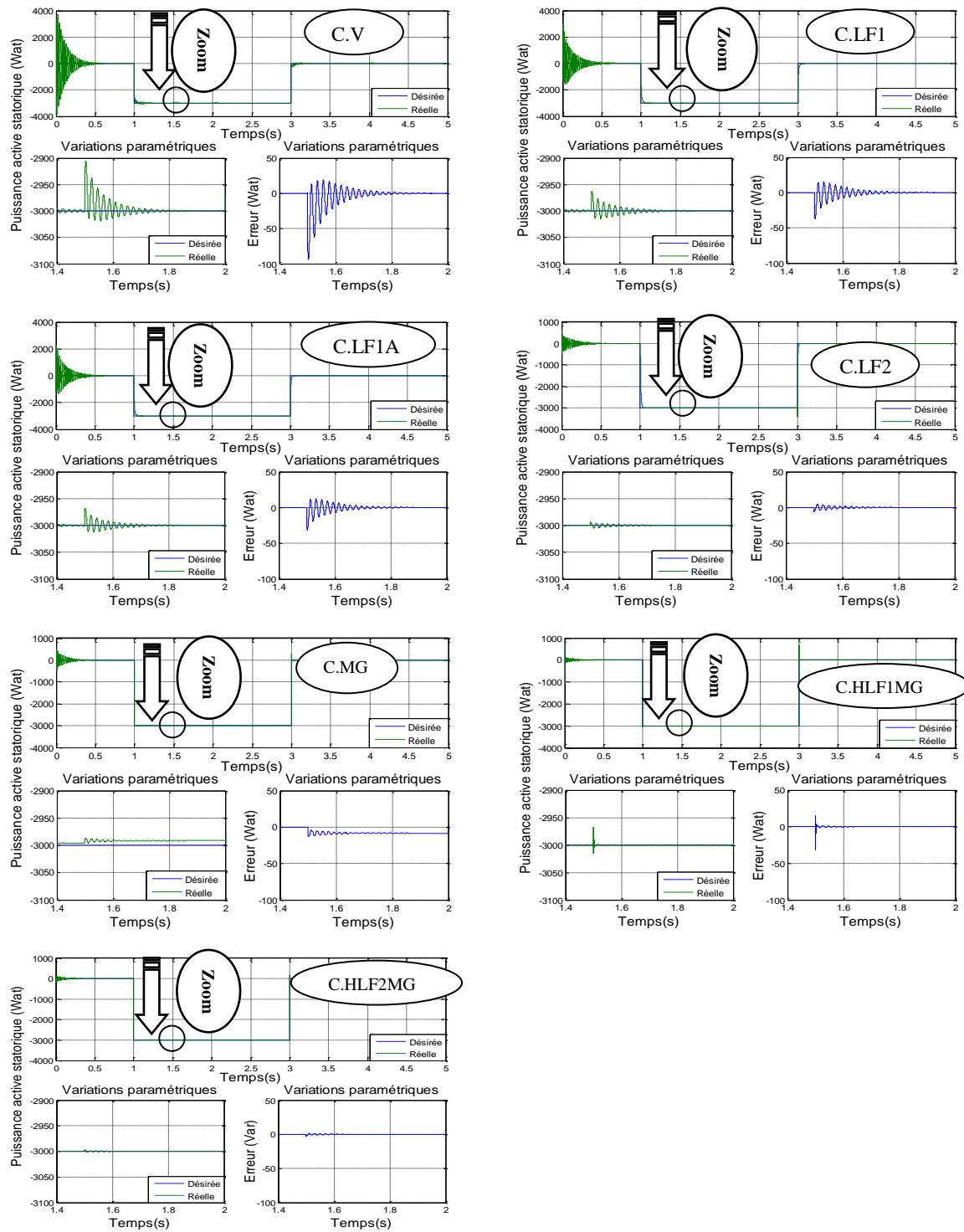


Figure IV-4 : La puissance active produite (changement paramétrique)

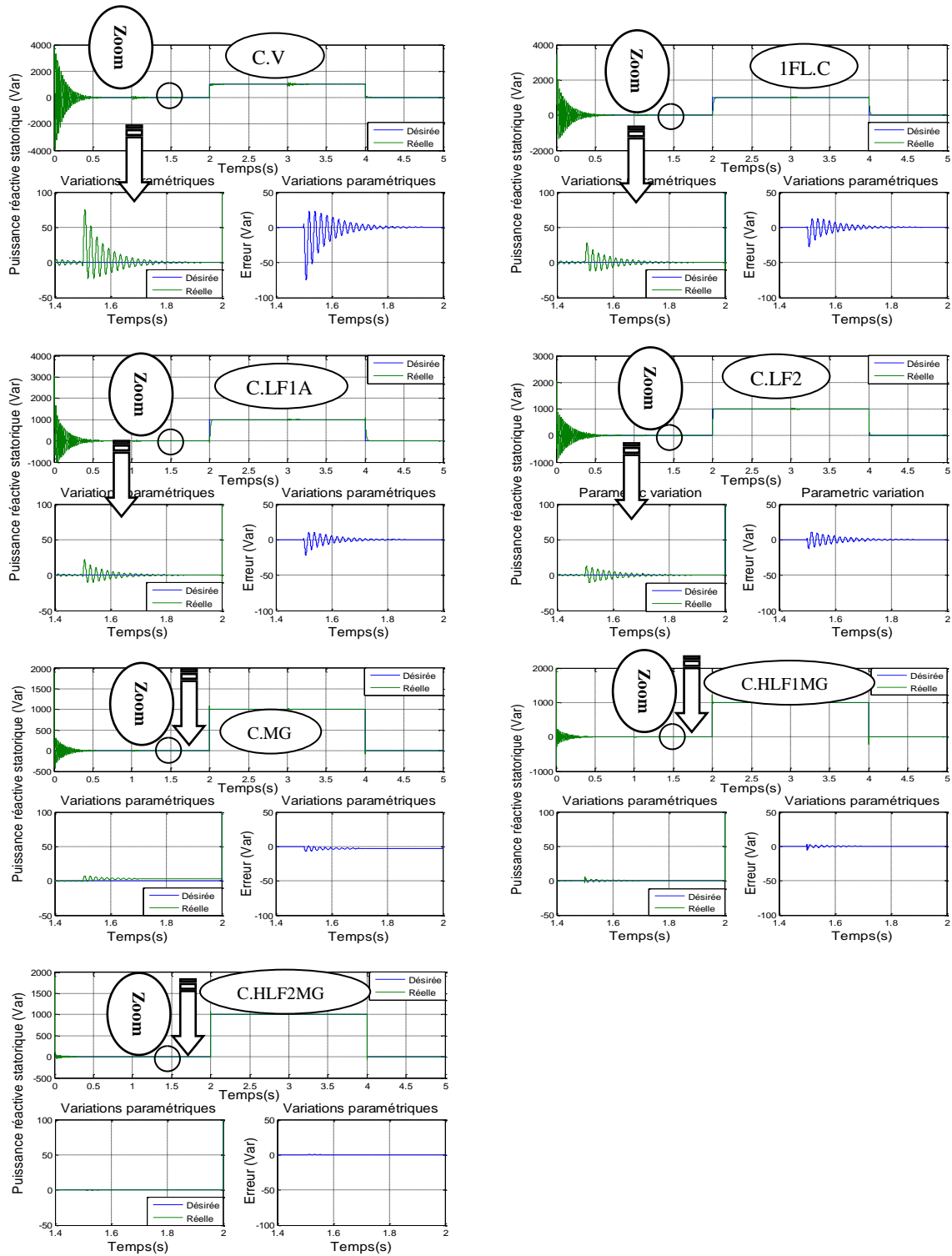


Figure IV-5 : La puissance réactive produite (changement paramétrique)

IV.4.3 Interprétation ces résultats

La commande hybride glissant floue type 2 se présente comme la meilleure commande ayant des allures des puissances presque lisses aux points de variations paramétriques de la machine, suivie de la commande hybride glissant floue type 1 qui nous donne des ondulations faibles. Ensuite viennent respectivement les commandes mode glissant, la logique floue type 2, la logique floue type1 adaptative, la logique floue type1 et, enfin la commande vectorielle.

IV.4.4 Résultats en termes de qualité(les courbes regroupées)

Cette comparaison est basée sur l’observation des résultats de simulations obtenus à partir de l’application des sept commandes sur notre système dans le même temps sur la même figure au point de régime transitoire, à la variation de consigne et à la variation paramétrique de la machine.

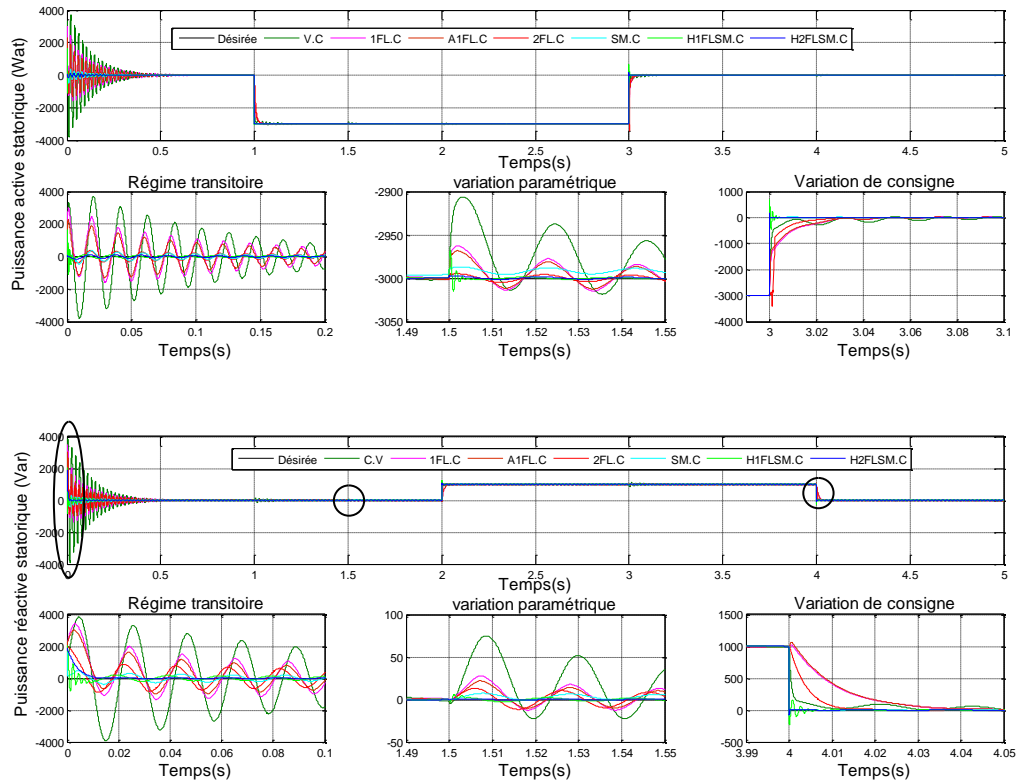


Figure IV-6 : Les puissance active et réactive pour les sept commandes

IV.4.5 Interprétation ces résultats

L'analyse des résultats de simulation révèle que les puissances active et réactive convergent vers leurs nouvelles consignes pour les sept types de commandes étudiés. Néanmoins, la commande hybride de type glissant flou 2 se distingue comme étant la plus performante, montrant des variations de puissance presque continues face aux changements de paramètres de la machine, et donnant aussi une erreur de poursuite presque nulle avec un dépassement et des oscillations des grandeurs réglées plus faibles, et un temps de réponse plus rapide soit pour le régime transitoire ou pour les variations de consigne. Ensuite viennent respectivement les commandes hybride glissant flou type 1, flou type 2, flou type 1 adaptative, flou type 1, mode glissant, et enfin la commande vectorielle.

IV.4.6 Résultats en termes de quantité (l'erreur en chiffre)

Cette comparaison est basée sur la différence en chiffres entre les résultats de simulations au point de variations paramétriques de la machine (la variation des paramètres sera appliquée à l'instant $T=1,5s$) pour mettre en évidence les performances de chaque commande en termes de ISE, IAE, et ITAE sont calculées dans l'intervalle $[1,5s \ 2s]$.

Tableau IV-3 : Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps entre les commandes développées.

G-C	Criterion	Commandes développées pour les systèmes considérés						
		Vectorelle.	logique floue type1	logique floue type1 adaptative	Logique floue type2	Mode glissante	Hybride glissant floue type1	Hybride glissant floue type 2
puissances active	ISE	112.7591	17.0626	11.9690	0.7576	20.6776	0.5035	0.0845
	IAE	3.3284	1.4774	1.2289	0.3525	3.1908	0.1169	0.1034
	ITAE	5.2444	2.3488	1.9519	0.5636	5.1813	0.1838	0.1637
puissances active	ISE	83.7299	11.2836	7.1759	4.7055	2.9123	0.2234	0.0096
	IAE	3.0867	1.2478	0.9891	0.8836	1.1530	0.1765	0.0369
	ITAE	4.8796	1.9873	1.5740	1.4143	2.0152	0.2804	0.0585

IV.4.7 Interprétation ces résultats

Les résultats exposés dans le tableau ci-dessus démontrent explicitement que la commande hybride glissant floue de type 2 est la plus efficace. Performante du point de vue de la minimisation du critère ISE, IAE et ITAE pour le point de variations paramétriques de notre machine, viennent ensuite respectivement les commandes hybride glissant floue type1, mode glissant, la logique floue type 2, la logique floue type 1 adaptative, la logique floue type 1 et, en fin, la commande vectorielle.

IV.5 Conclusion

Ce chapitre présente une étude comparative de sept commandes appliquées à un système de conversion de l'énergie éolienne. L'objectif est d'évaluer l'efficacité et les performances de ces commandes en présence ou en l'absence de variations paramétriques et de consignes. Cette étude repose sur trois critères fondamentaux lors du fonctionnement en régime transitoire et permanent. Afin d'atteindre cet objectif, une analyse des divers éléments

constitutifs de ce système a été réalisée. Ces modèles ont été employés dans le développement des sept techniques de commande afin d'assurer un contrôle précis et continu des puissances statoriques produites, tout en assurant la stabilité, la rapidité de réponse et une erreur statique quasiment nulle. Les résultats obtenus mettent en évidence que la commande hybride glissant floue de type 2 se révèle être la plus performante et efficace pour le système de conversion d'énergie éolienne étudié, comparativement aux autres stratégies de commande, qu'il y ait ou non des variations paramétriques et de consigne.

***CONCLUSION
GÉNÉRALE***

Conclusion générale

Cette thèse vise à améliorer les performances d'un SCEE grâce à l'application de techniques de commande adaptées. Celles-ci, aptes à garantir un contrôle strict et permanent de l'énergie produite, Vont pouvoir pallier des perturbations internes et externes du système, tout en garantissant la stabilité et la rapidité de poursuite avec une erreur statique presque nulle. Cette recherche, basée sur un outil avancé de modélisation et de simulation tel que MATLAB Simulink, permet d'évaluer le SCEE et ses techniques de commande développées.

Au cours du premier chapitre, nous avons examiné les concepts généraux associés aux systèmes éoliens, d'un point de vue statistique ou économique. Nous avons ensuite présenté un rappel théorique sur la MADA (structure, modes de fonctionnement). Enfin, nous avons abordé la théorie des différents types de commande utilisés pour contrôler notre système éolien. Au cours du deuxième chapitre, une modélisation à la fois globale et individuelle inclue tout les organes constitutifs du SCEE à vitesse variable a été réalisée. Nous avons commencé par modéliser notre MADA dans le référentiel (dq), ainsi que le convertisseur triphasé côté machine. Cela assurera l'exécution des commandes visant à régler les puissances produites. Nous avons ensuite modélisé le convertisseur triphasé côté réseau et sa commande, afin de remédier aux problèmes harmoniques, d'améliorer le facteur de puissance et de réguler la tension convertie pour qu'elle soit stable et variable. Enfin, nous avons modélisé une turbine avec leurs commandes, en permettant d'optimiser la capture de puissance tant à faible qu'à forte vitesse du vent, afin de garantir un rendement de production optimal. Sur la base de ce modèle mathématique, nous avons appliqué nos sept techniques de commande à notre système de conversion d'énergie éolienne, qui sont expliquées théoriquement et en détail au premier chapitre, afin de contrôler et d'augmenter l'énergie électrique produite en termes de qualité, tout en rattrapant l'impact des fluctuations paramétriques et externes. et d'optimiser le fonctionnement du système. Enfin, nous avons présenté et discuté les résultats des simulations numériques pour ces différents types de commande. Enfin, dans le quatrième et dernier chapitre, nous avons procédé à une analyse comparative des différentes techniques de commande développées. Dans cette thèse, l'objectif est de démontrer l'efficacité et la robustesse de chacune de ces méthodes. Cette analyse a pris en compte trois facteurs essentiels lors des deux régimes de fonctionnement.

Conclusion générale

En résumé, cette recherche modeste sur les commandes d'un SCEE nous a permis de formuler les conclusions suivantes :

- Utilisez notre SCEE et ses commandes comme un filtre actif parallèle, et cela se fait à partir du moment où le convertisseur côté réseau permet de remédier aux problèmes harmoniques.
- Utilisez notre SCEE et ses commandes comme un régulateur de fréquence, en injectant la puissance active dans le réseau.
- Utilisez notre SCEE et ses commandes comme un régulateur de facteur de puissance pour ajuster le réseau en fonction de la consigne de puissance réactive défini par le dispatching national de réseau.
- La commande hybride vise à tirer parti des avantages de ces deux techniques pour surmonter leurs inconvénients, afin d'optimiser les performances, d'accroître la robustesse et d'assurer une meilleure adaptabilité aux variations internes et externes.

Perspectives et orientations futures

À la suite de ce travail, quelques orientations et perspectives sont proposées pour développer la recherche dans le secteur de la production d'énergie éolienne, à savoir :

- Veuillez valider expérimentalement les commandes déjà développées par simulation, soit par HIL (Hardware-in-the-Loop), soit par PIL (Processor-in-the-Loop).
- Veuillez réaliser un émulateur pour remplacer la turbine et permettre l'implémentation des algorithmes de maximisation et de limitation de la puissance mécanique produite.
- L'utilisation de nouvelles techniques hybrides plus avancées et plus adaptatives.
- L'utilisation de nouvelles techniques plus avancées et plus adaptatives pour le convertisseur triphasé côté réseau.

BIBLIOGRAPHIES

- [1] Sahri y, Tamalouzt S, Lalouni Belaid S, Bajaj M, S.M. Ghoneim S, M. Zawbaa H, Kamel S. Performance improvement of Hybrid System based DFIG-Wind/PV/Batteries connected to DC and AC grid by applying Intelligent Control. *Energy Rep* 9 (2023) 2027-2043. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.01.021>
- [2] Darvish Faleh A, Torkaman H. Promoted supercapacitor control scheme based on robust fractional-order super-twisting sliding mode control for dynamic voltage restorer to enhance FRT and PQ capabilities of DFIG-based wind turbine. *Journal of Energy Storage* 42 (2021) 102983. <https://doi.org/10.1016/j.est.2021.102983>
- [3] Xiong L., and all. Event triggered prescribed time convergence sliding mode control of DFIG with disturbance rejection capability. *Int J Electr Power Energy Syst* 131 (2021) 106970. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.106970>
- [4] C.R. Raghavendran, and al. Effective power transfer and reduced-order generalized integrator sequence based fault ride through strategy in grid connected DFIG based WECS. *Int J Electr Power Energy Syst* 130 (2021) 1-20. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.106809>
- [5] C.R. Raghavendran, and all. Development and performance analysis of intelligent fault ride through control scheme in the dynamic behaviour of grid connected DFIG based wind systems. *Energy Rep* 6 (2020) 2560-2576. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2020.07.015>
- [6] Huaizhi Wang, Yangyang Liu, Bin Zhou, Nikolai Voropai, Guangzhong Cao, Youwei Jia, Evgeny Barakhtenko, Advanced adaptive frequency support scheme for DFIG under cyber uncertainty, *Renew Energy* 161 (2020) 98-109. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.06.085>
- [7] Belachew D, Desta G, Bimrew Tamirat. Wind energy conversion technologies and engineering approaches to enhancing wind power generation. *Heliyon* 8 (2022) 02-20. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e11263>
- [8] Kiran K J, Kanwarjit S S. Real-time simulator based hybrid controller of DFIG-WES during grid faults design and analysis. *Int J Electr Pow Energy Syst* 116 (2020) 1-18. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105545>
- [9] Jian Xun Jin, Ruo Huan Yang, Run Tao Zhang, Ying Jun Fan, Qi Xie. Combined low voltage ride through and power smoothing control for DFIG/ PMSG hybrid wind energy conversion system employing a SMES-based AC-DC unified power quality conditioner. *Int J Elec Pow Ener Syst* 128 (2021) 1-16. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106733>
- [10] Kanasottu Anil Naika, Chandra Prakash Guptab, Eugene Fernandez. Design and implementation of interval type-2 fuzzy logic-PI based adaptive controller for DFIG based wind energy system. *Int J Electr Power Energy Syst* 115 (2020) 1-16. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105468>
- [11] Xiong L, Li J, Li P, Wang J. High-order sliding mode control of DFIG under unbalanced grid voltage conditions. *Int J Electr Pow En Syst* 117 (2020) 1-13. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105608>
- [12] Bukola Babatunde Adetokun, and all. Impact of integrating large-scale DFIG-based wind energy conversion system on the voltage stability of weak national grids: A case study of the Nigerian power grid. *Energy Rep* 7 (2021) 654-666. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.01.025>
- [13] Abolvafaei M., Ganjefar S. Maximum power extraction from wind energy system using homotopy singular perturbation and fast terminal sliding mode method. *Renew Energy* 148 (2020) 611-626. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2019.10.150>
- [14] Rouabhi, R., Zemmit, A., Herizi, A. et al. Hybrid type-2 fuzzy backstepping control of doubly fed induction generator for wind energy conversion systems. *J Braz. Soc. Mech. Sci. Eng.* 47, 24 (2025). <https://doi.org/10.1007/s40430-024-05293-z>
- [15] Mazouza F, and all. Adaptive direct power control for double fed induction generator used in wind turbine. *Int J Electr Power Energy Syst* 114 (2019) 1-11. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105395>
- [16] Chebeb.A. « Contribution à l'amélioration de l'efficacité d'une chaîne de conversion éolienne couplée à un réseau électrique » Thèse de doctorat université de badji mokhtar annaba. Mars 2022
- [17] Gasmi.H « Contribution à l'amélioration de la commande des chaînes de conversion éoliennes » Thèse de doctorat. Université 8 Mai 1945 de Guelma. Mas 2023.
- [18] Statistique scientifique obtenu via la base de données du “journal Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)”
- [19] Statistique scientifique obtenu via la base de données du « journal direct science (ELSEVIER) »

- [20] Statistique scientifique obtenu via la base de données du « journal springer nature »
- [21] Global Wind Energy Council (GWEC). (2024). Global Wind Report 2024 (consulté en date de 15 avril 2025)
- [22] <https://www.connaissancedesenergies.org> (consulté en date de 15 avril 2025)
- [23] <https://fr.statista.com> (consulté en date de 15 avril 2025)
- [24] Azeddine.C « commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle » Thèse de doctorat. Université de Sétif. Juillet 2010
- [25] Tir.Z « Contribution à l'Étude d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais en vue de son Application dans le Domaine de l'Energie Eolienne » Thèse de doctorat, Université de Batna 2. Septembre 2014
- [26] Dendouga, A « Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, février 2010.
- [27] Zemmit.A Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes, thèse de doctorat, université de m'sila. Juillet 2017
- [28] Gaillard. A, « Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service »; Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, France, Avril 2010.
- [29] Chikouche,M « Commande robuste d'une machine asynchrone à double alimentation sans capteur mécanique », thèse de doctorat, université de SIDI-BEL-ABBES, 2013.
- [30] Ghennam.T, « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, Algérie, Septembre 2011
- [31] DEMBRI.R « Etude et implémentation d'une commande non conventionnelle pour une machine asynchrone à double alimentation en vue d'une utilisation dans la production d'énergie éolienne » Thèse de doctorat, février 2025.
- [32] R. Rouabhi, A. Herizi, A. Djerioui. Performance of Robust Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control Compared to Various Conventional Controls of Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Conversion Systems. *Energies* 2024, 17, 3778. <https://doi.org/10.3390/en17153778>
- [33] Lei Kou, and all. Fault diagnosis for three-phase PWM rectifier based on deep feedforward network with transient synthetic features. *ISA Transactions* 101 (2020) 399–407. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2211.00228>
- [34] Abdessmad Milles, and all. Robust control technique for wind turbine system with interval type-2 fuzzy strategy on a dual star induction generator. *Energy Rep* 11 (2024) 2715–2736. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2024.01.060>
- [35] Akhbari A, Rahimi M. Control and stability analysis of DFIG wind system at the load following mode in a DC microgrid comprising wind and microturbine sources and constant power loads. *Int J Electr Pow Ener Syst* 117 (2020) 1-15. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105622>
- [36] Rouabhi.R. « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée ». Thèse de doctorat, Université de Batna 2. Décembre 2016.
- [37] Wadawa B, and all. Robustification of the H_∞ controller combined with fuzzy logic and PI&PID-Fd for hybrid control of Wind Energy Conversion System Connected to the Power Grid Based on DFIG. *Energy Rep* 7 (2021) 7539–7571. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.10.120>
- [38] M. Errouha, A. Derouich, et al. Optimization and control of water pumping PV systems using fuzzy logic controller. *Energy Rep* 5 (2019), pp. 853-865.
- [39] Harrouche.F « Etude Comparative de Deux Méthodes D'optimisation d'un Système de Classification des Défauts Mécaniques par la Logique Floue ». Thèse de doctorat. Université de Sétif 1. Juillet 2019.
- [40] Bensaadia L., Rouabhi R., Khodja D., Herizi A., Adaptive type-1 fuzzy control of a wind energy conversion system based on a double-fed induction machine, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097 99 (2023), nr 8, 110-115. https://pe.org.pl/abstract_pl.php?nid=13822
- [41] Hellali.L « Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile » Thèse de doctorat. Université mohamed boudiaf de M'sila. Juin 2020.

- [42] O. Zamzoum, A. Derouich, et al. Performance analysis of a robust adaptive fuzzy logic controller for wind turbine power limitation. *Journal of Cleaner Production* 265 (2020) 1-21.
- [43] S.Krishnama R, G.N. Pillai, Design and real time implementation of type-2 fuzzy vector control for DFIG based wind generators, *Ren Ene* 88 (2016) 40-50. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2015.11.006>
- [44] Kanasottu Anil Naika, Chandra Prakash Guptab, Eugene Fernandez. Design and implementation of interval type-2 fuzzy logic-PI based adaptive controller for DFIG based wind energy system. *Int J Electr Pow Energy Syst* 115 (2020) 1-16.
- [45] Loukal.K « Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux » Thèse de doctorat. Université mohamed boudiaf de M'sila. Avril 2017.
- [46] Khemis.A « Contribution à la commande adaptative de la machine à induction par l'application des techniques floues type-2 »Thèse de doctorat. Université batna2.septembre 2018 ;
- [47] Ashenafi Belihu Tadesse, Eskinder Anteneh Ayele, Alemayehu Orshiso Olonje. Design and Analysis of Rate Predictive Fractional-Order Sliding Mode Controller (RP-FOSMC) for MPPT and Power Regulation of DFIG-based Wind Energy Conversion System (WECS). *Energy Rep* 8 (2022) 11751–11768. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.09.026>
- [48] Lu Hua, and all. Sliding mode extremum seeking control based on improved invasive weed optimization for MPPT in wind energy conversion system. *Applied Energy*. 248 (2019) 567-575. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.04.073>
- [49] Mousavi Y, and all. Sliding mode control of wind energy conversion systems: Trends and applications. *Renew Sustain Energy Rev* 167 (2022) 1-28. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2022.112734>
- [50] Roummani K, and all, A new concept in direct-driven vertical axis wind energy conversion system under real wind speed with robust stator power control, *Renew Energy* 143 (2019) 478-487. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2019.04.156>
- [51]R. Rouabhi, A. Herizi, S. Djeriou, A. Zemmit, Hybrid Type-1 And 2 Fuzzy Sliding Mode Control Of The Induction Motor, *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.* 69, 2, pp. 147–152, Bucarest, 2024. [doi:https://doi.org/10.59277/RRST-EE.2024.2.5](https://doi.org/10.59277/RRST-EE.2024.2.5).
- [52]M. Mokhtari, and all sliding mode & single input fuzzy logic controllers for voltage regulation of an asynchronous wind turbine using statcom. *IFAC-Papers on Line* 53-2 (22), pp. 12803-12808
- [53]Y. Li, D. Wang. Servo motor sliding mode control based on fuzzy power index method. *Computers & Electrical Engineering* 94 (2021) 107351
- [54]Zouggar E., Chaouch S., Ould Abdeslam D., Abdelhamid L., Sliding Control with Fuzzy Type-2 Controller of Wind Energy System Based on Doubly Fed Induction Generator, *Instrumentation Mesure Metrologie*, 18 (2019), No. 2, 137-146.
- [55]Ayedi D., Boujelben M., Rekik C., Hybrid Type-2 Fuzzy-Sliding Mode Controller for Navigation of Mobile Robot in an Environment Containing a Dynamic Target, *Journal of Robotics*, (2018), 1-10.
- [56] Kelkoul B, Boumediene A. Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine. *Energy* 214 (2021) 118871. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2020.118871>
- [57] Sheng Huang, Qiuwei Wu, Yifei Guo, Fei Rong. Optimal active power control based on MPC for DFIG-based wind farm equipped with distributed energy storage systems. *Int J Electr Power Energy Syst* 113 (2019) 154-163. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.05.024>
- [58] Reza Hemmati, and all. Multi objective control scheme on DFIG wind turbine integrated with energy storage system and FACTS devices: Steady-state and transient operation improvement. *Int J Electr Power Energy Syst* 135 (2022) 1-16. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107519>
- [59] Penghan Li, and all. Sliding mode controller based on feedback linearization for damping of sub-synchronous control interaction in DFIG-based wind power plants. *Int J Electr Power Energy Syst* 107 (2019) 239-250. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.11.020>
- [60] Ahmad Soomro M, Ahmad Memon Z, Kumar M, Hussain Baloch M. Wind energy integration: Dynamic modeling and control of DFIG based on super twisting fractional order terminal sliding mode controller. *Energy Rep* 7 (2021) 6031–6043. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.09.022>

- [61] Hamid C. An improved performance variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator using sliding mode strategy. 2020 IEEE 2nd internat confer on electronics, control, optimization and computer science, IEEE (2020) 1-8
- [62] Herizi.A «Contribution à l'amélioration de la commande des chaînes de conversion éoliennes ». Thèse de doctorat. Université de mohamed boudiaf M'sila. Janvier 2021.
- [63] Benzouaoui A, Khoudmi H , Bessedik B. Parallel model predictive direct power control of DFIG for wind energy conversion. *Int J Elect Pow Ene Syst* 125 (2021) 1-12. [10.1109/ICECOCS50124.2020.9314629](https://doi.org/10.1109/ICECOCS50124.2020.9314629)
- [64] Zamzoum O, Derouich A, Motahhir S, El Mourabit Y, El Ghzizal A. Performance analysis of a robust adaptive fuzzy logic controller for wind turbine power limitation. *Journal of Cleaner Production* 265 (2020) 1-21. <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2020.121659>
- [65] Rouabhi R., Abdessemed R., Chouder A., Djerioui A. Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control, *International Review of Electrical Engineering* 10(2015) 266-276. <https://doi.org/10.15866/iree.v10i2.5347>
- [66] Hakan Acikgoz, and all. DC-link voltage control of three-phase PWM rectifier by using artificial bee colony based type-2 fuzzy neural network. *Microprocessors and Microsystems* 78 (2020) 1–13. <https://doi.org/10.1016/j.micpro.2020.103250>
- [67] Jianfeng Yang, Ningning Meng. Multi-loop power control strategy of current source PWM rectifier. *Energy Rep* 8 (2022) 11675–11682. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.08.277>
- [68] Lei Kou, and all. Fault diagnosis for three-phase PWM rectifier based on deep feedforward network with transient synthetic features. *ISA Transactions* 101 (2020) 399–407. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2211.00228>
- [69] Soliman M.A, Hasanien H.M, Al-Durra A, Alsaidan I. A novel adaptive control method for performance enhancement of grid-connected variable-speed wind generators. *IEEE Access* 8 (2020) 82617-82629. [10.1109/ACCESS.2020.2991689](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2991689)
- [70] Jose Genaro Gonzalez-Hernandez, and all. A novel MPPT PI discrete reverse-acting controller for a wind energy conversion system, *Renew Energy* 178 (2021) 904-915. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2021.06.106>
- [71] Lin Pan, Chengpeng Shao, Wind energy conversion systems analysis of PMSG on offshore wind turbine using improved SMC and Extended State Observer, *Renew Energy* 161 (2020) 149-161. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.06.057>
- [72] Chojaa H, Derouich A, Chehaidia S, Zamzoum O, Taoussi M, Elouatouat H. Integral sliding mode control for DFIG based WECS with MPPT based on artificial neural network under a real wind profile. *Energy Rep* 7 (2021) 4809-4824. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.07.066>
- [73] Kadri A, Marzougui H, Aouiti A, Bacha F. Energy management and control strategy for a DFIG wind turbine/fuel cell hybrid system with super capacitor storage system. *Energy* 192 (2020) 01-38. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2019.116518>
- [74] Chojaa H, Derouich A, Taoussi M, Zamzoum O. An Improved Performance Variable Speed Wind Turbine Driving a Doubly Fed Induction Generator Using Sliding Mode Strategy. 2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS). [10.1109/ICECOCS50124.2020.9314629](https://doi.org/10.1109/ICECOCS50124.2020.9314629)
- [75] Hossam H.H. Mousa, and all, Hybrid and adaptive sectors P&O MPPT algorithm based wind generation system, *Renew Energy* 145 (2020) 1412-1429. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2019.06.078>
- [76] Ashenafi Belihu Tadesse, Eskinder Anteneh Ayele, Alemayehu Orshiso Olonje. Design and Analysis of Rate Predictive Fractional-Order Sliding Mode Controller (RP-FOSMC) for MPPT and Power Regulation of DFIG-based Wind Energy Conversion System (WECS). *Energy Rep* 8 (2022) 11751–11768. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.09.026>
- [77] Akhbari A, Rahimi M. Control and stability analysis of DFIG wind system at the load following mode in a DC microgrid comprising wind and microturbine sources and constant power loads. *Int J Electr Pow Ener Syst* 117 (2020) 1-15. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105622>
- [78] Belachew D, and all. Evaluating the performances of PI controller (2DOF) under linear and nonlinear operations of DFIG-based WECS. *Heliyon* 8 (2022) 02-19. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e11912>
- [79] R. Datta, V.T. Ranganathan, Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction – a comparison with alternative schemes, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 17 (September (3)) (2002) 414–421.

Bibliographie

- [80] P.Sathish Babu, and all. Fuzzy logic based optimal tip speed ratio MPPT controller for grid connected WECS. *Materials Today: Proceedings* 45 Part 2 (2021) 2544-2550. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2020.11.259>
- [81] A. Jasmine Gnana Malar, C. Agees Kumar, A. Gnana Saravanan . Iot based sustainable wind green energy for smart cites using fuzzy logic based fractional order darwinian particle swarm optimization. *Measurement* 166 (2020) 108208. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2020.108208>
- [82] Hamdi Pacha F.Z., Amri W., Fezai N., Benamor A., Intelligent control based on adaptative fuzzy logic for permanent magnet synchronous machine, 4th International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC ASET), Tunisia, 2020.

1- Les paramètres de la machine à induction double alimentée :

Valeurs nominales :

Puissance nominale	$P_n = 4Kw$
Tension nominale	$V/U = 220/380 \text{ Volt}$
Courant nominal	$i/I = 15/8,6A$
Vitesse nominale	$\Omega_n = 1400 \text{ tr/min}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Fréquence	50 Hz

Parameters:

Résistance de stator	$R_s = 1.2\Omega$
Résistance de rotor	$R_s = 1.8\Omega$
Inductance de stator	$L_s = 0.1554H$
Inductance de rotor	$L_s = 1.1568H$
Inductance mutuelle	$M = 1.15H$

Constantes mécaniques:

Moment d'inertie	$J = 0.2 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$

2- Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

Nombre de pale	$N_p = 3$
Diametre d'une pale	$R_T = 3m$
Gain du multiplicateur	$G = 5.4$
Inertie	$J = 315 \text{ kG.Mm}^2$
Coefficient	$f = 0.0024 \text{ N.m.s/rd}$

3- Capacité du condensateur de lissage de la tension du bus continu :

$C = 4400 \mu F$

Publications internationals:

- ✓ Bensaadia L., Rouabhi R., Khodja D., Herizi A., Adaptive type-1 fuzzy control of a wind energy conversion system based on a double-fed induction machine, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097 99 (2023), nr 8, 110-115. https://pe.org.pl/abstract_pl.php?nid=13822

Communications internationals:

- ✓ Bensaadia L., Rouabhi R., Khodja D., Herizi A “hybrid fuzzy sliding mode control of the power generated by wind energy conversion system (WECS) based of a doubly fed induction generator (DFIG)”. The 1st international conference on renewable materials and energies icrme2022october 26-27, 2022, ouargla-algeria.
- ✓ Bensaadia L., Rouabhi R., Khodja D., Herizi A .“Comparative study between vector control and fuzzy logic applied on a wind energy conversion system based on a double fed induction generator”. 3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences on 20-23 July in 2022 at Konya/Turkey.

Résumé :

Cette thèse porte sur l'analyse d'un SCEE. L'objectif du travail présenté l'application d'une série de commandes d'avance afin de permettre un contrôle fiable et efficace des puissances produites par le stator de la MADA, utilisée dans un SCEE. D'abord, nous avons examiné les concepts généraux associés aux systèmes éoliens. Ensuite, nous avons exposé une synthèse théorique concernant la MADA. Par la suite, une modélisation de tous les organes constitutifs du SCEE a été mise en place. Puis une application de sept techniques de commandes avancées sur le SCEE. Cette démarche vise à améliorer le contrôle et à augmenter la qualité de l'énergie électrique produite, tout en compensant les effets des variations paramétriques et externes afin d'optimiser le fonctionnement du système. On finalise ce travail par une analyse comparative des diverses méthodes de contrôle élaborées, en les établissant sur les trois critères fondamentaux lors du fonctionnement en régime transitoire et permanent.

Mot clés : SCEE ; MADA ; modélisation ; commandes avancées ; qualité d'énergie.

Abstract :

This thesis focuses on the analysis of a WECS. The objective of the work presented is the application of a series of advanced controls in order to allow a reliable and efficient control of the powers produced by the stator of the DFIG, used in a WECS. First, we looked at the general concepts associated with wind systems. Then, we presented a theoretical synthesis concerning the DFIG. Subsequently, a model of all the constituent bodies of the WECS was put in place. Then an application of seven advanced control techniques on the WECS. This approach aims to improve control and increase the quality of the electrical energy produced, while compensating for the effects of parametric and external variations in order to optimize the operation of the system. This work is finalized by a comparative analysis of the various control methods developed, establishing them on the basis of the three fundamental criteria for operation in the transient and steady state.

Key word: WECS; DFIG; modeling; advanced control; energy quality.

ملخص:

تركز هذه الأطروحة على تحليل نظام تحويل الطاقة الهوائية، الهدف من العمل المقدم هو تطبيق سلسلة من طرق التحكم من أجل السماح بتحكم موثوق وفعال في الاستطاعة التي ينتجها الجزء الثابت للماكينة الغير متزامنة ذات تغذية مزدوجة المستخدمة في نظام تحويل الطاقة الهوائية، أولا نظرنا في المفاهيم العامة المرتبطة بأنظمة الرياح. ثم قدمنا مفهوما نظريا يتعلق بأنظمة الرياح، تم وضع نموذج لجميع الاجزاء المكونة لنظام تحويل الطاقة الهوائية بعد ذلك تم تطبيق سبع تقنيات تحكم متقدمة على هذا النظام بهدف تحسين التحكم وزيادة جودة الاستطاعة الكهربائية المنتجة، مع تعويض تأثيرات الاختلافات البارامترية والخارجية من أجل تحسين تشغيل النظام. وفي نهاية هذا العمل قمنا بتحليل مقارن لطرق التحكم المختلفة التي تم تطويرها، على أساس المعايير الأساسية الثلاثة للتشغيل في الحالة العابرة والمستقرة

كلمات مفتاحية:

نظام تحويل الطاقة الهوائية، ماكينة الغير تزامنية ذات تغذية مزدوجة، النمذجة، التحكم المتقدم، جودة الطاقة.