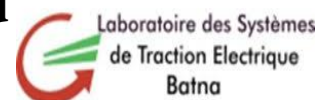




Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département de l'Électrotechnique



Thèse

Préparée au sein du Laboratoire des Systèmes de Traction Electrique Batna (LSTEB)

Présentée pour l'obtention du titre de :

Doctorat en Sciences en Électrotechnique
Option : Commande Electrique

Sous le Thème :

Modélisation et Commande Floue et Neuro-Floue par Mode de Glissement d'un Aérogénérateur Asynchrone sans Balais à Double Alimentation

Présentée par :

Ouada Laid

Devant le jury composé de:

Dr. NACERI Farid	Professeur	Univ. Batna 2	Président
Dr. BENAGGOUNE Saïd	Professeur	Univ. Batna 2	Rapporteur
Dr. BELKACEM Sebti	Professeur	Univ. Batna 2	Co- Rapporteur
Dr. BAHI Tahar	Professeur	Univ. Annaba	Examineur
Dr. RAHEM Djamel	Professeur	Univ. Oum El Bouaghi	Examineur
Dr. MAHBOUB Mohamed Abdelbasset	M.C.A	Univ. Ouargla	Examineur
Dr. ABDESSEMED Rachid	Professeur	Univ. Batna 2	Invité

Année universitaire 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Au nom d'Allah, le Très - Miséricordieux, le très - Miséricordieux

La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.

J'adresse tout d'abord mes vifs remerciements à mes deux encadreurs :

Monsieur Pr. Saïd BENAGGOUNE ,Professeur à l'Université de Batna2. qu'il m'a fait l'honneur d'accepter de rapporter cette thèse et pour ses conseils.

Monsieur Pr. BELKACEM Sebti, Professeur à l'Université de Batna2 pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de rapporter cette thèse, et pour ses conseils et encouragements réguliers, sa bienveillance, gentillesse, ses qualités scientifiques et humaines qui ont été toujours une source de motivation.

Je tiens également à remercier vivement tous mes collègues confondus pour leurs amitiés et collaborations.

Du fond du cœur, je remercie toutes les personnes m'ayant aidé de près ou de loin à mener ce travail.



DEDICACS

A mon cher père et ma chère mère

Pour l'éducation et le grand amour

Dont ils m'ont entouré

Et

Pour leur patience et leurs sacrifices.

A mes chers frères et à mes chères sœurs.

A tous mes enfants et ma femme

A tous mes amis.

A tous ceux que j'aime.

Cette thèse leur est dédiée.

Quada laid

Travaux

Réalisés

Travaux Réalisés

Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par une communication internationale et par une publication dont :

Communication Internationale

L. Ouada, S. Benaggoune, «Commande des puissances active et réactive par mode glissant d'une génératrice asynchrone à double alimentation sans balais (BDFIG)», Séminaire national sur la mécatronique et les énergies renouvelables, El oued,Algerie 2015.

Publication

L. Ouada, S. Benaggoune, S. Belkacem, «Neuro-fuzzy Sliding Mode Controller Based on a Brushless Doubly Fed Induction Generator», International Journal of Engineering , Vol. 33, N°2020; pages 248-256

L. Ouada, B. Sebti, «Comparative Study Between Fuzzy and Sliding Mode Control Based on a BDFIG», International Journal of Energetica (IJECA), Vol. 4, Issue 2. 2019; pages 01-07

ملخص

Résumé

Abstract

ملخص :

تهدف هذه الأطروحة إلى تحقيق التحكم المباشر في قوى سلسلة تحويل طاقة الرياح المعتمدة على آلة غير المتزامنة مزدوجة الطاقة بدون ملامس عن طريق تغيير سرعة مولدات الرياح بعد التغير في سرعة الرياح من أجل الحصول على طاقة الرياح المستخرجة بشكل مثالي وتطويرها. سيطرة قوية في مواجهة الاختلاف في المتغيرات. في هذا العمل قمنا أيضًا بتطوير تقنية أخرى تقلل من تذبذبات الطاقة وهي استراتيجية التحكم الهجينة التي تسمى التحكم في وضع الانزلاق العصبي وكانت النتائج التي تم الحصول عليها راضية عن الأداء الذي يترجم من خلال قوة التحكم.

Résumé

L'objectif de cette thèse est d'obtenir une commande directe des puissances d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB), en variant la vitesse de l'éolienne suivant la variation de la vitesse du vent pour avoir une énergie éolienne extraite optimale et d'élaborer un contrôle robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Ce travail traite également d'une autre méthode qui réduit les oscillations de puissance, cette stratégie de contrôle hybride appelée Neuro-Flou par mode de glissement. Les résultats s'avèrent satisfaisants vu les performances représentées par la fiabilité de la commande quant aux incertitudes paramétriques de la MADASB.

Abstract

The objective of this thesis is to obtain a direct control of the powers of a wind energy conversion chain based on a brushless double-fed asynchronous machine (MADASB), by varying the speed of the wind turbine according to the variation of the wind speed to have an optimal extracted wind energy and to develop a robust control with respect to parametric variations. This work also deals with another method that reduces power oscillations, this hybrid control strategy called Neuro-Flou by sliding mode. The results are satisfactory given the performances represented by the reliability of the control with respect to the parametric uncertainties of the MADASB.

Liste des matières

Liste des matières

REMERCIEMENTS	
DEDICACE	
TRAVAUX REALISES	
RESUME	
LISTE DES MATIERES	III
LISTE DES FIGURES.....	VII
LISTE DES TABLEAUX	XI
LISTE DES SYMBOLES	XIII
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I:APERÇU ET MODELISATION DES TURBINES EOLIENNES	
I.1 Généralité sur l'énergie éolienne :.....	5
I.1.1 Modèle de vent:	5
I.1.2 Modélisation d'une turbine éolienne à axe horizontal:	6
I.1.3 Simplifications pour la modélisation mécanique de la turbine:	6
I.1.3.1 Modélisation de la turbine :.....	8
I.1.3.2 Coefficient de puissance:.....	10
I.1.3.3 Equation dynamique de l'arbre :.....	10
I.2 Stratégies de commande de la turbine éolienne :.....	12
I.2.1 Maximisation de la puissance extraite :.....	12
I.2.1.1 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse :.....	14
I.2.1.2 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse :.....	16
Modélisation de l'orientation des pales:	22
I.1.6.2.1 Contrôle d'angle avec contrôleur PI :.....	24
I.1.6.2.2 Réglage de l'angle en fonction du gain :	25
CHAPITRE II:MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLEDE LA	
MADASB	
INTRODUCTION	34
II .Description de MADASB	34
II.1. Topologie de la MADASB.....	35
II.2. Modélisation de MADASB	36
II.3. Transformation de Park.....	37
II.5.1 Equations des tensions de stator de puissance :	40
II.5.2 Equations de tension de rotor :	40
II.5.3 Equations de tension de stator de commande:	40
II.5.4 Equations du flux de stator de puissance:	40
II.5.5 Equations du flux de rotor:	40
II.5.6 Equations du flux de stator de commande :	40
II.5.7 Les équations sous forme matricielle:	41
II.6 Modélisation des convertisseurs statiques.....	42
II.6.3. Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI :.....	43
II.8 Commande vectorielle de MADASB :	45
Introduction :	45
II.9 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté :.....	45
II.10 Commande vectorielle découplée des puissances active et réactive	47
II.11 Commande vectorielle directe des puissances active et réactive	53
II.12 Commande indirecte de la MADASB	54
II.13 Commande sans boucle de puissance	54
II.14 Commande avec boucle de puissance.....	55

II.15 Résultats de simulation.....	56
CHAPITRE III:COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR DE LA MADASB	
INTRODUCTION	65
III.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	66
III.1.2 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE, EN AJOUTANT LA COMMANDE EQUIVALENTE.....	66
III.2 Principe de la commande par mode de glissement	67
III.2.1 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	68
III.2.3 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	69
III.2.4 La fonction discrète de commutation	69
III.2.5 La fonction de Lyapunov :	70
III.2.6 Détermination de la loi de commande.....	70
III.3 Application de la commande par mode de glissement à la MADASB	74
III.3.1 Surface de glissement de la puissance active statorique	74
III.3.2 Conditions de convergence de contrôle	75
III.3.3 Surface de régulation de la puissance réactive statorique.....	76
III.3.4 Conditions de convergence de contrôle	76
III.3.5 Surface de régulation du courant statorique sur l'axe q	77
III.3.6 Choix de la commande de surface glissement.....	78
III.3.7 Surface de glissement du courant statorique	79
III.3.8 Choix de la commande de surface glissement.....	79
III.4 Commande par mode glissant de l'ordre supérieur	81
III.4.1 Algorithme de Super-Twisting.....	81
III.4.2 La loi généralisée de l'algorithme de super-twisting est donnée comme suite	82
III.4.2.1 Surface de glissement de la puissance active statorique	82
III.4.2.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique.....	83
III.4.2.3 Surface de glissement du courant rotorique quadrature.....	84
III.4.2.4 Surface de glissement du courant rotorique quadrature :.....	85
III.5 Résultats de Simulation de la commande FOSM et HOSM.....	86
III.5.2 Résultats de simulation avec variations paramétriques.....	90
Conclusion	93
CHAPITRE IV:COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOUE DE LA MADASB	
Introduction	96
IV.2 Principe général du contrôle à logique floue	96
IV.3 Configuration d'un contrôleur flou	96
IV.3.1 Fuzzification	97
IV.3.2 Les règles de base	98
IV.3.3. Défuzzification	98
IV.4 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue.....	99
IV.5 Commande par logique floue de la MADASB.....	100
IV.8.1 Surface de glissement de la puissance active statorique par FFOSMC:	103
IV.8.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique Q_s par FFOSMC: .	104
IV.8.3 Surface de glissement du courant statorique quadratique par FFOSMC :.....	104
IV.8.4 Surface de régulation du courant statorique direct par FFOSMC	105
IV.9.1 Surface de régulation de la puissance active au niveau du stator P_s par FHOSMC	106
IV.9.2 Surface de régulation de la puissance réactive statorique Q_s par FHOSMC ..	106

IV.9.3 Surface de glissement du courant statorique quadratique par FHOSMC	106
IV.9.4 Surface de glissement du courant statorique direct par FHOSMC	107
IV.6 Résultats de simulation de la commande FFOSMC et FHOSMC.....	108
IV.6.1 Résultats de simulation sans variation paramétrique	108
III.5.2 Résultats de simulation avec paramètres variables.....	114
Conclusion	117
CHAPITRE V:COMMANDE PAR MODE GLISSANT NEURO-FLOU DE MADASB	
V.1 La combinaison des réseaux neuronaux et de la logique floue.....	120
V.2 Avantage du model ANFIS	121
V.3 Les étapes de la structure de l'ANFIS.....	122
V.4 Modèle ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inférence System).....	122
V.5 Système d'inférence de commande par mode glissement neuro-flou adaptatif.....	123
V.6 Description du système de contrôle.....	124
V.7 Commande par mode glissant neuro-flou de la MADASB.....	124
V.8 Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 neuro-flou sur la MADASB.....	125
V.8.1 Surface de glissement de la puissance active statorique par NFFOSMC:.....	125
V.8.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique par NFFOSMC:	126
V.8.3 Surface de glissement du courant statorique quadratique par NFFOSMC.....	126
V.8.4 Surface de glissement du courant statorique direct par NFFOSMC.....	127
V.9.1 Surface de glissement de la puissance active statorique par NFHOSMC	128
V.9.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique par NFHOSMC	129
V.9.3 Surface de régulation du courant statorique quadratique par NFHOSMC	129
V.9.4 Surface de glissement du courant statorique direct par NFHOSMC	129
V. 10 Résultats et interprétations.....	131
V.10.1 RESULTATS DE LA SIMULATION AVEC DES PARAMETRES	
CONSTANTS.....	131
V.11 Test de robustesse avec variations paramétriques:.....	137
Conclusion:.....	140
CONCLUSION GENERALE.....	142
ANNEXES	

Liste des
Figures

Liste des Figures

Figure I. 1: Profil Du Vent.....	6
Figure I. 2: Diagramme Mecanique De L'éolienne.....	7
Figure I. 3: Système Mècanique Simplifiè De La Turbine	8
Figure I. 4: Modèle D'une Turbine Eolienne	11
Figure I. 5: Diagramme De La Turbine	12
Figure I. 6: Techniques De Contrôle De La Turbine	13
Figure I. 7: La Variation Du Coefficient De Puissance En Fonction De La Vitesse Spècifique Pour Differents Angles De Calage B.	15
Figure I. 8: Optimisation De La Puissance Générer Avec Régulation De La Vitesse.....	15
Figure I. 9: Diagramme Fonctionnel De L'optimisation De La Puissance Obtenue Sans Réguler La Vitesse.....	18
Figure I.10: Resultats De Simulation De La Vitesse Mécanique Pour Les Quatre Strategies De Régulation De La Turbine.....	19
Figure I.11: Resultats De Simulation De La Puissance Mécanique Avec Les Quatre Stratégies De Commande De La Turbine.	20
Figure I. 14: Dispositif De Contrôle Du Réglage Des Pales.	21
Figure I. 12: Configuration De La Turbine Avec Orientation Des Pales.....	23
Figure I. 13: Diagramme D'orientation Des Pales.....	23
Figure I. 14: Asservissement Du Système De Commande De L'angle De Calage.	24
Figure I. 15: Diagramme D'un Réggulateur PI De L'angle De Calage.	25
Figure I. 16: Diagramme De La Boucle D'ajustement De L'angle De Calage Avec PI ...	25
Figure I. 18: Diagramme De La Boucle De Commande Globale De L'angle En Fonction Du Coefficient De Gain.	26
Figure I. 19: Perturbation Du Vent Dont Le Système Subit.	27
Figure I. 20: Vitesse Mécanique Produite Par La Turbine	27
Figure I. 21: Rapport De La Vitesse Spècifique (λ).....	28
Figure I. 22: Coefficient De Puissance.....	28
Figure I. 23: Angle D'orientation.....	28
Figure I. 24: Puissance Aérodynamique.....	29
Figure II.1 : Système Globale De La Commande Basée Sur Une MADASB.....	35
Figure II.2: Couplage Croistè De La MADASB	36
Figure II.3 :Representation Des Enroulements De La Machine Dans Le Repère De Park (D, Q).	39
Figure II.4 :Representation Du Redresseur Triphasè	42
Figure II.5 :Modele D'un Filtre Passe-Bas.....	43
Figure II. 6: Schèma D'onduleur TriphasèAlimentant La Machine	44
Figure II. 7: Position Du Rèfèrentiel Par Rapport Au Flux.....	46
Figure II. 8: Schèma Du Principe De Decouplage Pour La MADASB Par Analogie Avec La Machine à C.C.....	47
Figure II. 9: Diagramme Electrique De La MADASB.....	52
Figure II.10: Commande Vectorielle Directe De La MADASB	53
Figure II. 11: Diagramme De La Commande Indirecte Sans Boucle De Puissance.....	55
Figure II. 12: Schema Bloc De La Commande Indirecte Avec Boucle De Puissance.	56
Figure II.13: Rèsultats De Simulation De La CV Pour La Puissance Active.	57
Figure II. 14: Analyse Des Rèsultats De Simulation De La CV Pour La Qs.....	57
Figure II. 15: Analyse Des Resultats De Simulation De La CV Pour Le Is.	58
Figure II.16: Zoom Sur La Reponse Du Is Pour La Cv.....	58
Figure II. 17 : Tension D'une Phase Statorique Avec Son Zoom.	59

Figure II. 18 : Tension Du Bus Continu	59
Figure II.21: Simulation De Ps Et QsAux Variations De La Resistance Et L'inductance Rotorique.....	61
Figure II.22: Zoom De Reponse De La Puissance Active Avec Changement Parametrique Sous Les Strategies De CV.....	61
Figure II.23: Simulation De La Qs Suivant La Variation De La Resistance Et L'inductance Rotorique	61
Figure II.24: Analyse De La Réponse De Ps Sous Variation Parametrique Avec Les Strategies De CV.....	62
Figure III.2: Structure De Régulation Basée Sur La Commutation Au Niveau De La Contre-Reaction D'état.	66
Figure III.3: Amélioration De La Structure De Régulation En Ajoutant La Commande Correspondante	67
Figure III.4: Une Variété De Modes Pour La Trajectoire Dans Le Plan De Phase.	68
Figure III.5: Interprétation De U_{Eq}	71
Figure III. 6: Analyse De La Fonction Signe Dans La Commande De Type Relais	73
Figure III.7: La Fonction De Saturation Dans Le Contexte De La Commande Adoucie	73
Figure III. 8: Diagramme De La Madasb Avec Controle Fosm.....	81
Figure III. 9: Schema De Commande Avancée Par Hosmc.....	86
Figure III. 10: Analyse De La Puissance Active Statorique Avec Fosm Et Hosm.....	87
Figure III. 11: Analyse Comparative De La Reponse De La Puissance Active Avec Fosm Et Hosm	87
Figure III 12: Comparaison De La Puissance Réactive Statorique Avec Fosm Et Hosm.	88
Figure III 13: Zoom Sur La Reponse De La Puissance Réactive (Fosm Et Hosm).....	88
Figure III 14: Courant Et Tension Statorique Pour (Fosm Et Hosm).	88
Figure III 15: Zoom Du Courant Et Tension Statorique Pour (Fosm Et Hosm).....	89
Figure III 16: Analyse De La Transformation De Fourier Du Courant Statorique, (A) Avec Fosm-Svm, (B) Avec Hosm-Svm.....	90
Figure III 17: Résultat De Simulation De Ps Avec Des Fluctuations De La Résistance Et De L'inductance Du Rotor	91
Figure III 18: Comparaison De La Réponse De La Puissance Active Avec Des Fluctuations De Parametres Par Les Méthodes De Régulation Fosm Et Hosm.....	91
Figure III 19:Résultat De Simulation De Ps Avec Des Fluctuations De La Résistance Et De L'inductance Du Rotor.....	91
Figure III 19: Analyse Comparative De La Réponse De La Puissance Réactive Aux Variations De Parametres Par Les Méthodes De Régulation Fosm Et Hosm	92
Figure IV. 1:Schéma Fondamentale D'un Régulateur Flou	97
Figure IV. 2:Structure Interne D'un Régulateur Flou.....	100
Figure IV. 5: Fonctions D'appartenance De La Sortie De La Fonction Floue	101
Figure IV. 4:Fonctions D'appartenance De L'entrée 2de La Fonction Floue	101
Figure IV. 3:Fonctions D'appartenance De L'entrée 1de La Fonction Floue	101
Figure IV. 5: Diagramme Principal De Commande Par Fsmc	102
Figure IV. 6: Fonctions D'appartenance De Commande Par Mode Glissant-Floue.....	103
Figure IV. 7: La Commande Par Mode Glissant D'ordre 1 Floue De MADASB	105
Figure Iv. 8:La MADASB est Soumise A L'application De La Commande Floue Par Fhosmc.....	108
Figure IV.9: La Comparaison De Qs Entre Les Methodes De Control FFOSMC Et FHOSMC.....	110
Figure IV.200: Zoom Sur La Reponse De La Puissance Active (Ffosmc Et Fhosmc) ...	110

Figure Iv 11: La Comparaison De Qs Entre Les Methodes De Controle FFOSMC Et FHOSMC.....	111
Figure IV.12: Zoom Sur La Reponse De La Puissance Reactive (FFOSMC Et FHOSMC).	111
Figure IV .13: Les Courant Statoriques Pour Les Deux Strategies De Commande FFOSMC Et FHOSMC.....	112
La Figure IV.14 Presente Une Analyse De La Fft Du Courant Statorique Pour FFOSMC Et FHOSMC.....	113
Figure IV 15: La Variation De La Puissance Active Statorique En Fonction Des Changements De Resistance Statorique : Resultats De Simulation.....	114
Figure IV 16: Analyse La Reponse De Ps A Des Parametres Variables, En Utilisant Les Strategies De Controle FFOSMC Et FHOSMC.....	115
Figure IV 17: Les Resultats De La Simulation Mettent En Evidence La Variation De La Puissance Reactive Statorique Avec Des Changements De La Resistance Statorique ..	115
Figure IV 18: Analyse La Reponse De Ps A Des Parametres Variables, En Utilisant Les Strategies De Controle FFOSMC Et FHOSMC.....	116
Figure V. 1: Architecture ANFIS.....	123
Figure V. 2: Commande Par Neuro-Flou.....	124
Figure V. 3: Diagramme Fondamental Illustrant NFFOSMC.....	125
Figure V. 4: Application De La Commande Par Mode De Glissement Neuro-Flou D'ordre 1 Sur La MADASB.	128
Figure V. 5: Application De La NFHOSMc Neuro-Flou Sur La MADASB.....	130
Figure V. 6: Puissance Active De La Madasb Par NFHOSMC Et NFFOSMC.	132
Figure V.7: Zoom Sur La Reponse De La Puissance Active (NFFOSMC Et NFHOSMC)	132
Figure V. 8: Puissance Reactive De La Madasb Par NFHOSMC Et NFFOSMC.....	133
Figure V. 9: Zoom Sur La Reponse De La Puissance Reactive En Utilisant Les Strategies De Commande NFFOSMC Et NFHOSMC.....	133
Figure V.10: Courant De Stator De Puissance Par (NFFOSMC Et NFHOSMC)	134
Figure V.11: Le Courant Statorique De Bobinage De Commande Sur La Phase A.....	135
Figure V.12: Le Courant Rotorique Est Presente Pour Les Deux Strategies De Commande (NFFOSMC Et NFHOSMC).	136
Figure V.13: La Fft Du Courant Statorique, (A) NFFOSMC, (B) NFHOSMC.....	137
Figure V 14: La Puissance Reactive, Ps, Sous Des Variations De La Resistance Statorique.	138
Figure V 15: Zoom La Ps En Cas De Variation Des Parametres, En Utilisant Les Strategies De Controle Nffosmc Et Nfhosmc	138
Figure V 16: Les Resultats De Simulation Illustrer La Variation De Qs Selon La Resistance Statorique.	139
Figure V 17 : (Zoom Sur La Reponse De La Puissance Reactive Avec Variation Parametrique Sous Les Strategies De Controle NFFOSMC Et N FHOSMC).	139

Liste des Tableaux

Liste des Tableaux

Tab I. 1: Système De Freinage Du Pale.	22
Tab III 1: Analyse Comparative Des Performances Des Deux Approches De Regulation.	92
Tab IV. 1: Matrice D'inference Des Règles Floues.....	100
Tableau IV.2 : La Base Des Règles De FFOSMC.....	102
Tableau IV.3: Comparaison Des Performances Des Deux Stratégies.	116
Tableau V.1: Comparer Les Performances Des Deux Méthodes.....	140

Liste des Symboles

Liste des symboles

Nomenclature

Modèle du Turbine

P_v	: Puissance du vent;
ρ	: Densité de l'air
S	: Surface circulaire par la turbine;
v	: Vitesse du vent;
$P_{aer}, P_{ele}, P_{pertes}$: Puissance aérodynamique, électrique et des pertes;
C_p	: Coefficient de puissance;
λ	: Ratio de vitesse ou vitesse relative;
β	: Angle de calage des pales;
R	: Rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale;
$v, \Omega_{turbine}, \Omega_{mec}$: Vitesse du vent, turbine et mécanique;
$C_{aer}, C_g, C_f, C_{mec}, C_{em}$: Couple aérodynamique, générateur, frottement, mécanique et d'électromagnétique;
$J, J_{turbine}, J_g$: Inertie totale, turbine et alternateur;
G	: Multiplicateur;
f	: Coefficient dû aux frottements visqueux;
C_{ass}	: Correcteur d'asservissement de la vitesse de la turbine;
R_t	: Rayon de turbine;
λ_{cpmax}	: Valeur optimale du ratio de vitesse;
C_{pmax}	: Coefficient de puissance maximale;
K_{opt}	: Coefficient optimal;
τ_{pitch}	: Constante du temps d'orientation des pales;
T_{servo}	: Constante du temps qui dépend de la puissance de l'éolienne;
w_n	: Pulsation naturelle;
t_r	: Temps de réponse;
ξ	: Facteur d'amortissement;
K_p, I_p	: Paramètres du régulateur PI;

Modèle de la machine asynchrone double alimenté

S_a, S_b, S_c	: Vecteurs orientés suivant les enroulements statoriques;
R_a, R_b, R_c	: Vecteurs orientés suivant les enroulements rotoriques;
θ_s, θ_r	: Angle du stator et de rotor;
θ	: Angle de position entre le stator et le rotor;
V_{ABC}	: Tension des trois phases;
I_{ABC}	: Courant des trois phases;
$\varphi_{ABC}, \varphi_{abc}$: Flux total dans les trois phases;
L_s, L_r	: Inductance du stator et du rotor;

M	: Inductance mutuelle;
$[P_\theta]$: Matrice de Park;
H_s, H_r	: Grandeurs statorique et rotorique;
V_s, V_r	: Tension du stator et du rotor;
I_s, I_r	: Courants du stator et du rotor;
φ_s, φ_r	: Flux du stator et du rotor;
R_s, R_r	: Résistances du stator et du rotor;
ω_s, ω_r	: Pulsations des tensions statoriques et rotoriques;
C_{em}	: Couple électromagnétique;
P	: Nombre de paires de pôles;
P_s, Q_s	: Puissances active et réactive du stator;
P_r, Q_r	: Puissances active et réactive du rotor;
g	: Glissement;
E	: Tension de liaison à courant continu;
T_i, T_i'	: Transistors;
S_i	: Grandeurs logiques;
$V_p(t)$: Equation de la porteuse;
T_p	: Période de la porteuse;
f	: Fréquence de la tension de référence;
f_p	: Fréquence de la porteuse;
V_m	: Amplitude de la tension de référence;
V_{ref}	: Tension de référence;
V_{pm}	: Valeur crête de l'onde de modulation;
m	: Indice de modulation;
T_s	: Période de commutation;
T_1	: Temps d'application du vecteur V_1 ;
T_2	: Temps d'application du vecteur V_2 ;
T_0	: Durée d'application de la séquence de roue-libre;
δ	: Angles entre les vecteur V_i ;
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$: Diodes;
I_d	: Courant de diode;
E	: Tension redressée;
LC	: Filtre passif;
R_f	: Résistance du filtre;
L_f	: Inductance du filtre;
C_f	: Capacité du filtre;
$F(s)$: Fonction du transfert du filtre;
f_c	: Fréquence de coupure;

$G1, G2, G3$: Gains de régulateur flou;
Δe	: Variation de l'erreur;
S_p, S_q	: Erreurs numérisées des puissances active et réactive instantanées;
V_r	: Vecteur de tension rotorique;
$V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$: Les 8 possibilités pour le vecteur V_i ;
V_n	: Module tension équivalent;
N_i	: Secteur du vecteur V_i ;
ρ_r	: Angle du vecteur V_r ;
\ddot{x}	: Dérivée de second ordre;
u	: Loi de contrôle de structure variable;
ε	: Petit scalaire positif;
m et M	: Constants positifs;
S	: Surface du glissement;
x	: Vecteur d'état;
λ_s	: Coefficient positif;
e	: Ecart de la valeur à régler;
S_p, S_Q	: Surfaces de glissement de puissances actives et réactives;
x_d	: Valeur désirée;
n	: Ordre du système;
$V(x)$: Fonction de Lyapunov;
u_n	: Commande stabilisante;
u_{eq}	: Commande équivalente;
σ	: Coefficient de distorsion;
K_v	: Gain du mode glissant d'ordre 1;
$\mathcal{L}_g, \mathcal{L}_f$: Dérivés de Lie;
Γ_m, Γ_M, s_0 et \mathcal{H}	: Constantes positives dans mode glissant d'ordre 2;
$\alpha_1 \beta_1$: Constantes bornées positives du mode glissant d'ordre 2;

Superscripts (Les exposants 'symbole')

S	: Référence liée au stator;
R	: Référence liée au rotor;
*, -ref	: Valeur de référence;
°	: Degré;
P	: Référence liée à la puissance active;
Q	: Référence liée à la puissance réactive;
_max	: Valeur maximale;
_min	: Valeur minimale;
_est	: Valeur estimée;
_opt	: Valeur optimale;
Δ	: Différence entre deux valeurs;

Subscripts (Indices)

s,r	: Stator, rotor;
d,q	: Axe d, q synchrone (direct et en quadrature);
α - β	: Axe α - β stationnaire;
a,b,c / A,B,C	: Référence triphasée;
ER	: Energies Renouvelable;
WECS	: Wind Energy Conversion System;
MSRB	: Machine Synchrone à Rotor Bobiné;
MSAP	: Machine Synchrone à Aimants Permanents;
MRV	: Machine à Reluctance Variable;
AC	: Alternating Current;
DC	: Direct Current;
MPPT	: Maximum Power Point Tracking;
PI	: Proportional Integral;
MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation;
MADASB	: Machine Asynchrone à Double Alimentation sans balais;
NF	: Neuro flou
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsions;
CV	: Commande Vectorielle;
FLC	: Fuzzy Logic Control;
FFT	: Fast Fourier Transform;
THD	: Total Harmonics Distorsion;
SMC	: Sliding Mode Control;
FOSM	: First Ordre Sliding Mode;
HOSM	: Higher Ordre Sliding Mode;
FFOSM	: Fuzzy First Ordre Sliding Mode;
FHOSM	: Fuzzy Higher Ordre Sliding Mode;
NFFOSM	: Neuro-Fuzzy First Ordre Sliding Mode;
NFHOSM	: Neuro-Fuzzy Higher Ordre Sliding Mode;
MG	: Mode glissant;

Introduction Générale

Introduction Générale

L'industrie éolienne a enregistré une croissance annuelle impressionnante de 40 % au cours des vingt dernières années. De l'alimentation de petites charges isolées à l'approvisionnement de grands parcs éoliens, il contribue à hauteur de plus de 20 % à la production d'électricité dans plusieurs nations européennes [1].

Actuellement, les générateurs à induction à double alimentation (DFIG) sont largement utilisés dans les applications éoliennes à vitesse variable. Le développement et l'utilisation de ces machines ont été motivés par la nécessité d'élargir la plage de fonctionnement des éoliennes et de permettre l'absorption ou la génération de puissance réactive, facilitant ainsi leur intégration dans les réseaux électriques. Cependant, l'utilisation des DFIG a également entraîné une augmentation des coûts et de la complexité des éoliennes. La configuration des DFIG nécessite un rotor bobiné et des balais de commutation pour le transfert de puissance entre les enroulements du rotor, ce qui entraîne une usure et des accumulations de carbone nécessitant des inspections et une maintenance fréquentes [2].

Face à ces problèmes, une alternative est offerte par les générateurs d'induction sans balais à double alimentation (BDFIG). Dans cette configuration, la double alimentation est réalisée à l'aide d'une deuxième machine fractionnée (machine de contrôle) directement couplée au générateur principal (machine de puissance) via une connexion rotor dos à dos. Cette configuration élimine le besoin de balais de conduction et de bagues collectrices, et peut être développée davantage en utilisant un rotor à cage d'écureuil commun [3].

Cela permet de réduire les coûts de maintenance et de simplifier le système.

La caractéristique originale de la commande des éoliennes à vitesse variable est qu'elle permet d'exploiter au maximum la puissance disponible du vent. Les progrès réalisés par les chercheurs en génie électrique au cours des dernières décennies ont permis d'améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie.

Pour optimiser les performances et l'efficacité d'un BDFIG, il est crucial de mettre en place des commandes robustes capables de maintenir la stabilité du système face aux perturbations externes et aux fluctuations des paramètres. Cela assure un fonctionnement optimal du système et une fourniture d'énergie de qualité supérieure. Pour améliorer les performances du MADASB, il est nécessaire de créer des commandes robustes suffisantes qui mènent au

système d'être insensible aux perturbations extérieures. Parmi elles, il est question notamment de la commande par neuro-floue par mode glissant[3].

La commande neuro-floue par MG est une approche avancée de contrôle utilisée dans les systèmes dynamiques pour garantir une réponse précise et robuste en présence de variations paramétriques et de perturbations extérieures. Cette méthode combine les principes du réseau de neurone artificiel, de la logique floue et du mode glissant. Cette approche est particulièrement puissante dans les systèmes complexes, non linéaires et sujets à des perturbations imprévisibles [5].

Notre travail vise à appliquer diverses méthodes de contrôle fiables pour augmenter la production d'énergie éolienne, en mettant en avant l'utilisation du MADASB. La structure de notre thèse se compose de cinq chapitres, qui sont présentés comme suit :

Le premier chapitre de notre thèse offre une vue d'ensemble de l'énergie éolienne. Dans sa première partie, il examine en détail les éoliennes, y compris leurs composants, leurs différentes configurations et leurs applications. Ensuite, nous abordons les méthodes de contrôle destinées à réguler la puissance aérodynamique de la turbine en cas de vent fort. Enfin, nous présentons la modélisation du mécanisme de réglage de l'angle des pales.

Le chapitre deux est destiné à la modélisation et à la commande vectorielle.CV de MADASB, utilisée pour le contrôle d'un système éolienne.

Le chapitre trois introduit une autre stratégie de contrôle du MADASB, nommée "mode glissant de type 1 et type 2", qui emploie la modulation de largeur d'impulsion (MLI) vectorielle.

Dans le quatrième chapitre, nous appliquons une commande floue par MG de type 1 et type2.

Le cinquième chapitre explore l'application d'une control par neuro-floue par MG de type 1 et type 2.

Chapitre I

Aperçu et modélisation des turbines Eoliennes

I.1 Généralité sur l'énergie éolienne :

Depuis la révolution industrielle, les combustibles fossiles ont dominé le mélange énergétique de la plupart des pays dans le monde. Cependant, cela a entraîné d'importantes conséquences pour l'atmosphère et la santé. En effet, presque le trois quarts de dégagement des gaz causé par l'effet de serre. De plus, ces combustibles sont également responsables d'une importante pollution atmosphérique locale, engendrant au moins 5 millions de décès prématurés chaque année.

Pour minimiser les dégagements de CO₂ et la pollution de l'air, il est impératif que le monde se tourne rapidement vers des sources d'énergie à faible dégagement de carbone, surtout les technologies nucléaires et les énergies renouvelables.

Au cours des décennies à venir, les énergies renouvelables vont jouer un rôle important dans la décarbonatation de nos systèmes énergétiques. Cependant, il est important de se demander à quelle vitesse notre production d'énergie renouvelable évolue et quelles technologies semblent les plus prometteuses pour transformer notre mix énergétique [6].

Dans ce chapitre, notre attention se porte sur l'établissement du modèle de la turbine éolienne et sa modélisation. Nous examinerons ensuite les différentes stratégies efficaces pour commander la turbine.

I.1.1 Modèle de vent:

La distribution statistique de la ressource éolienne revêt une importance fondamentale dans les projets éoliens, car elle est essentielle au calcul du rendement d'électricité. Les caractéristiques éoliques sont cruciales pour l'étude globale des systèmes de conversion d'énergie, étant donné que la puissance éolienne, dans les meilleurs conditions, est directement proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Bien que la vitesse du vent soit un vecteur tridimensionnel, le modèle présenté dans cette étude se concentre spécifiquement sur la composante directionnelle du vecteur de vitesse du vent [7].

La vitesse du vent est une grandeur en fonction de temps.

$$V_v = f(t) \tag{I.1}$$

Dans cette partie, la vitesse du vent est représentée par la somme,

$$V(t) = A + \sum_{n=1}^i (a_n \sin(b_n \omega_n t)) \tag{I.2}$$

$$V_v(t) = 6.5 + 0.02\sin(0.1047t) + 0.2\sin(0.2665t) + 0.1\sin(1.2930t) + 0.02\sin(3.6645t) \tag{I.3}$$

et illustré dans la Figure (I.1) [2]. Il est évident que cette forme particulière de vent est associée à des études effectuées par EDF sur le site du canal des dunes.

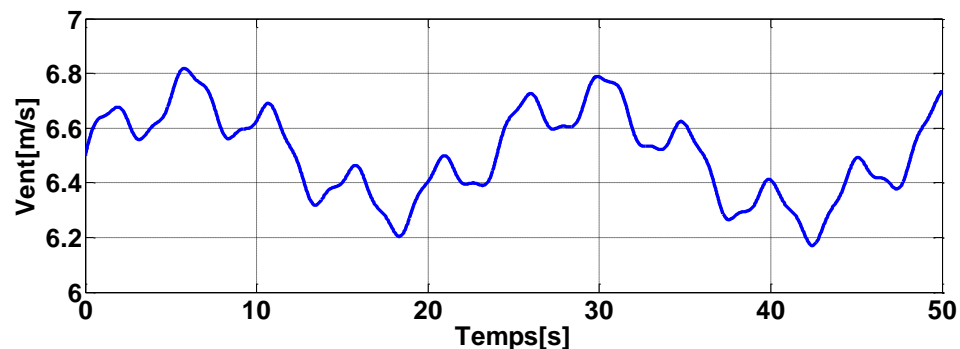


Figure I. 1: Profil du vent

I.1.2 Modélisation d'une turbine éolienne à axe horizontal:

La modélisation de la turbine de la vitesse du vent incident et des conditions de travail spécifiques impliquent la formulation de l'expression de la puissance associée, telle que la vitesse à laquelle la turbine tourne. Cela permet de déterminer le couple éolien qui sera utilisé pour l'arbre principal de l'éolienne. Par conséquent, un modèle large est créé qui comprend trois sous-systèmes distincts.

- ↪ La turbine.
- ↪ Le multiplicateur.
- ↪ L'arbre.

I.1.3 Simplifications pour la modélisation mécanique de la turbine:

La partie mécanique de notre turbine se compose de 3 pales ajustables d'une certaine longueur R . Ces pales sont solidement attachées à un arbre d'entraînement qui effectue une rotation à une vitesse Ω déterminée.

Ce multiplicateur de vitesse augmente la vitesse G de pivotement de cet arbre. Ensuite, le multiplicateur entraîne une génératrice électrique.

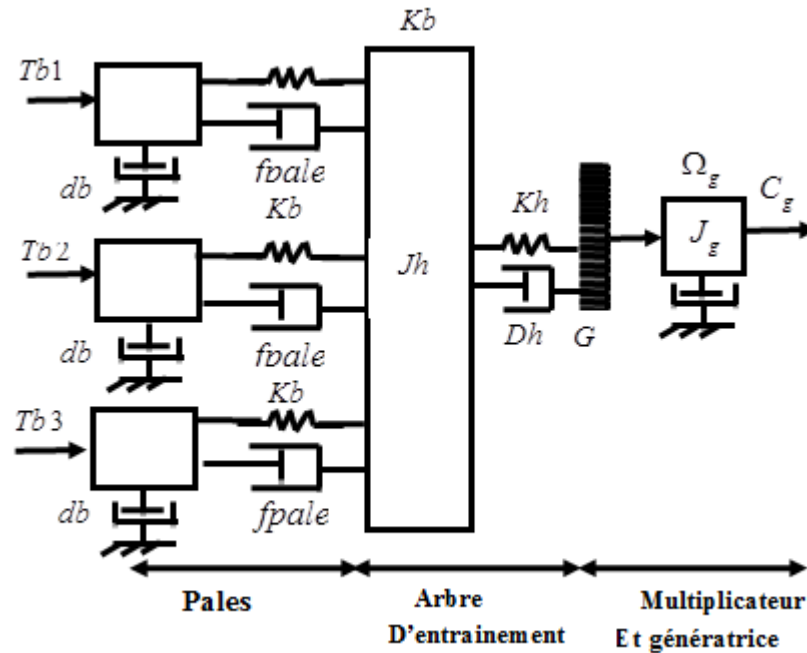


Figure I. 2: Diagramme mécanique de l'éolienne

Les 3 pales sont semblables, présentant les caractéristiques suivantes

- le moment J_{pale} d'inertie.
- le moment Kb d'élasticité.

– Elles ont des coefficients de frottement identiques avec l'air (db).

Les pales qui ont le même coefficient de frottement sont orientables. On mentionne les vitesses d'orientation par $\beta b1$, $\beta b2$, $\beta b3$. Chaque pale est soumise à une force, exprimée par $Tb1$, $Tb2$, $Tb3$, qui dépend de la vitesse du vent à laquelle elle est exposée.

L'arbre de transmission des pales présente les caractéristiques suivantes :

- ↪ inertie J_h .
- ↪ élasticité K_h .
- ↪ coefficient de frottement comparé au multiplicateur D_h .

Le rotor de la génératrice présente les éléments suivants :

- ↪ une inertie J_g
- ↪ un coefficient de frottement d_g

Ce rotor offre un couple entraînant (C_g) à la génératrice électrique et pivote à une vitesse notée Ω_{mec} .

En supposant une répartition régulière de la vitesse du vent sur toutes les pales, ce qui entraîne des forces de poussée égales, ($T_{b1} = T_{b2} = T_{b3}$), nous pouvons supposer les trois pales comme un système mécanique global qui englobe toutes les caractéristiques mécaniques. Dans ce modèle, le coefficient de frottement est négligé. Entre les pales et l'air (db) en raison de la conception aérodynamique des pales, qui entraîne un coefficient de frottement très faible. De plus, la vitesse de rotation est faible, et les pertes par frottement sont presque nulles devant celles de la génératrice.

En adoptant cette approche simplifiée, nous obtenons un modèle mécanique avec deux masses (voir Figure I.3), qui a déjà été validé par rapport au modèle complet. Ce modèle simplifié capture efficacement les principales caractéristiques du système de pales de la turbine éolienne.

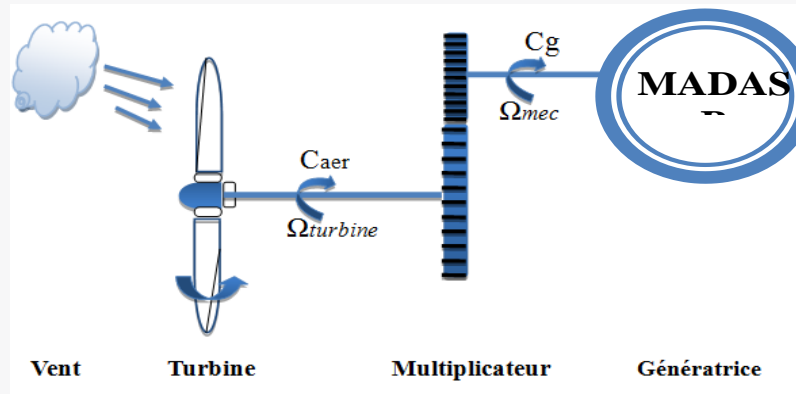


Figure I. 3: Système mécanique simplifié de la turbine

I.1.3.1 Modélisation de la turbine :

Dans cette situation, notre objet d'étude est une turbine éolienne composée de pales d'une longueur prédéterminée. Cette turbine éolienne est destinée à entraîner une génératrice à l'aide d'un multiplicateur de vitesse avec un gain spécifique G.

Pour comprendre le fonctionnement de la turbine éolienne, on doit se soucier de l'énergie cinétique E_v associée à une masse m d'air se déplaçant à une vitesse (V). Cette énergie E_v est calculée selon la formule suivante:

$$E_v = \frac{1}{2} mV^2 \tag{I.4}$$

La puissance disponible est déterminée en dérivant l'énergie cinétique, comme indiqué dans la référence [4].

$$P_v = \frac{dE^2}{dt} \quad \text{I.5}$$

Si toute on récupérerait entièrement cette énergie avec un instrument qui a une surface ($S = \pi R^2$) La puissance du vent, ou la puissance éolienne instantanée, est donnée par:

$$P_v = \frac{dE}{dt} \left[\frac{1}{2} \rho V_v \right] \quad \text{I.6}$$

$$P_v = \frac{dE}{dt} \left[\frac{1}{2} \rho (S(x) V^2) \right] = \frac{1}{2} \rho (S \frac{dx}{dt}) V^2 \quad \text{I.7}$$

V , la vitesse de vent.

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V^3 \quad \text{I.8}$$

Où

- ρ est la densité de l'air (approxima. 1.225 kg. m³ à la pression atmosphérique à 15°C).
- S est la surface circulaire balayée par la turbine, dont le rayon est calculé par la longueur de la pale.
- V représente la vitesse du vent.

En fait, une turbine éolienne ou un autre dispositif de conversion extrait une puissance aérodynamique P_{aer} inférieure à la puissance disponible.

$$P_{aer} = C_p P_v = C_p (\lambda, \beta) \frac{1}{2} \rho V^3 \quad \text{I.9}$$

Le coefficient de puissance, représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne ($\frac{P_{aer}}{P_v}$). Il dépend de la caractéristique de la turbine [8].

L'angle d'orientation des pales (β) et le ratio de vitesse (λ) modifient ce coefficient.

Où: λ est le rapport entre la vitesse du vent et la vitesse linéaire des pales:

$$\lambda = \frac{R \Omega_{turbine}}{V} \quad \text{I.10}$$

Où

$\Omega_{turbine}$:est la vitesse de la turbine.

Après avoir déterminé la vitesse, le couple aérodynamique sera donc :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turbine}} = C_p \frac{1}{2} \rho S V^3 \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad I.11$$

I.1.3.2 Coefficient de puissance:

Généralement, le C_p est présenté sous forme graphique. Ce coefficient varie d'une turbine à l'autre et est produit en général par le fabricant. Il peut également être approximé mathématiquement à l'aide d'une modélisation basée sur une approximation polynomiale d'ordre N . Cette approche permet de calculer le coefficient C_p et est largement utilisée dans la littérature.

$$C_p(\lambda) = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i \lambda_i \quad I.12$$

Dans cette approche, nous avons décidé de modéliser une éolienne d'une puissance de 2,5 kW. Ainsi, le coefficient C_p est calculé par l'expression suivante :

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.35 - 0.00167(\beta - 2)) \cdot \sin \left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{14.34 - 0.3(\beta - 2)} \right] - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad I.13$$

Pour une valeur spécifique du rapport de vitesse appelée λ_{opt} , le coefficient de puissance (C_p) atteint un certain max dans l'analyse présentée dans la Figure I.9. À cette valeur, le C_p est maximisé, ce qui permet de capturer la puissance maximale disponible. Il est donc possible de créer des lois de contrôle pour garantir que la génératrice capte la plus grande quantité de puissance, indépendamment de la vitesse du vent, jusqu'à la puissance nominale de la génératrice. Au-delà de cette puissance nominale, la puissance déduite se restreint à cette valeur. La valeur max de C_p est donc 0,5483 et correspond à $\lambda = 6,4$.

En ce qui concerne le modèle du multiplicateur, Sa fonction consiste à ajuster la vitesse lente de la turbine avec celle de la génératrice, comme illustré dans la Figure I.2. Mathématiquement, le multiplicateur est décrit par :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad I.14$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad I.15$$

I.1.3.3 Equation dynamique de l'arbre :

Transfert de masse d'une turbine éolienne vers son arbre entraîne une inertie, représentée par $J_{turbine}$. Le modèle mécanique proposé inclut à la fois la masse des pales et celle du rotor de la turbine, en tenant compte l'inertie totale. Cette inertie totale (J) résulte à

la fois de l'inertie de la turbine transférée au rotor de la génératrice, ainsi que de l'inertie propre de la génératrice elle-même.

$$J = \frac{J_T}{G^2} + J_g \tag{I.16}$$

Il convient de noter que l'inertie du rotor de la génératrice est inférieure à celle de la turbine transmise par cet axe. Par conséquent, le développement de la vitesse mécanique en fonction du couple mécanique total est décrit par l'équation fondamentale ($C_{méc}$) dont le rotor subit. Cette équation conduit à modéliser le rapport entre le couple appliqué et le changement de vitesse par laquelle la turbine pivote :

$$J = \frac{d\Omega_{méc}}{dt} = C_{méc} \tag{I.17}$$

Le modèle du système inclut un coefficient de frottement visqueux pour représenter le couple résistant dû aux frottements. Ce coefficient, noté C_{vis} , est ajouté au modèle pour tenir compte de ces forces qui entravent le mouvement du rotor. Ainsi, l'inertie totale J du rotor de la génératrice est influencée par le couple mécanique total C_{em} , le couple C_{vis} des frottements visqueux, et C_g celui du multiplicateur.

$$C_{vis} = f\Omega_{méc} \tag{I.18}$$

La représentation de la voilure, en considérant en valeur l'inertie et les frottements des paliers, est illustrée dans la Figure I.4. Cette représentation permet de modéliser plus précisément le comportement de la voilure en tenant compte les différents facteurs influençant son mouvement.

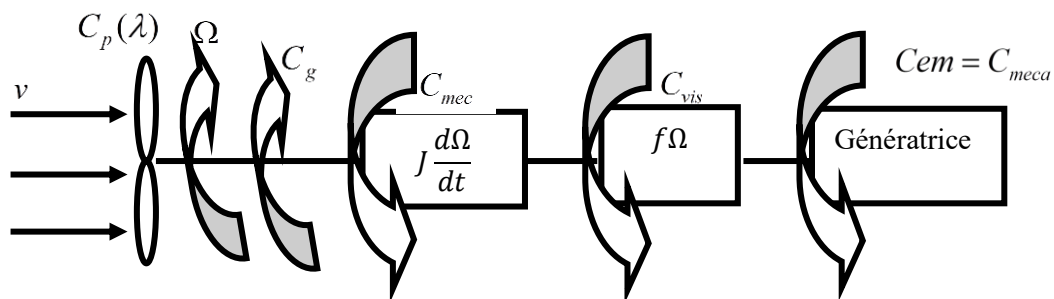


Figure I. 4: Modèle d'une turbine éolienne

L'équation mécanique est définie par :

$$C_{méc} = C_g - C_{em} - C_{vis} \tag{I.19}$$

$$C_{méc} - C_{em} = J \frac{d\Omega_{méc}}{dt} + f\Omega_{méc} \quad I.20$$

D'où , le passage de la transformée de Laplace pour avoir la vitesse:

$$\Omega_{méc} = \frac{1}{Js + f} (C_g - C_{em}) \quad I.21$$

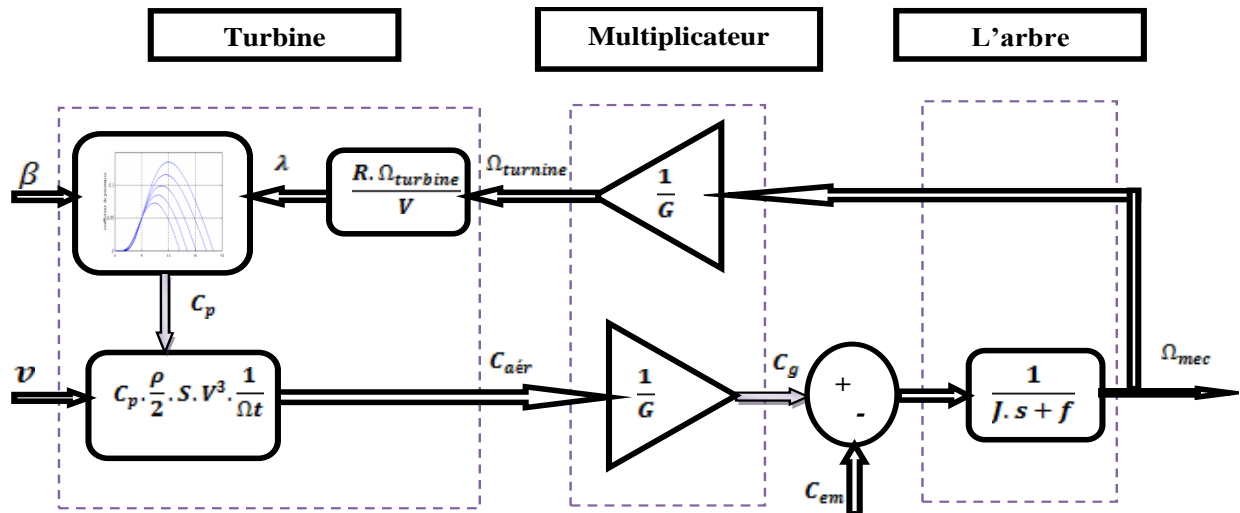


Figure I. 5: Diagramme de la turbine

I.2 Stratégies de commande de la turbine éolienne

Les éoliennes sont construites pour générer de l'énergie, à un coût minimal. Dans cette optique, elles sont généralement optimisées pour atteindre une puissance de sortie maximale quand la vitesse du vent change de 12 à 15 m/s. Cependant, lorsque les vents deviennent plus forts, il est nécessaire de réguler la puissance afin d'éviter l'endommager l'éolienne. Pour cela, la dissipation d'une partie de l'énergie excédentaire du vent est essentielle. C'est pourquoi toutes les éoliennes sont équipées d'un système de contrôle de puissance. Deux méthodes principales sont utilisées pour réaliser cela de manière sécurisée : le contrôle par pas des pales et le contrôle actif de décrochage. Ces deux méthodes vont être par la suite détaillées [9].

I.2.1 Maximisation de la puissance extraite

Pratiquement, la vitesse de pivotement d'une éolienne est régulée en ajustant le couple électromagnétique afin d'obtenir le maximum la puissance électrique produite.

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité sont conçues pour utiliser favorablement l'énergie du vent et générer la plus grande quantité de puissance possible. Afin d'aboutir à ce but, de nombreux systèmes mécaniques ou électriques de contrôle d'éoliennes

sont conçus pour hisser au max la conversion d'énergie. Ces systèmes visent à rechercher le fonctionnement au point de puissance maximale (MPPT). Différentes méthodes sont utilisées pour atteindre l' MPPT, telles que l'ajustement de l'angle de calage des pales ou la commande de la génératrice pour adapter l'impédance de charge.

Dans le cas des éoliennes de petite puissance, utilisées principalement dans des sites isolés et ayant une puissance de 100 W à quelques kW, les chaînes de conversion d'énergie diffèrent considérablement de celles de grande puissance. Elles comprennent un alternateur triphasé à aimants permanents multipolaires, sans multiplicateur mécanique, alimentant une chaîne de puissance, et en général d'une batterie de basse tension.

Dans cette gamme de puissance, la génératrice fournit de l'énergie à une batterie via un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette configuration permet un contrôle dynamique fiable de la vitesse ou du couple de la génératrice, qui favorise un déplacement facile du point de fonctionnement dans toute la plage de vitesses de rotation et donc rechercher la puissance maximale voulue. Cependant, cette approche coûte chère et elle est complexe à manipuler, car elle exige des capteurs électriques et mécaniques, un convertisseur statique et un système de contrôle qui sont coûteux [10].

On distingue deux structures de contrôle:

- Le commande avec asservissement de la vitesse mécanique;
- La régulation sans asservissement de la vitesse mécanique.

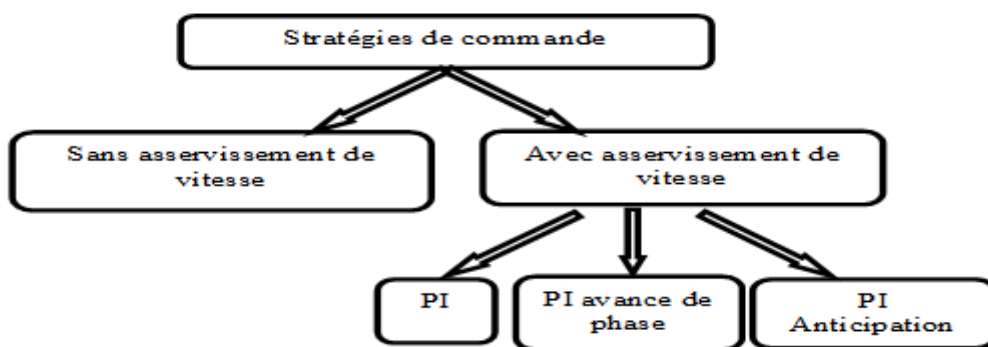


Figure I. 6: Techniques de contrôle de la turbine

La mesure précise de la vitesse du vent, est une grandeur qui change beaucoup, présente des défis importants. Une mesure incorrecte de la vitesse peut compromettre l'efficacité de la

technique MPPT et entraîner une baisse de la puissance acquise. Pour cela, la majorité des turbines éoliennes sont commandées sans boucle de réglage de vitesse [11].

I.2.1.1 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse

Dans cette étude, nous adoptons l'hypothèse simplificatrice selon laquelle la machine électrique et son variateur sont idéaux. Cela signifie que la puissance produite et le couple électromagnétique développé par la machine électrique sont à chaque instant égaux à leurs valeurs de référence; spécifiées par le fabricant ou le concepteur.

$$C_{em} = C_{em_ref} \quad I.22$$

Dans cette étude, une structure de commande est mise en place pour réguler le couple appliqué sur l'arbre de la turbine et maintenir sa vitesse à une valeur de référence prédéfinie. Cette régulation est réalisée en utilisant un système d'asservissement de la vitesse.

Le couple électromagnétique C_{em_ref} permet d'avoir une vitesse mécanique de la génératrice égale à celle de référence Ω_{ref} :

$$C_{em_ref} = C_{ass} (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad I.23$$

La vitesse de la turbine à fixer détermine la vitesse de référence afin de hisser au max la puissance obtenue. En considérant le gain du multiplicateur, on obtient:

$$\Omega_{ref} = G \cdot \Omega_{turbine_ref} \quad I.24$$

D'après la relation (I.10), La vitesse de fonctionnement de la turbine- peut être calculée par:

$$\Omega_{turbine} = \frac{\lambda \cdot V_v}{R} \quad I.25$$

Le rapport reliant la vitesse spécifique λ_{cpmax} de la turbine et le coefficient de puissance maximale C_{pmax} est déterminé par l'équation I.25

$$\Omega_{turbine_ref} = \frac{\lambda_{cpmax} \cdot V_v}{R} \quad I.26$$

La valeur max du ratio de vitesse est utilisée pour déterminer la vitesse de référence de la turbine. λ_{Cp} (à β constant et égal à 2°), qui permet d'obtenir le coefficient de puissance C_p maximal, tel apparu dans la Figure (I.7)

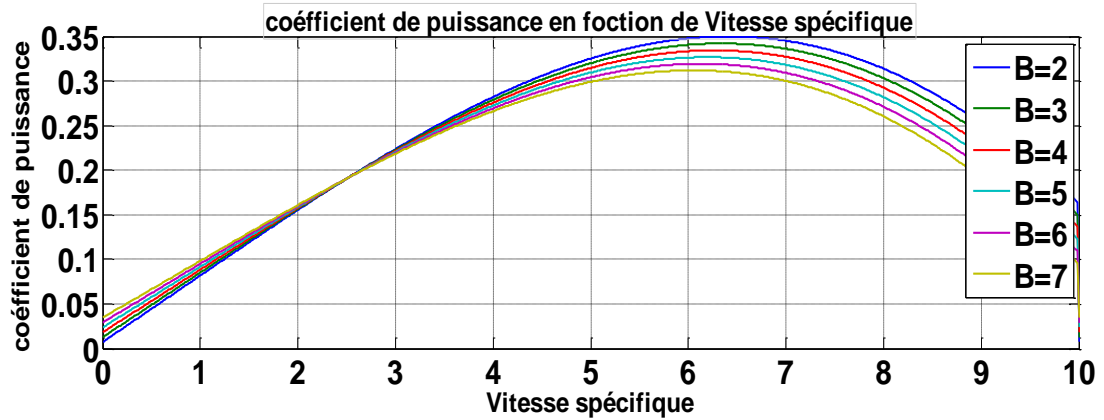


Figure I. 7: La variation du coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique pour différents angles de calage β .

Deux objectifs principaux doivent être atteints par le correcteur de vitesse.

1. Asservir la vitesse mécanique de la turbine à sa valeur de référence.
2. Minimiser l'impact perturbateur du couple éolien.

Le maintien du fonctionnement optimal de la turbine éolienne nécessite la réalisation de deux tâches principales, qui peuvent être représentées de manière simplifiée en utilisant un schéma bloc, comme l' indique la Figure I.8.

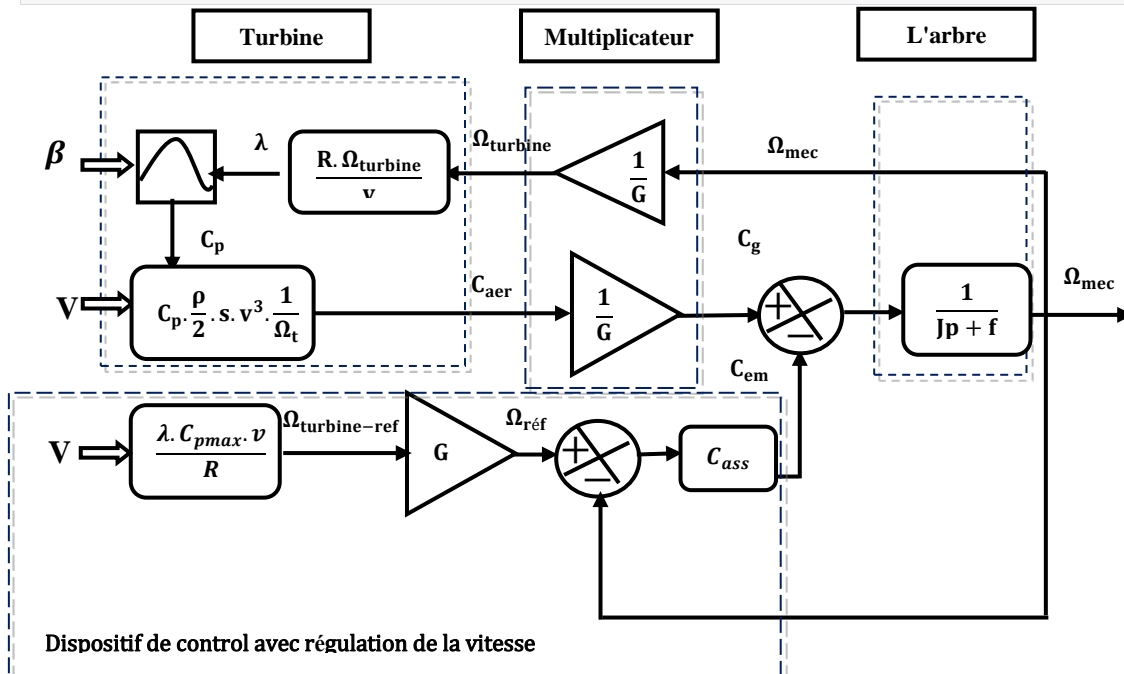


Figure I. 8: Optimisation de la puissance générée avec régulation de la vitesse.

I.2.1.2 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse

Dans la pratique, mesurer avec précision la vitesse du vent présente certaines difficultés, principalement en raison de deux facteurs :

L'emplacement de l'anémomètre derrière le rotor de la turbine entraîne des mesures erronées de la vitesse du vent. En effet, la présence du rotor perturbe le flux d'air et peut conduire à des mesures peu fiables. Le vent change énormément suivant la hauteur de l'anémomètre, en raison du diamètre étendu de la surface parcourue par les pales. Par conséquent, une mesure unique de la vitesse du vent ne peut pas être utilisée pour déterminer la valeur moyenne sur la totalité des pales.

Ces limitations rendent difficile l'obtention d'une mesure précise de la vitesse du vent, ce qui a un impact négatif sur la puissance captée par la turbine lorsque la technique d'extraction est utilisée. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont régulées sans boucle de régulation de vitesse.

La deuxième structure de contrôle repose sur l'idée que la vitesse du vent peut changer lentement en régime continu. Dans cette situation, il est possible d'obtenir une équation statique qui explique le régime permanent de la turbine en utilisant l'équation dynamique de la turbine. En se basant sur une évaluation de la vitesse du vent, cela permet d'ajuster le fonctionnement de la turbine pour maximiser la puissance captée.

Notant que ces considérations sur la mesure de la vitesse du vent et les stratégies de commande en commun peuvent varier suivant les spécificités techniques et des conditions environnementales de chaque éolienne. Des approches différentes peuvent être utilisées pour compenser les limitations liées à la mesure de la vitesse du vent et optimiser la performance de la turbine éolienne [8].

$$J \frac{d\Omega_{\text{méc}}}{dt} = C_{\text{méc}} = 0 = C_g - C_{\text{em}} - C_{\text{vis}} \quad \text{I.27}$$

Ici, on considère que le couple mécanique $C_{\text{méc}}$ développé soit nul. En conséquence, en négligeant l'impact du couple de frottements visqueux ($C_{\text{vis}} \approx 0$), on aura, [8].

$$C_g = C_{\text{em}} \quad \text{I.28}$$

Le couple électromagnétique est obtenu grâce à l'évaluation du couple éolien

$$C_{em_ref} = \frac{C_{aer_est}}{G} \quad I.29$$

On peut déterminer le couple éolien en évaluant la vitesse du vent et la valeur de la vitesse mécanique d'après l'équation (I.11), [9]:

$$C_{aer_est} = C_p \frac{\rho S}{2\Omega_{turbine_est}} V^3 \quad I.30$$

Une évaluation de la vitesse de la turbine $\Omega_{turbine_est}$ est obtenue à partir de la mesure de la vitesse mécanique, [10]:

$$\Omega_{turbine_est} = \frac{\Omega_{méc}}{G} \quad I.31$$

La mesure de la vitesse du vent qui figure au niveau de la turbine est sensible, sa valeur sera calculée par l'équation (I.25) [11].

$$V_{est} = \frac{R\Omega_{turbine_est}}{\lambda} \quad I.32$$

D'après ces quatre équations (I.22-25), une relation de contrôle est obtenue

$$C_{em_ref} = \frac{C_p \rho \pi R^5 \Omega_{méc}^2}{\lambda^3 \times 2 \times G^3} \quad I.33$$

Pour obtenir la puissance maximale produite, il est essentiel de maintenir le rapport de vitesse à la valeur correspondant à une valeur max du coefficient de puissance (Figure I.9). Ensuite, le couple électromagnétique de référence sera ajusté selon la valeur indiquée [12].

$$C_{em_ref} = \frac{C_p \rho \pi R^5 \Omega_{méc}^2}{\lambda_{Cpmax}^3 \times 2 \times G^3} \quad I.34$$

Le couple de référence est ainsi proportionnel au carré de la vitesse de la génératrice, [13] :

$$C_{em_ref} = A \times \Omega_{méc}^2 \quad I.35$$

Avec

$$A = \frac{C_p \rho \pi R^5 \Omega_{méc}^2}{\lambda_{Cpmax}^3 \times 2 \times G^3} \quad I.36$$

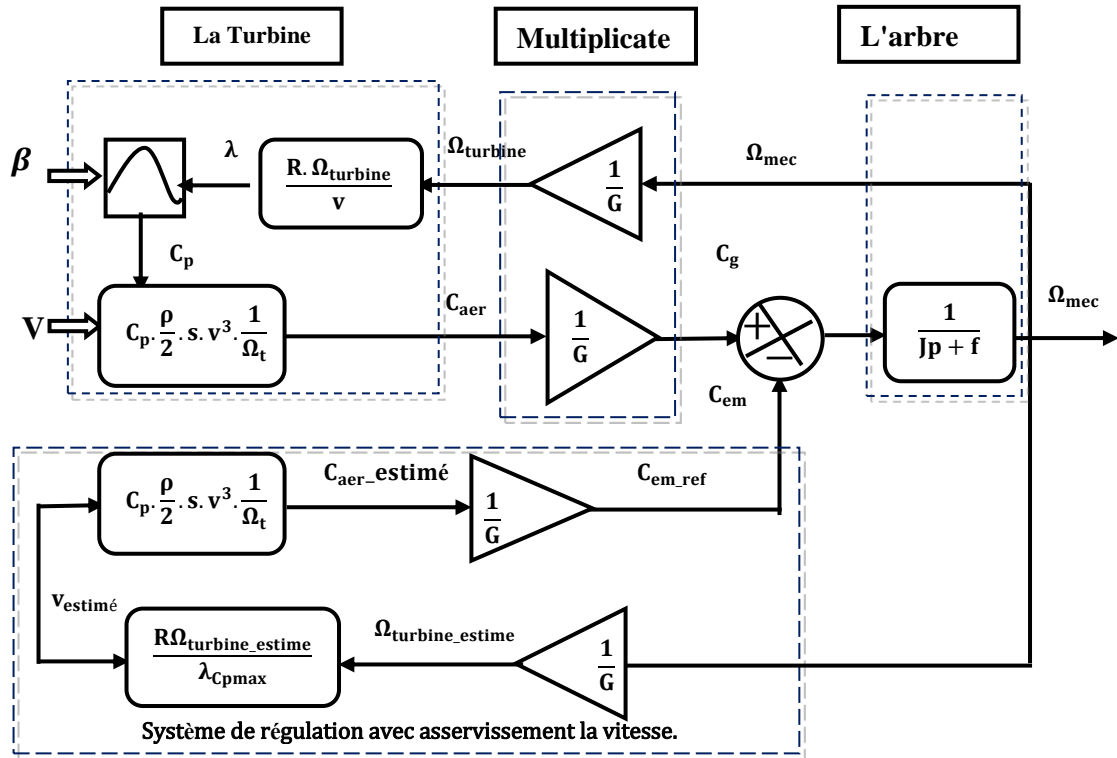


Figure I. 9: Diagramme fonctionnel de l'optimisation de la puissance obtenue sans réguler la vitesse.

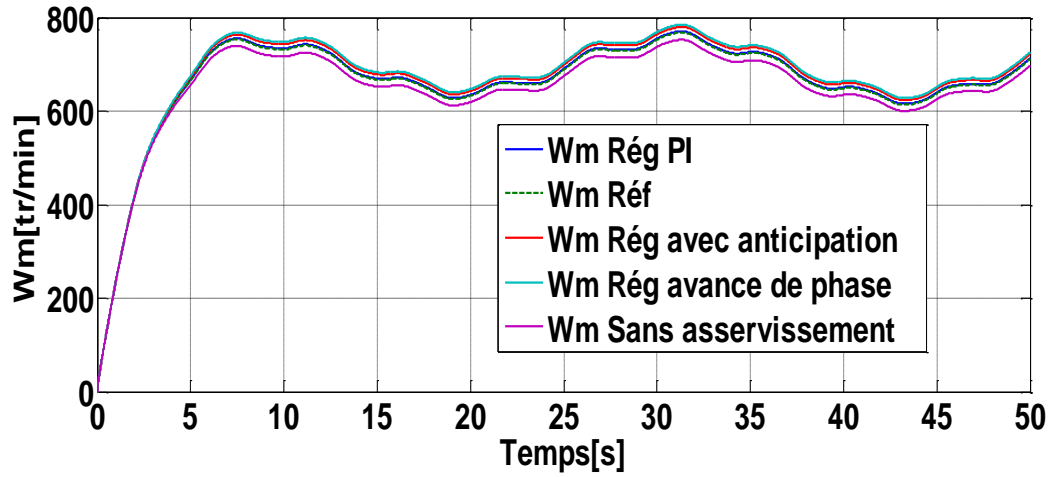
I.2.1.3 Résultats de simulation

Des simulations de la manipulation de la partie mécanique de l'éolienne ont été faites en utilisant MatLab/Simulink. Dans ces simulations, la structure de control utilisée ne comprenait pas de boucle de régulation de la vitesse.

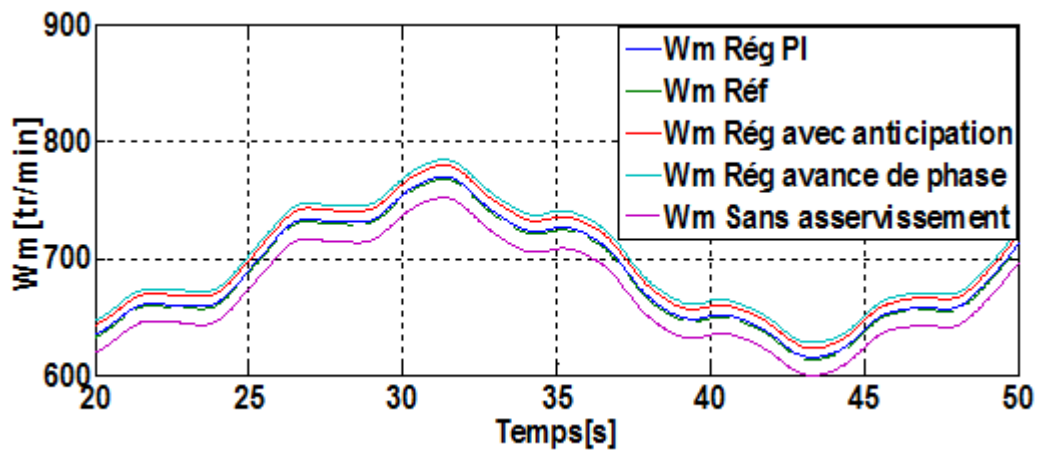
L'objectif de ces simulations a consisté d'observer comment la vitesse, le couple et la puissance à l'issue du multiplicateur évoluent en fonction de la variation du vent. On note bien que dans ces simulations, l'hélice et le multiplicateur n'étaient pas connectés à une génératrice. L'accent était mis sur l'analyse du comportement mécanique de l'éolienne.

Il a été observé que le couple et la puissance de référence varient en fonction des fluctuations du vent, conformément aux différentes stratégies de commande utilisées. Il est à mentionner que ces valeurs de référence sont généralement négatives, afin de respecter la convention de signe adoptée pour l'ensemble du système.

Les simulations offrent des connaissances précieuses sur le comportement de l'éolienne et ont été utilisées surtout pour l'analyse et l'optimisation ultérieures système.



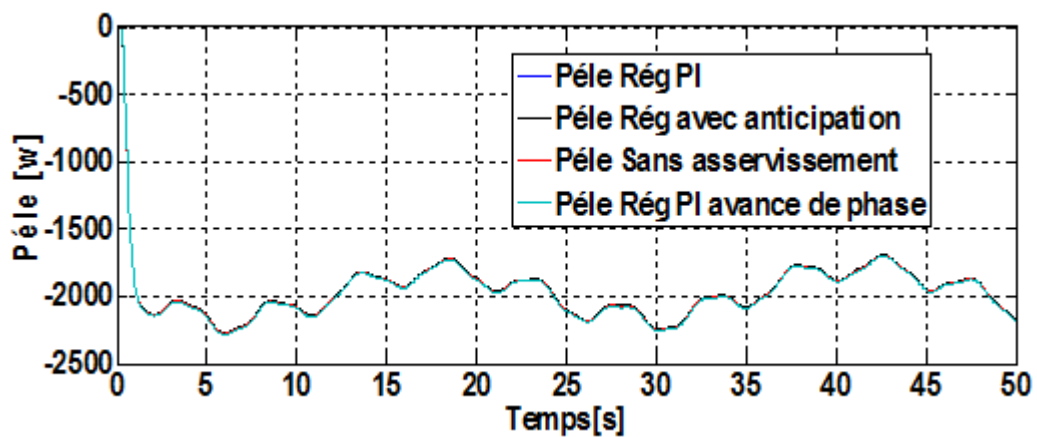
a) Vitesse mécanique.



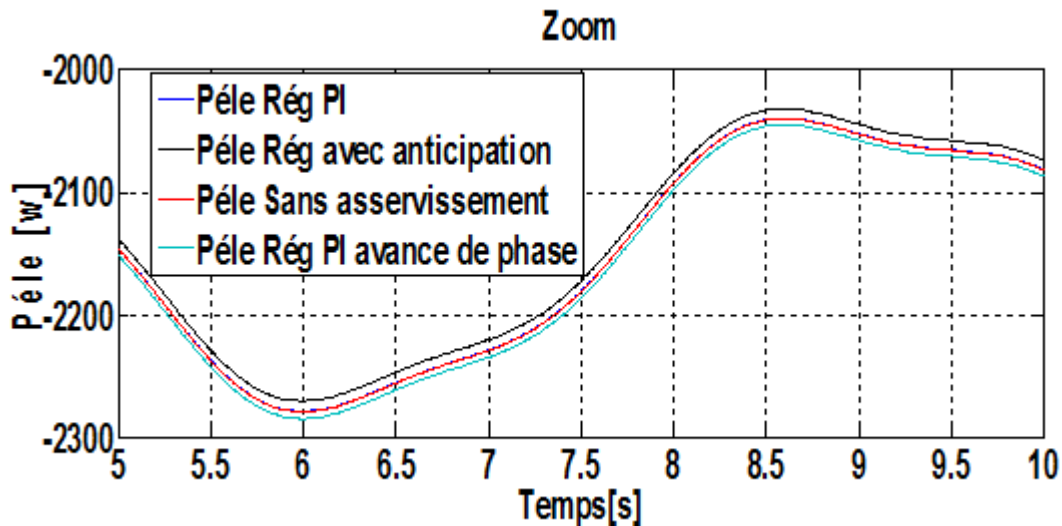
b)

b) la vitesse mécanique en déférent méthode de commande.

Figure I.10: Résultats de simulation de la vitesse mécanique pour les quatre stratégies de régulation de la turbine.



a) Puissance mécanique.



b) Zoom de la puissance électrique.

Figure I.11: Résultats de simulation de la puissance mécanique avec les quatre stratégies de commande de la turbine.

Pour récapituler les résultats obtenus en jouant la commande de la vitesse, la Figure I.11 (a) présente la comparaison entre la W_n réelle et sa référence pour quatre types de commande de la turbine. La puissance électrique produite par ces quatre types de commandes est illustrée à la Figure I.11 (b).

En régime permanent, il existe un certain écart entre la W_n réelle et sa référence. En raison du fait que le coefficient de puissance n'est pas réglé à sa valeur optimale, moins de puissance électrique est convertie lorsque la vitesse du vent change. Les résultats de la simulation pour l'algorithme sans asservissement de vitesse montrent une adaptation satisfaisante à la vitesse du vent, avec un léger écart.

En utilisant la même forme de vent, la simulation du contrôleur PI intégré démontre un très bon contrôle de la vitesse en boucle fermée, tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Ce contrôle présente une dynamique élevée, ce qui se traduit par une puissance transitoire plus importante.

Dans les résultats de simulation de PI à avance de phase, un certain écart entre la W_n réelle et sa référence a été observé.

Enfin, avec le régulateur avec anticipation, les résultats montrent une bonne adaptation aux variations de la vitesse du vent. La puissance électrique convertie en énergie électrique générée présente une certaine variabilité.

Ces résultats de simulation fournissent des indications importantes sur les performances des diverses méthodes de commande de turbines éoliennes et peuvent être utilisés pour l'optimisation ultérieure du système.

I.2.2. Modélisation du système d'orientation des pales

I.2.2.1. Description du système d'orientation des pales

Il existe de nombreuses méthodes différentes pour régler l'angle des pales de l'éolienne. Certains systèmes utilisent des masses rotatives actionnées par la force centrifuge, tandis que d'autres utilisent des systèmes hydrauliques ou des moteurs électriques qui nécessitent une alimentation externe. Cependant, le transfert de cette énergie vers les pales rotatives entraîne des coûts de production élevés et une fiabilité limitée en raison des contraintes associées. Seuls les systèmes d'orientation électrique sont généralement utilisés dans les zones à forte puissance éolienne.

Ce mécanisme offre la possibilité de stopper ou restreindre la puissance de l'éolienne pour la mettre à l'abri des vents forts et d'avoir un maximum de l'absorption d'énergie par l'éolienne. Il est considéré comme plus vif car il offre un ajustement constant et presque optimal de la rotation de l'éolienne. Néanmoins, il demeure un peu compliqué et nécessite un entretien plus importante.)

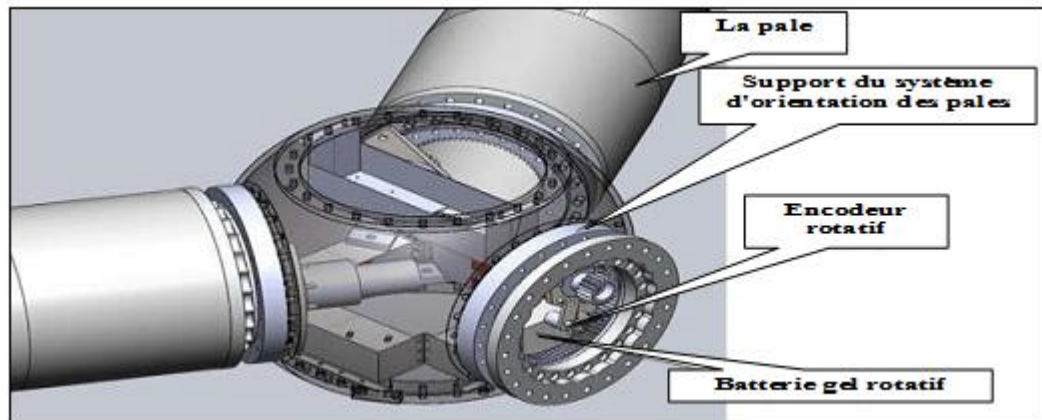


Figure I. 14: Dispositif de contrôle du réglage des pales.

➤ Système de freinage des pales

La forme de régulation de la vitesse de freinage change selon de la taille de l'éolienne, ce qui entraîne une variation de la complexité et des coûts des systèmes. L'objectif principal est d'ajuster l'angle des pales en fonction du vent pour minimiser la vitesse de pivotement des

pales. Différentes méthodes sont utilisées pour effectuer cette modification, et elles sont répertoriées dans le tableau I.1, mettant en évidence leurs éventuels méfaits qui auraient un impact sur l'entretien et la sécurité des systèmes éoliens.

Types	Système	Désavantages.
Commande aérodynamique des pales	<ol style="list-style-type: none"> 1- Pas fixe en raison de la forme des pales et de l'effet Stall. 2- Pas variable par vérin ou ressorts. 	Ce système complexe requiert une maintenance régulière et préventive.
Régulation mécanique	<ol style="list-style-type: none"> 1- Freinage aérodynamique ou ajustement de l'angle des pales pour le freinage par force centrifuge.) 2- Contrôle par gouvernail articulé 3- Inclinaison du rotor de l'éolienne 	Efficace mais coûteux, le système de freinage par force centrifuge requérant une maintenance conditionnelle.
Régulation électronique	<ol style="list-style-type: none"> 1- Utilisation des freins pneumatiques avec option électronique. 2- Freinage électronique par freins à disque 	La présence de deux systèmes de contrôle, à la fois électronique et mécanique, est essentielle.

Tab I. 1: Système de freinage des pales.

I.2.2.2. Modélisation de l'orientation des pales

Le système éolien est un dispositif mécanique complexe et non linéaire, qui subit des fluctuations de vent de manière aléatoire. Cela engendre des incertitudes en termes de dynamique et des paramètres dans le modèle mathématique de l'éolienne, qui changent suivant les conditions de fonctionnement. La conception du contrôleur de turbine est donc un défi majeur.

Le système d'orientation des pales est largement utilisé afin de restreindre la puissance extraite par l'éolienne. Il est contrôlé par un dispositif appelé "pitch control" (contrôle d'angle d'inclinaison). En modifiant l'angle d'inclinaison des pales, les performances de l'éolienne, notamment le coefficient de puissance, peuvent être modifiées afin d'optimiser l'exploitation de l'énergie. La Figure I.12 Présente la configuration principale L'éolienne peut s'adapter à une vitesse variable en utilisant un système d'orientation des pales.

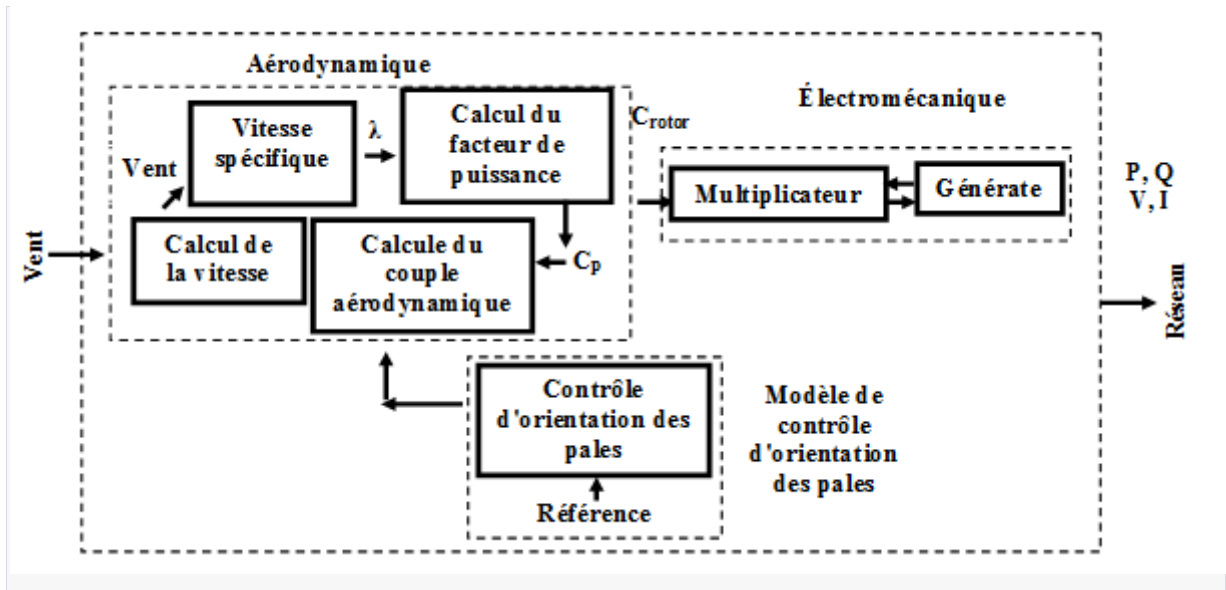


Figure I. 12: Configuration de la turbine avec orientation des pales.

Dans cette section, nous aborderons la représentation du système pour contrôler l'angle de calage des pales, représenté par le diagramme de contrôle de la Figure I.13. Ce système a un rôle primordial dans le contrôle de l'éolienne et a pour principales fonctions : [15]:

- 1- Création de l'angle de référence β_{ref} .
- 2- Contrôle de l'angle de rotation.
- 3- Modulation de la vitesse de l'angle.

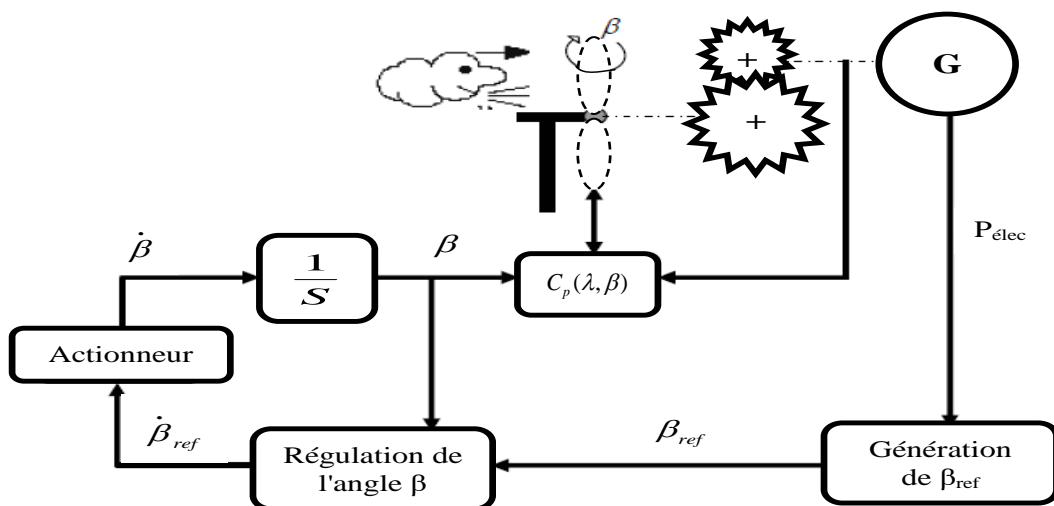


Figure I. 13: Diagramme d'orientation des pales.

Le contrôle de l'angle de calage des pales joue un rôle crucial dans la maximisation de la puissance produite par une éolienne [14], [15]. Dans cette section, nous décrivons la relation entre l'angle de calage des pales β et l'angle de calage préféré β_{ref} à l'aide de l'expression I.37:

$$\beta = \frac{1}{\tau_{pitch} \cdot S} \cdot \beta_{ref} \quad \text{I.37}$$

Où

τ_{pitch} : constante du temps.

L'angle de calage des pales d'une éolienne peut être ajusté dans une plage typique allant de zéro à 35 degrés. Cependant, dans des conditions de vent extrêmes, comme des vents violents, l'angle de calage peut être augmenté jusqu'à 90 degrés, ce qui permet d'arrêter complètement la rotation de la turbine [14], [15]. La Figure I.14 présente le diagramme de synthèse du modèle d'orientation de l'éolienne

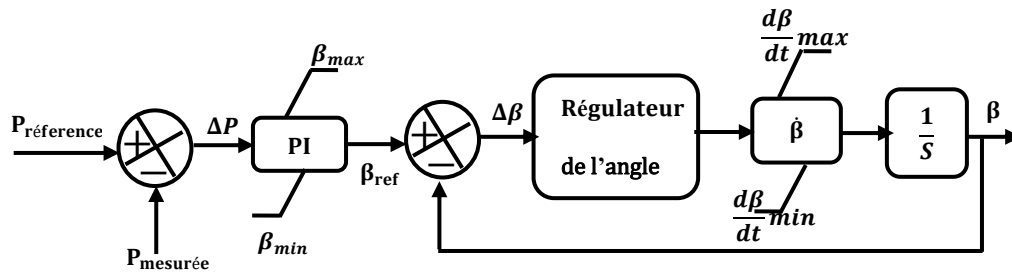


Figure I. 14: Asservissement du système de commande de l'angle de calage.

I.1.6.2.1 Contrôle d'angle avec contrôleur PI :

Le correcteur PI est exprimé par :

$$\frac{\beta_{ref}^*}{\varepsilon} = \frac{1}{\tau_{pitch}} \cdot \beta_{ref} \quad \text{I.38}$$

$$\frac{\beta_{ref}^*}{\varepsilon} = K_{\beta} + \frac{I_{\beta}}{S} \quad \text{I.39}$$

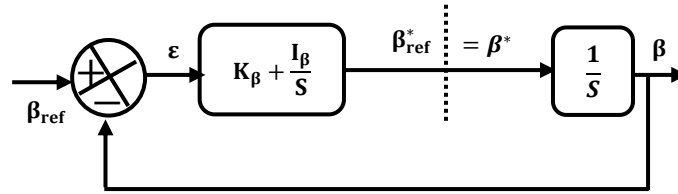


Figure I. 15: Diagramme d'un régulateur PI de l'angle de calage.

L'expression donne la réponse en boucle fermée :

$$\beta = \frac{\frac{K_{\beta}}{I_{\beta}} \cdot s + 1}{\frac{1}{I_{\beta}} \cdot s^2 + \frac{K_{\beta}}{I_{\beta}} \cdot s + 1} \cdot \beta_{ref} \tag{I.40}$$

La structure de contrôle anticipée peut être illustrée comme suit :

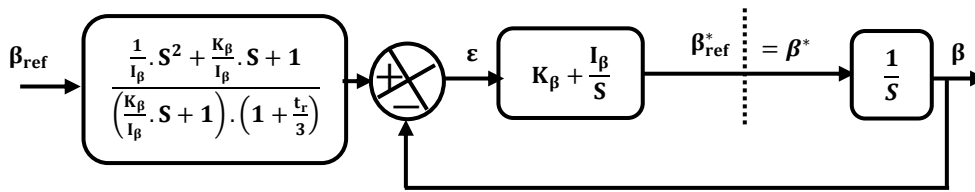


Figure I. 16: Diagramme de la boucle d'ajustement de l'angle de calage avec PI.

I.1.6.2.2 Réglage de l'angle en fonction du gain

(Dans ce travail , l'erreur $\Delta\beta$ de l'angle de calage des pales est rectifiée par le servomécanisme illustré par le modèle $\frac{1}{T_{servo}}$, comme le montre la Figure I.20. La constante de temps du servomécanisme, T_{servo} , est déterminée suivant la valeur de la puissance de l'éolienne et qui a des valeurs spécifiques selon [16]. Voici les valeurs couramment utilisées pour T_{servo}

$T_{servo} = 0.2s$ avec la puissance éolienne de 387.5KVA.

$T_{servo} = 1.2s$ avec la puissance éolienne de 600KVA.)

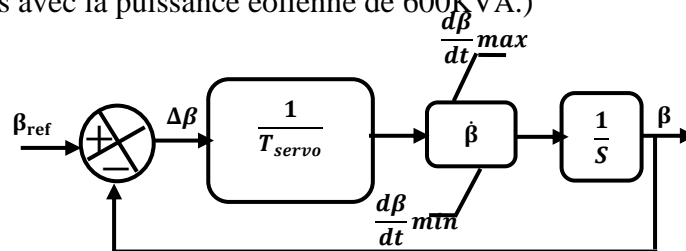


Figure I. 17: Le schéma bloc d'un régulateur de l'angle à partir de gain.

La réponse du système en boucle fermée convient à un système du premier ordre:

$$G(s) = \frac{\beta}{\beta_{ref}} = \frac{1}{1 + T_{servo} \cdot S} \quad I.41$$

Si l'on considère K_p et I_p comme les paramètres du régulateur PI, la fonction de transfert du système en boucle fermée peut être exprimée comme suit:

$$F_1(s) = \frac{\frac{K_p}{I_p} \cdot s + 1}{\frac{T_{servo}}{I_p} \cdot s^2 + \frac{K_p + 1}{I_p} \cdot s + 1} \quad I.42$$

Les paramètres du dénominateur de cette fonction conviennent bien à ceux d'une fonction du second ordre et sont obtenus pour qu'on ait un facteur d'amortissement ζ et une pulsation naturelle ω_n . Ils peuvent être déterminés à l'aide des formules suivantes

$$I_p = \tau_\beta \cdot \omega_n^2 \text{ et } K_p = \frac{2\zeta \cdot I_p}{\omega_n} - 1$$

Afin d'atteindre un temps de réponse T_r , la fonction de rétroaction anticipe la puissance de référence:

$$F_2(s) = \frac{\frac{T_{servo}}{I_p} \cdot s^2 + \frac{K_p + 1}{I_p} \cdot s + 1}{\left(\frac{K_p}{I_p} \cdot s + 1\right) \cdot \left(1 + \frac{t_r}{3} \cdot s\right)} \quad I.43$$

Le schéma est ainsi schématisé par la Figure I.18

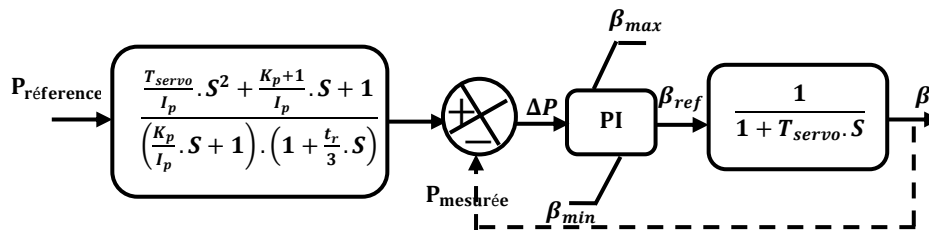


Figure I. 18: Diagramme de la boucle de commande globale de l'angle en fonction du coefficient de gain.

I.1.6.2.3. Résultats de simulation:

(En cette étude, on a introduit une perturbation dans le vent, allant de 0 à 8 m/s (vitesse nominale). À $t = 20$ s, le changement qu' on a appliqué, provoquant des vitesses dépassant la vitesse nominale, il est indiqué dans la Figure I.19.

Les résultats de simulation sont alors comme suite: :

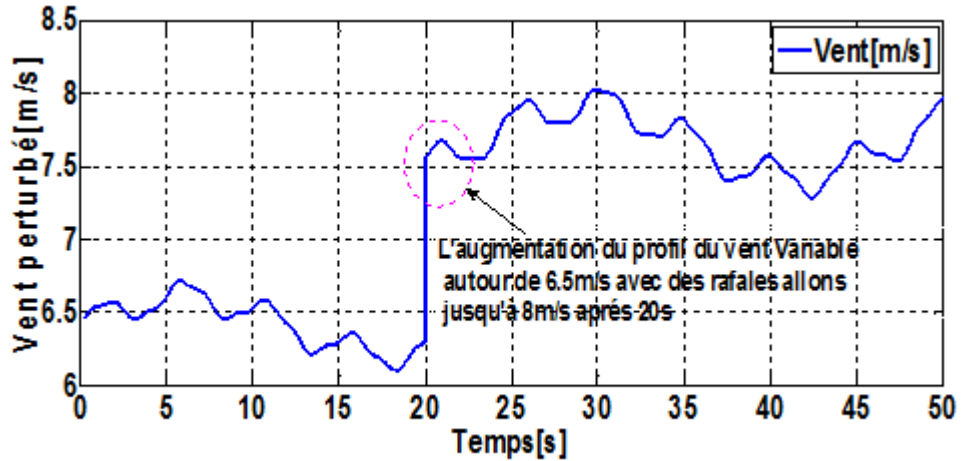


Figure I. 19: Perturbation du vent dont le système subit.

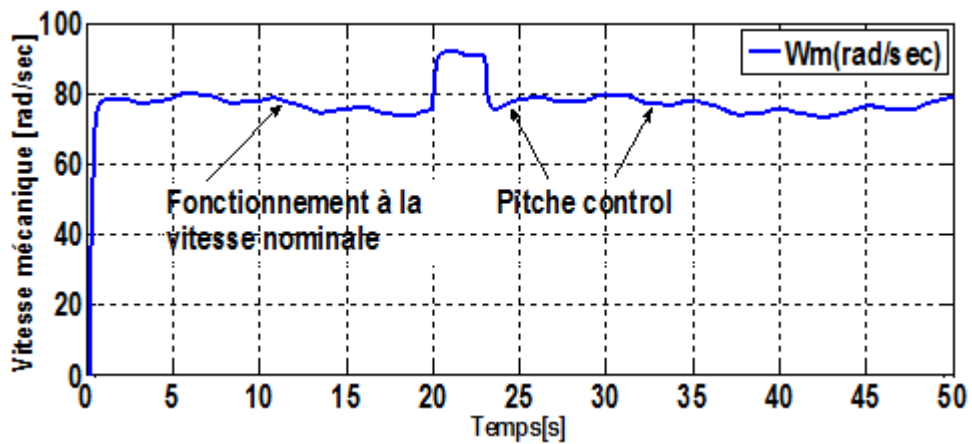


Figure I. 20: Vitesse mécanique produite par la turbine

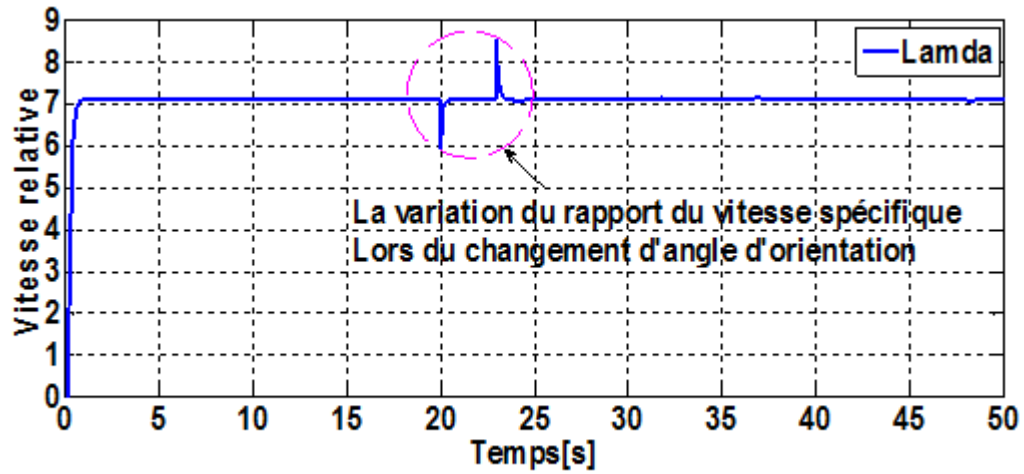


Figure I. 21: Rapport de la vitesse spécifique (λ).

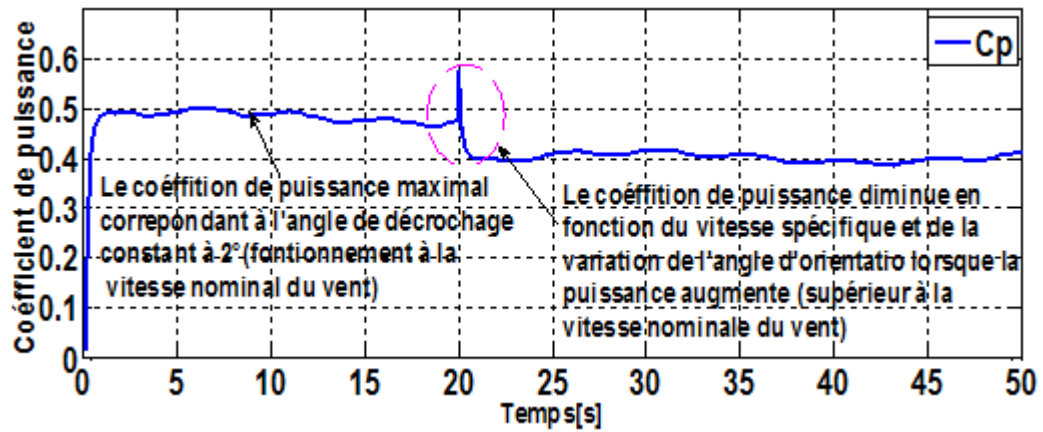


Figure I. 22: Coefficient de puissance.

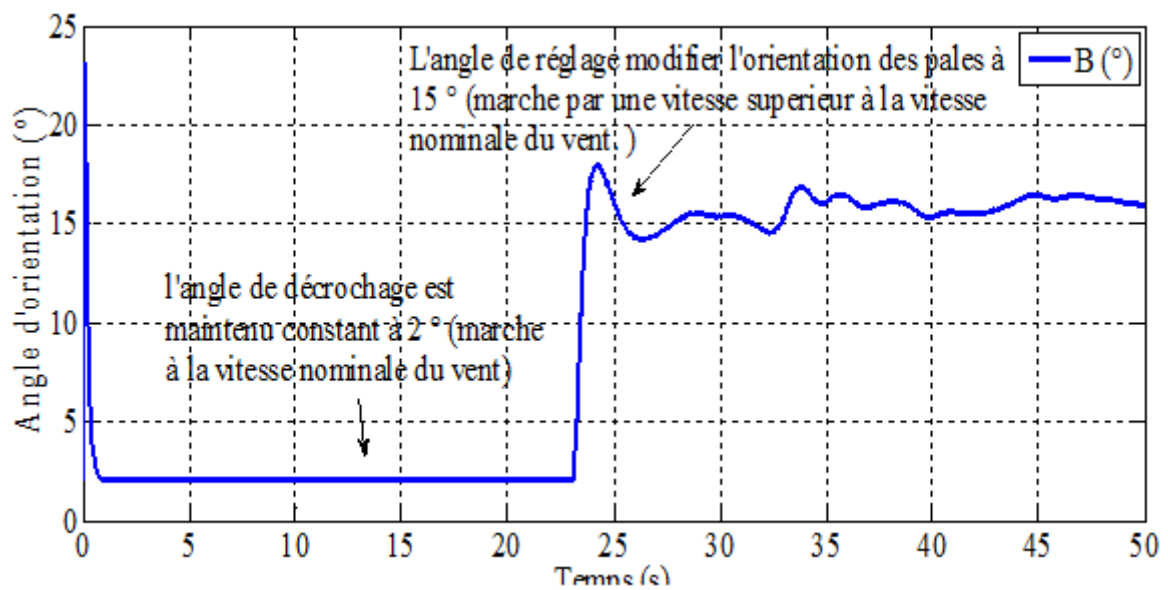


Figure I. 23: Angle d'orientation.

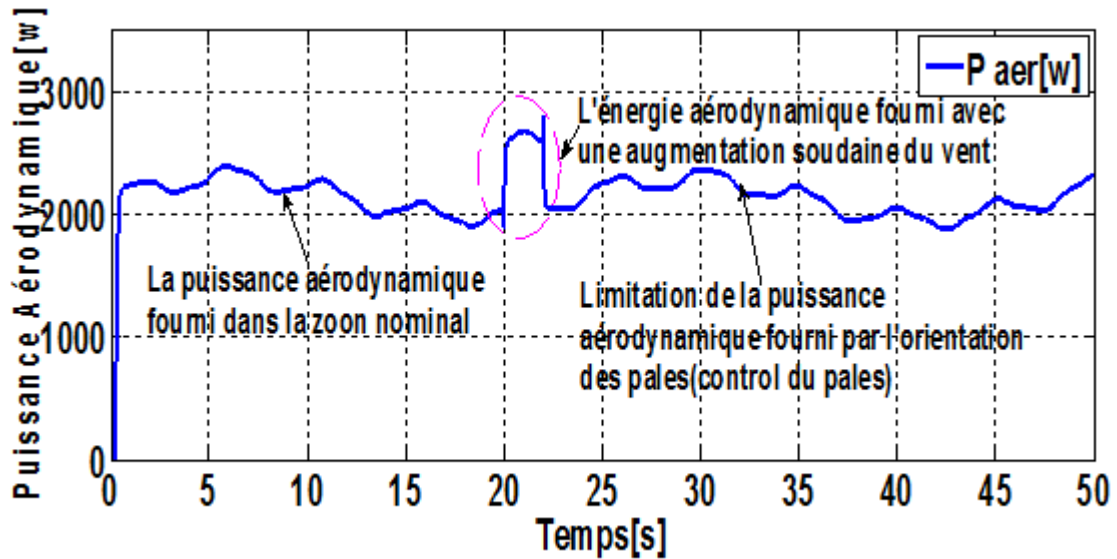


Figure I. 24: Puissance aérodynamique

Les variations de vitesse spécifique en fonction des variations de la vitesse du rotor à différentes vitesses de vent sont illustrées dans la Figure I.21. La relation entre la vitesse spécifique et la vitesse de rotation de la turbine montre une corrélation positive, où l'augmentation de la vitesse de rotation entraîne une augmentation de la vitesse spécifique.

La Figure I.22 met en évidence les variations du coefficient de puissance (C_p) en fonction de la vitesse spécifique. L'analyse des courbes caractérisant de l'éolienne, représentées par $C_p = f(\lambda)$, révèle une relation inversement proportionnelle entre le coefficient de puissance et la vitesse spécifique. Lorsque la vitesse du vent est faible, l'angle d'inclinaison des pales augmente, ce qui augmente la vitesse spécifique et décroît le coefficient de puissance. En revanche, lorsqu'il y a une vitesse de vent élevée, l'angle d'inclinaison diminue, ce qui réduit la vitesse spécifique et augmente le C_p . Ainsi, Il est possible d'obtenir des niveaux de puissance supérieurs

L'angle de calage, illustré par dans la Figure I.23, garde une valeur constant optimale de 2° grâce à un système d'orientation constante des pales, tant que la turbine opère en-dessous de la vitesse nominale du vent. Toutefois, lorsque la vitesse du vent dépasse le seuil de la vitesse nominale, la turbine est capable de fournir une puissance plus grande que la puissance nominale du système. Alors, le système de contrôle du pas modifie l'orientation des pales à une vitesse précise, portant le flux d'air autour des pales. Cela entraîne une régression de l'efficacité de la turbine et limite sa puissance, comme le montre la Figure I.24

Conclusion

Le contrôle global du pas à vitesse variable pour une éolienne contrôlée est détaillé dans cette section. L'objectif principal était de maintenir la turbine éolienne au point de fonctionnement idéal tout en réduisant la puissance dans les conditions de vents forts. De plus, nous avons examiné le système de commande globale de la turbine avec orientation des pales. Les résultats des simulations ont montré que cette stratégie est efficace pour limiter la puissance absorbée par la turbine éolienne.

Dans le prochain chapitre, notre attention se tournera vers l'étude de la CV de MADASB. Nous explorerons cette commande dans le cadre d'un système de conversion d'énergie éolienne. Cette approche permettra d'optimiser la conversion d'énergie électrique générée par l'éolienne, en maximisant le rendement et en assurant une gestion précise de la puissance. Nous analyserons les performances de ce système de commande et son intégration dans le contexte de la génération d'énergie à partir du vent.

Référence

- [1] **B. Fox, L. Bryans, D. Flynn, N. Jenkins, D. Milborrow, M. O'malley, R. Waston, O. A. Lara**, «Energie électrique éolienne, production, prévision et intégration au réseau», DUNOD, 2^{ème} édition, 2015.
- [2] **Toumi, Ilham**. »Contribution à l'amélioration de performance d'une chaîne énergétique hybride (éolienne/photovoltaïque) basée sur des techniques d'intelligence artificielle>>. Diss. Université Kasdi Merbah Ouargla, 2023.
- [3] **OUDALI, S., ZAOUAK, I., & SAIDI, A.** Réglage et commande de puissance d'un aérogénérateur asynchrone (Doctoral dissertation, UNIVERSITE AHMED DRAIA-ADRAR 2021.
- [4] **S. Drid**, «Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie & expérimentation», Thèse de doctorat, Université de Batna, Novembre 2005
- [5] **S. Belkacem**, «Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction», Thèse de doctorat, Université Batna, 2011.
- [6] **M.H. Refan, M. Kamarararrin And A. Ameshghi**, «Control of wind turbine's pitch angle based on FDIG by using MRAC and PIP controller», 4th ICREG IEEE, Mashhad, Iran, PP: 119-126, 2016..
- [7] **ALAEDDINE, MEKAHLIA**. Étude de la convection naturelle dans une cavité remplie d'air différentiellement chauffée par le bas. 2022. PhD Thesis. Université Badji Mokhtar-Annaba.
- [8] **Z. Tir**, «Contribution à l'étude d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne», Thèse de doctorat, Université Batna, 2014.
- [9] **BMHAMMED, M., & AZIZI, Y.** Contrôle intelligent auto-adaptatif d'une éolienne connectée au réseau en cas de défauts de réseau déséquilibrés Doctoral dissertation, Université Ibn Khaldoun 2023.

- [10] **HANTAOUI, A., MAKROUDI, A., & ARAMA, F. Z.**.. Maximisation de puissance d'une éolienne à vitesse variable Doctoral dissertation, UNIVERSITE AHMED DRAIA-ADRAR 2023.
- [11] **BENSAADI, H.** contribution à la commande d'un aérogénérateur basé sur un GSAP (Doctoral dissertation, Université de Batna 2 2020).
- [12] **Akram, H.** (2021). Commande adaptative avec modèle de référence destinée à la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Faculté des Sciences et Technologies)..
- [13] **Y. Bekakra**, «Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat, Université Biskra, 2014.
- [14] **F. Mazouz**, «Commande d'un système éolien à base d'un générateur synchrone à aimants permanents», Thèse de magistère, Université Batna, 2013.
- [15] **L. Abdelhamid**, «Contribution à l'amélioration des performances des générateurs éoliens - évaluation de l'impact des énergies renouvelables sur l'environnement», Thèse de doctorat, Université Batna, 2012.
- [15] **Tamim, B.** Etude et simulation d'un aérogénérateur à base d'une génératrice asynchrone double étoile (Doctoral dissertation.2023).

Chapitre II

Modélisation et Commande

Vectorielle

de la MADASB

Introduction

Le MADASB réalise actuellement un grand bénéfice en raison de sa fiabilité élevée et de sa capacité à fonctionner à basse tension. Dans les systèmes de génération à vitesse variable, les stratégies de commandes les plus couramment utilisées sont la commande vectorielle et celle de puissances.

Les progrès technologiques dans le secteur des éoliennes a conduit au développement d'éoliennes à vitesse variable, offrant de nombreux avantages par rapport aux éoliennes à vitesse fixe. Ces systèmes de conversion d'énergie éolienne sont connectés au réseau à travers des convertisseurs de source de tension, ce qui leur permet de fonctionner à des vitesses variables. Le système étudié ici est un système de production d'énergie éolienne à régulation de vitesse variable basé sur la MADASB. Le convertisseur côté stator est généralement utilisé pour commander les P_s et Q_s de l'installation, tandis que le convertisseur côté réseau (GSC) maintient la tension du circuit intermédiaire constante.

On traite dans ce chapitre la modélisation de sur la MADASB en utilisant la transformation de Park. Nous utiliserons ensuite une méthode de commande vectorielle pour superviser le WECS [1].

II .Description de MADASB

Le système MADASB est constitué d'une machine asynchrone à double alimentation sans balais et d'un convertisseur bidirectionnel, comme illustré dans la Figure II.1. La MADASB se compose de l'enroulement de puissance (BP) directement connecté au réseau, tandis que le bobinage de contrôle (BC) est alimenté par un convertisseur double pont sous-évalué dans une configuration «dos à dos» pour un flux de puissance bidirectionnel. La somme des paires de pôles des enroulements du stator est égale au nombre de barres du rotor. Chaque barre du rotor peut avoir une ou plusieurs boucles de cuivre

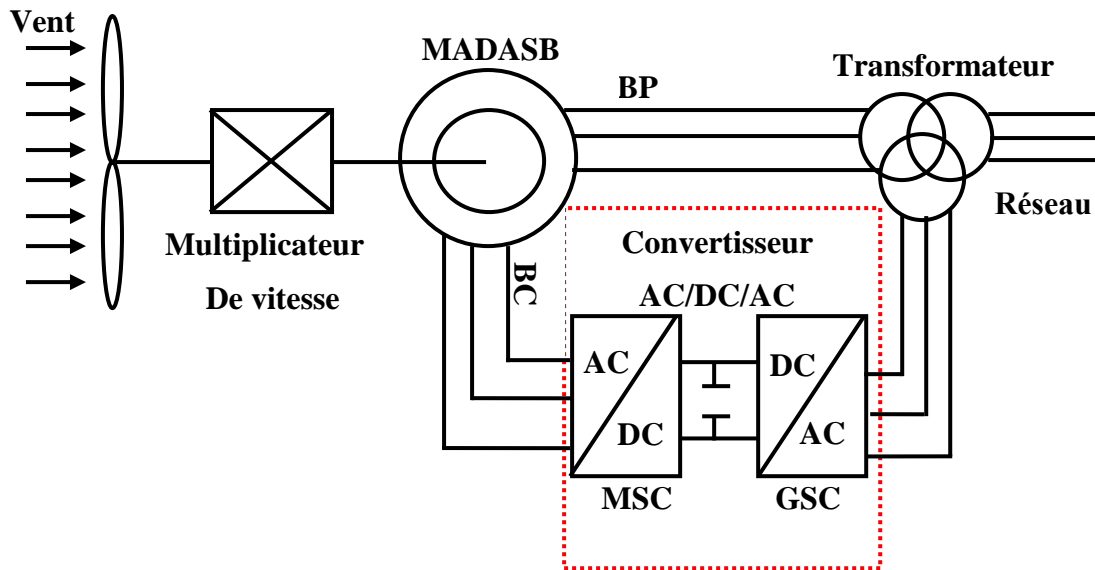


Figure II.1 : Système global de la commande basée sur une MADASB

II.1. Topologie de la MADASB

La BDFM comprend deux bobinages triphasés dans le stator appelés : Bobinage de Puissance (BP) et Bobinage de Commande (BC)) et un rotor à cage spécial. A l'aide de l'ensemble convertisseur-BC on peut maîtriser le courant statorique de BP, et ainsi, on peut faire fonctionner à fréquence et amplitude constante même si la vitesse du rotor est loin du synchronisme. Dans une telle machine, des couplages magnétiques entre bobinages (BP-BC) sont théoriquement nuls. Afin d'obtenir deux bobinages découplés magnétiquement, il faut que le flux créé par le bobinage statorique de l'une ait une résultante nulle sur le bobinage statorique de l'autre. Il est aisé de découpler deux bobinages en les plaçant en quadrature. Or, ici nous devons découpler des bobinages triphasés entre eux et il n'est donc pas possible dans ce cas d'obtenir un découplage par un simple décalage angulaire. On proposera plutôt un découplage par un choix judicieux des nombres de paires de pôles des deux bobinages, comme illustré dans la Figure II.2 [2].

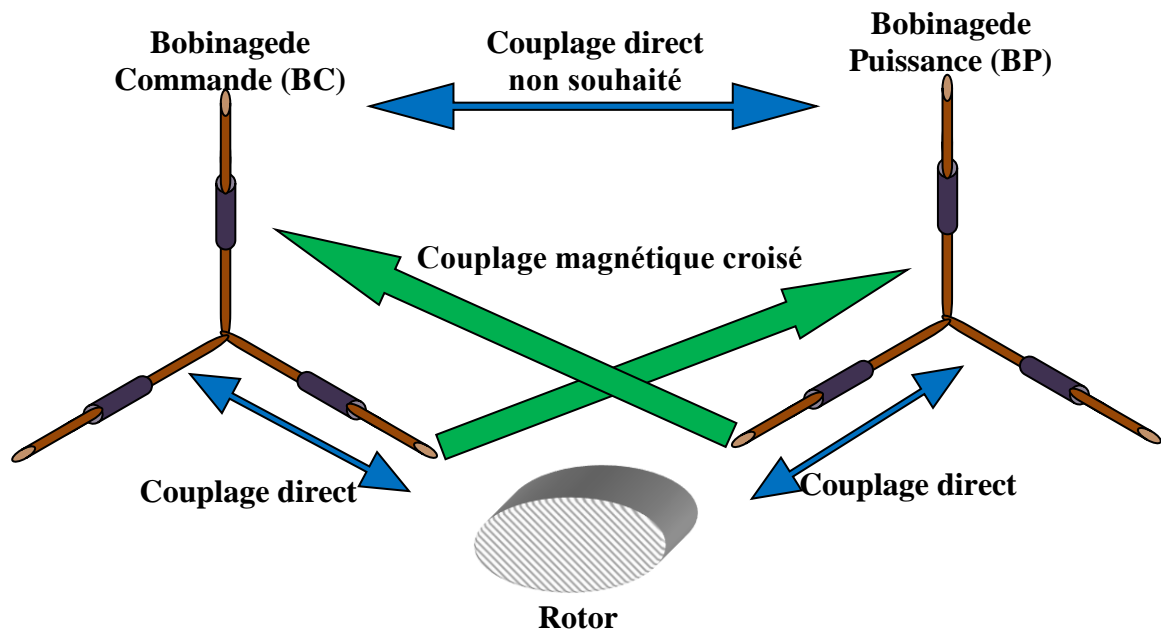


Figure II.2: Couplage croisé de la MADASB.

II.2. Modélisation de MADASB

La théorie de MADASB repose sur l'utilisation de la transformation de Park, qui permet de convertir les équations triphasées du stator et du rotor en équations biphasées sur des axes perpendiculaires, à savoir l'axe direct (d) et l'axe en quadrature (q). Afin de faciliter l'analyse du système, on tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes:

- La machine est supposée idéale, ce qui signifie que les ampères-tours sont répartis de manière sinusoïdale tout au long du corps de la machine. Cette hypothèse permet de considérer des conditions idéales de distribution du flux magnétique.
- Nous négligeons les harmoniques spatiales. Cela signifie que nous considérons uniquement les composantes fondamentales du flux et des courants dans l'analyse du système, en ignorant les harmoniques supérieures. Cette hypothèse simplifie la formulation mathématique de la machine.

En tenant compte de ces suppositions, nous pouvons effectuer une analyse plus facile et simplifiée du système de MADASB

Dans l'analyse du système, nous simplifions en faisant les hypothèses suivantes :

Les résistances des bobinages restent constantes en négligeant aussi:

- ✚ Les pertes dans le fer (courant de Foucault et hystérésis).
- ✚ La saturation magnétique du circuit.
- ✚ On considère que les grandeurs homopolaires soient égales à zéro.

Ces hypothèses simplificatrices ont plusieurs implications. Premièrement, elles supposent que les flux magnétiques générés par les enroulements statoriques et rotoriques peuvent être simplement additionnés pour obtenir le flux total dans la machine. Deuxièmement, elles considèrent que les inductances propres des enroulements statoriques et rotoriques restent constantes dans le temps, c'est-à-dire qu'elles ne varient pas en fonction des conditions de fonctionnement. Enfin, elles supposent que les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [3].

Ces choix simplifient la modélisation et l'analyse de DFIG en réduisant la complexité des équations et en permettant des calculs plus aisés. Ils sont souvent utilisés dans des études théoriques ou des analyses préliminaires pour obtenir une compréhension générale du comportement de la machine. Cependant, il est important de noter que ces simplifications peuvent introduire des erreurs par rapport à la réalité, notamment dans des conditions de fonctionnement particulières ou pour des modèles plus précis.

II.3. Transformation de Park

La transformation de Park, également appelée transformation en variables biphasées, est un moyen d'associer les composantes homopolaires (indice 0), d'axe direct (indice d) et d'axe en quadrature (indice q) des variables réelles d'une machine polyphasée. Cette transformation rend possible la représentation d'une machine polyphasée sous la forme d'une machine virtuelle diphasée, simplifiant ainsi l'analyse et la modélisation du système. Elle est couramment utilisée dans l'étude des machines électriques et facilite la compréhension des phénomènes électromagnétiques qui s'y produisent.

En se référant à la Figure II.2, la transformation de Park peut être appliquée de la manière suivante pour le stator.

$$\begin{bmatrix} H_{s\ 0dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{s\ abc} \end{bmatrix} \quad \text{II.1}$$

Où:

H_s : grandeur statorique (tension, courant ou flux), pour $(\theta = \theta_s)$.

$[P_\theta]$: Park a établi la matrice suivant:

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

De manière similaire Concernant le rotor, nous avons:

$$\begin{bmatrix} H_{r\ odq} \end{bmatrix} = [P_\theta] \begin{bmatrix} H_{r\ abc} \end{bmatrix} \quad \text{II.3}$$

Où , H_r grandeur rotorique (tension, courant ou flux).avec $(\theta = \theta_r)$.

Pour une transformation inverse de diphasé à polyphasé (abc vers dq), le système peut être exprimé comme suit :

$$[H_{abc}] = P^{-1}_\theta [H_{odq}] \quad \text{II.4}$$

Son inverse est donné par :

$$[P^{-1}_\theta] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_a & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

II.4. Représentation de la modèle dynamique de MADASB

La MADASB peut être utilisée selon trois modes généraux : le mode induction, le mode cascade et le mode synchrone est couramment utilisé, dans lequel la vitesse de l'arbre ne dépend pas du couple mécanique appliqué. Dans ce mode, la vitesse de l'arbre ω_n est déterminée de la manière suivante[4]:

$$\omega_n = \frac{\omega_p + \omega_c}{p_p + p_c} \quad \text{II.6}$$

Où, ω_p et ω_c sont les pulsations électriques de PW et CW, respectivement. Les symboles p_c et p_p sont les paires de pôles de machines de contrôle et de puissance, respectivement. Si ω_c vaut

zéro, La vitesse de l'arbre naturelle ω_n . Le modèle dynamique MADASB peut être représenté dans les quatre cadres de référence différents, Figure II.3.

- Le référentiel stationnaire dq_p , où l'axe d est fixe en phase «A» du PW et tourne à vitesse nulle;
- Le cadre de référence synchrone dq_e tournant à vitesse angulaire électrique de la fréquence du réseau ω_e ;
- Le cadre de référence CW dq_c tournant à la vitesse angulaire électrique de $\omega_c = (p_p + p_c)\omega_n$;
- Le référentiel rotor dq_r , fixe en puissance rotor de la machine et tourne à la vitesse angulaire électrique de $\omega_r = p_p \cdot \omega_n$.

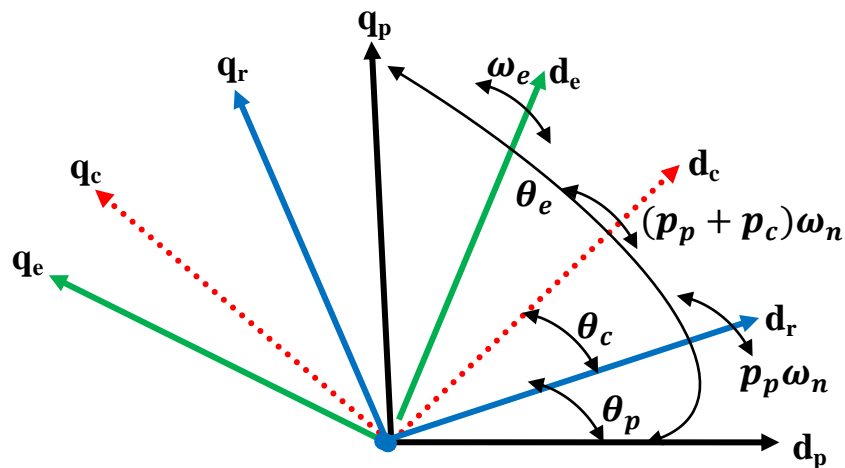


Figure II.3 : Représentation des enroulements de la machine dans le repère de Park (d, q).

II.5 Modélisation de La MADASB avec un système unique de référence lié au flux du BP (d,q)

Equations dynamiques de MADASB dans le référentiel arbitraire, avec angulaire fréquence de ω , sont présentés sous forme de vecteur d'espace comme:

II.5.1 Equations des tensions de stator de puissance

$$\begin{cases} V_{sp}^q = R_{sp} I_{sp}^q + \frac{d\psi_{sp}^q}{dt} + \omega_p \psi_{sp}^d \\ V_{sp}^d = R_{sp} I_{sp}^d + \frac{d\psi_{sp}^d}{dt} - \omega_p \psi_{sp}^q \end{cases} \quad \text{II.7}$$

II.5.2 Equations de tension de rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r I_r^q + \frac{d\psi_r^q}{dt} + \omega_r \psi_r^d \\ 0 = R_r I_r^d + \frac{d\psi_r^d}{dt} - \omega_r \psi_r^q \end{cases} \quad \text{II.8}$$

II.5.3 Equations de tension de stator de commande

$$\begin{cases} V_{sp}^q = R_{sc} I_{sc}^q + \frac{d\psi_{sc}^q}{dt} + \omega_c \psi_{sc}^d \\ V_{sp}^d = R_{sc} I_{sc}^d + \frac{d\psi_{sc}^d}{dt} - \omega_c \psi_{sc}^q \end{cases} \quad \text{II.9}$$

II.5.4 Equations du flux de stator de puissance:

$$\begin{cases} \psi_{sp}^q = L_{sp} I_{sp}^q + L_{mp} I_r^q \\ \psi_{sp}^d = L_{sp} I_{sp}^d + L_{mp} I_r^d \end{cases} \quad \text{II.10}$$

II.5.5 Equations du flux de rotor:

$$\begin{cases} \psi_r^q = L_r I_r^q + L_{mc} I_{sc}^q + L_{mp} I_{sp}^q \\ \psi_r^d = L_r I_r^d + L_{mc} I_{sc}^d + L_{mp} I_{sp}^d \end{cases} \quad \text{II.11}$$

II.5.6 Equations du flux de stator de commande

$$\begin{cases} \psi_{sc}^q = L_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} I_r^q \\ \psi_{sc}^d = L_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} I_r^d \end{cases} \quad \text{II.12}$$

II.5.7 Les équations sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{sp}^q \\ V_{sp}^d \\ 0 \\ 0 \\ V_{sc}^q \\ V_{sc}^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} & \omega_p L_{sp} & 0 & \omega_p L_{mp} & 0 & 0 \\ -\omega_p L_{sp} & R_{sp} & -\omega_p L_{mp} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r L_{mp} & R_r & \omega_r L_r & 0 & \omega_r L_{mc} \\ -\omega_r L_{mp} & 0 & -\omega_r L_r & R_r & -\omega_r L_{mc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_c L_{mc} & R_{sc} & \omega_c L_{sc} \\ 0 & 0 & -\omega_c L_{mc} & 0 & -\omega_c L_{sc} & R_{sc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sp}^q \\ I_{sp}^d \\ I_r^q \\ I_r^d \\ I_{sc}^q \\ I_{sc}^d \end{bmatrix} + \frac{d[I]}{dt} \begin{bmatrix} L_{sp} & 0 & L_{mp} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sp} & 0 & L_{mp} & 0 & 0 \\ L_{mp} & 0 & L_r & 0 & L_{mc} & 0 \\ 0 & L_{mp} & 0 & L_r & 0 & L_{mc} \\ 0 & 0 & L_{mc} & 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{mc} & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{II.13}$$

$$[V] = [R][I] + [X] \frac{d[I]}{dt} + \omega_r [A][I] \omega_c [B][I] + \omega_p [C][I] \quad \text{II.14}$$

On a :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sp}^q \\ V_{sp}^d \\ 0 \\ 0 \\ V_{sc}^q \\ V_{sc}^d \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} I_{sp}^q \\ I_{sp}^d \\ I_r^q \\ I_r^d \\ I_{sc}^q \\ I_{sc}^d \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_{sp} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sp} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0_r & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{mp} & 0 & L_r & 0 & L_{mc} \\ -L_{mp} & 0 & -L_r & 0 & -L_{mc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.15}$$

Avec:

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{mc} & 0 & L_{sc} \\ 0 & 0 & -L_{mc} & 0 & -L_{sc} & 0 \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} 0 & L_{sp} & 0 & L_{mp} & 0 & 0 \\ -L_{sp} & 0 & -L_{mp} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[X] = \begin{bmatrix} L_{sp} & 0 & L_{mp} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sp} & 0 & L_{mp} & 0 & 0 \\ L_{mp} & 0 & L_r & 0 & L_{mc} & 0 \\ 0 & L_{mp} & 0 & L_r & 0 & L_{mc} \\ 0 & 0 & L_{mc} & 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{mc} & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

L'équation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = K(p_p (\psi_{sp}^d I_{sp}^q - \psi_{sp}^q I_{sp}^d) + p_c L_{mc} (I_{sc}^d I_r^q - I_{sc}^q I_r^d))$$

II.17

II.6 Modélisation des convertisseurs statiques

II.6.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un composant électronique essentiel utilisé pour convertir l'énergie d'une source alternative vers une source continue. Il y a diverses configurations de redresseurs, et le choix dépend des performances requises. On se base spécifiquement sur le redresseur triphasé à double alternance non commandé, qui est constitué de diodes (voir Figure II.4). Ce redresseur fourni par un réseau électrique triphasé avec une tension équilibrée du système [6].

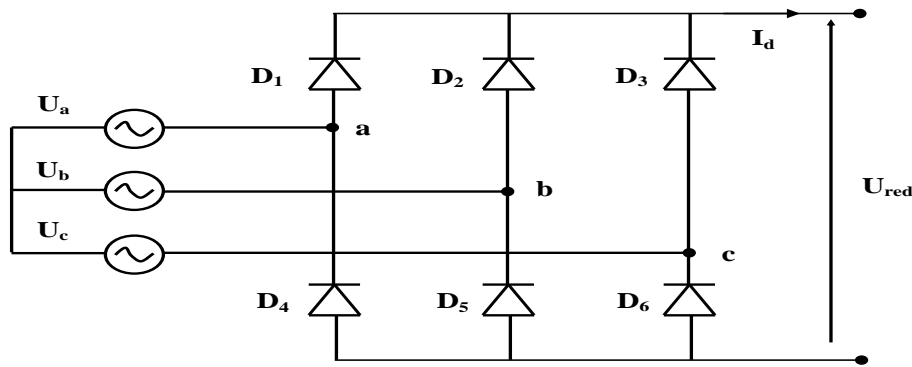


Figure II.4 : Représentation du redresseur triphasé

Ce redresseur composé trois diodes D1, D2, D3 à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D4, D5, D6 à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur soit connecté à un réseau électrique triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c = V_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{II.18}$$

En négligeant l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur s'obtient comme suit :

$$U_{red} = \max[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \min[U_a(t), U_b(t), U_c(t)].$$

Elle présente ondulations significatives, ce qui rend nécessaire l'utilisation d'un filtre pour les réduire.

II.6.2 Modélisation du filtre

Pour réduire les hautes fréquences et atténuer les ondulations présentes dans la tension et le courant redressés, un filtre passe-bas "LC" est utilisé. "LC" est représenté par la Figure II.5 dans notre schéma. Son rôle est d'éliminer les composantes indésirables à haute fréquence, permettant ainsi d'obtenir une sortie plus lisse et stable.

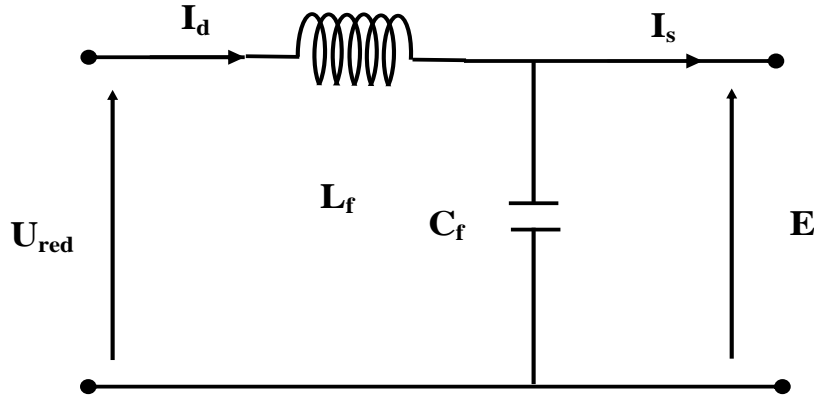


Figure II.5 : Modèle d'un filtre passe-bas.

Le système d'équations suivant représente le modèle du filtre :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + E(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad \text{II.19}$$

La fonction de transfert du filtre est exprimée comme suit :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad \text{II.20}$$

Il s'agit d'un filtre de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad \text{II.21}$$

II.6.3. Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI

L'onduleur est un composant essentiel lors de la conversion d'énergie, capable de convertir une source continue en énergie alternative. Il utilise des dispositifs électroniques tels que les IGBT, GTO, MOSFET, etc., pour effectuer cette conversion. Le contrôle de l'onduleur peut être réalisé de deux manières principales : le contrôle adjacent et la modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'onduleur est généralement composé de deux paires de branches

indépendantes, et chaque branche est constituée de deux paires d'interrupteurs hypothétiques parfaits. Une paire de transistors-diodes représente chaque interrupteur qui peut être dans deux cas distincts déterminés par les connexions logiques suivantes [7] :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé (D1 conduit, D4 bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert (D1 bloqué, D4 conduit)} \end{cases} \quad \text{II.22}$$

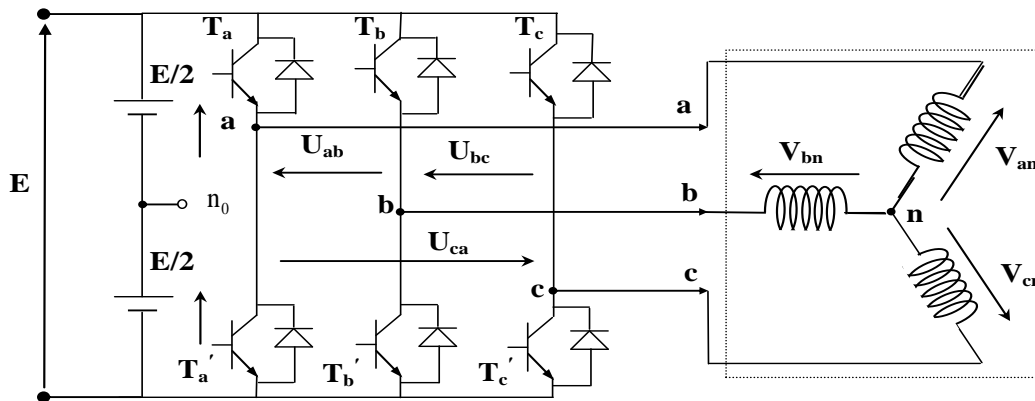


Figure II. 6: Schéma d'onduleur triphasé alimentant la machine

Les tensions de sortie du convertisseur sont exprimées par les systèmes d'équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{II.23}$$

En supposant des tensions équilibrées, nous pouvons déduire les expressions des tensions en ligne à partir des tensions composées. Ainsi, l'onduleur peut être intégré aux simulations en utilisant l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{II.24}$$

II.7. Stratégie de commande MLI

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) triangulo sinusoïdale est une méthode de contrôle des interrupteurs d'un circuit de puissance. Elle fonctionne en comparant les ondes de référence ou modulantes avec une onde porteuse triangulaire bipolaire. L'intersection de ces deux signaux détermine les moments d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. L'indice de modulation "m" est le rapport (f_p) de fréquences entre la porteuse et fréquence de référence

$$m = \frac{f_p}{f} \quad \text{II.25}$$

Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation:

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}} \quad \text{II.26}$$

II.8 Commande vectorielle de MADASB

Introduction

La CV par orientation du flux est une méthode avantageuse utilisée dans MADASB, en particulier dans les applications nécessitant des performances élevées telles que les entraînements à vitesse variable. Cette approche autorise une commande précise du flux magnétique et du couple de la machine, offrant ainsi une excellente dynamique de réponse et une efficacité énergétique optimale. Elle offre également la flexibilité de fonctionner à la fois en mode moteur et en mode générateur, ce qui la rend polyvalente dans diverses applications industrielles. La CV orientée par flux garantit des performances supérieures tout en assurant une stabilité et une fiabilité élevée [8].

Il existe généralement deux méthodes de présentation de la CV: la méthode directe et la méthode indirecte. Dans notre étude, nous nous appuyons sur la méthode indirecte en raison de sa robustesse et de sa facilité d'utilisation.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une loi de commande pour la cascade de deux GADA basées sur l'orientation du flux statorique de la machine de puissance. Cette loi de commande permet de contrôler l'échange de puissances actives et réactive entre le stator de la machine de puissance et le réseau électrique. Elle repose sur les rapports entre les grandeurs statoriques de la machine de puissance et de commande, ce qui permet de manipuler de manière appropriée les signaux statoriques de la machine de commande. Cette approche offre des avantages significatifs en termes de performances et de stabilité du système.

II.9 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

La commande par flux orienté est une approche largement utilisée pour superviser les machines à courant alternatif. Elle repose sur la notion fondamentale selon laquelle la force exercée sur un conducteur, traversé par un courant et soumis à un champ magnétique, est

maximale lorsque le courant est perpendiculaire au champ magnétique. Ce principe est largement documenté dans la littérature spécialisée en contrôle des machines électriques [7].

Le concept d'orientation du flux, introduit par Blaschke dans les années 70, est appliqué aux machines asynchrones. L'objectif est d'aligner le vecteur courant et de flux de manière à avoir un comportement semblable à celui d'une (MCC), où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Pour ce faire, il est nécessaire de positionner le référentiel (d,q) de sorte que le flux et l'axe direct (d) soient alignés. Ainsi, la composante directe du courant permet de contrôler le flux, tandis que l'autre composante permet de contrôler le couple [9].

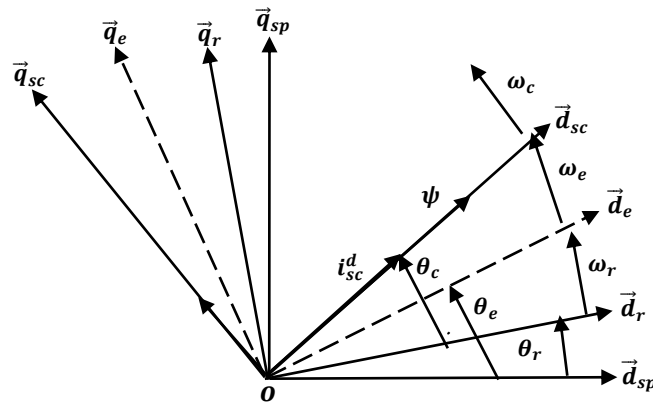


Figure II. 7: Position du référentiel par rapport au flux

La commande vectorielle en orientant le flux est une approche avancée utilisée dans les applications à vitesse variable des MADASB. Elle offre des performances supérieures à la fois en mode générateur et en mode moteur.

En modélisant la MADASB dans un repère lié au champ tournant, les champs statoriques, rotoriques et d'entrefer de la machine tournent à la vitesse du référentiel (d, q) par rapport au stator.

Le principe fondamental de la commande vectorielle consiste à aligner l'un des trois champs (statorique, rotorique ou d'entrefer) le long de l'axe "d" du référentiel. Cela permet d'obtenir un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée grâce à la transformation de Park.

La commande vectorielle est une méthode de contrôle largement étudiée dans la littérature, et elle présente différentes variantes qui peuvent être classées selon la source d'énergie adaptée.

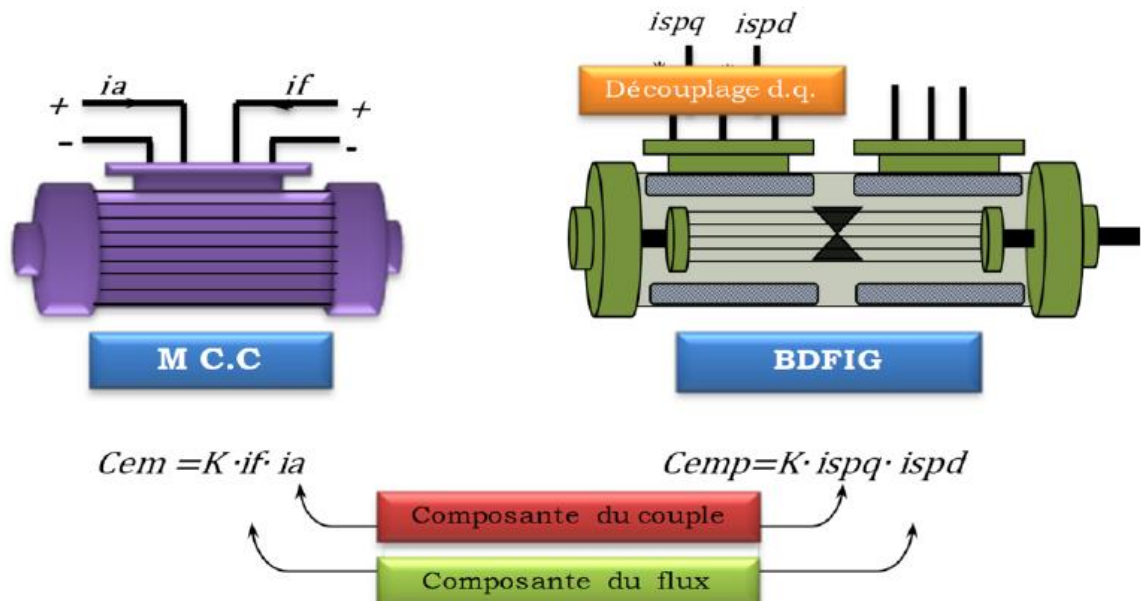


Figure II. 8: Schéma du principe de découplage pour la MADASB par analogie avec la machine à C.C.

Couple électromagnétique de la machine à (C.C.):

$$\begin{cases} C_{em} = K \psi_f i_a \\ \psi_f = K i_f \end{cases} \quad \text{II.27}$$

Couple électromagnétique de la machine de puissance qui nous allons l'examiner :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P_p (\psi_{sp}^d I_{sp}^q - \psi_{sp}^q I_{sp}^d) \quad \text{II.28}$$

En se basant sur cette équation, on peut réaliser un découplage de telle façon à ce que le couple est commandé uniquement par le courant statorique en quadrature I_{sp}^q (l'axe q) doit être dépourvu du flux ($\psi_{sp}^q = 0$), et le flux par le courant statorique de la machine de commande I_{sp}^d

La relation finale du couple est [11]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P_p \psi_{sp}^d i_{sp}^q \quad \text{II.29}$$

II.10 Commande vectorielle découplée des puissances active et réactive

Nous mettrons en place un système de contrôle indépendant de la puissance active et réactive afin de simplifier le contrôle de la production d'énergie éolienne. Pour cela, nous établirons des

équations reliant les tensions statoriques de la machine de commande (MADA n°1), générées par un onduleur, aux puissances active et réactive statoriques de la machine de puissance ψ_{sp} .

Nous adopterons une modélisation diphasée de la machine et orienterons le repère d,q de manière à aligner l'axe d avec le flux statorique de la machine de puissance ψ_{sp} .

Ceci nous permettra d'établir les relations suivantes :

Ainsi, nous pourrions établir les relations suivantes

$$\begin{cases} \Psi_{sp}^d = \Psi_{sp} \\ \Psi_{sp}^q = 0 \end{cases} \quad \text{II.30}$$

Et l'équation(II.10) de flux de stator de puissance devient :

$$\begin{cases} 0 = L_{sp} I_{sp}^q + L_{mp} I_r^q \\ \Psi_{sp}^d = L_{sp} I_{sp}^d + L_{mp} I_r^d \end{cases} \quad \text{II.31}$$

En supposant un réseau électrique stable avec une tension simple V_{sp} et le flux statorique ψ_{sp} est considéré constant. en négligeant la résistance des enroulements du stator de la machine de puissance Pour les machines de forte puissance utilisées dans la production éolienne, les équations (II.7 et II.8) des tensions du stator de puissance peuvent être simplifiées comme suit

$$\begin{cases} V_{sp}^d = 0 \\ V_{sp}^q = V_{sp} = \Psi_{sp}^d \cdot \omega_{sp} \end{cases} \quad \text{II.32}$$

En supposant que ω_{sp} représente la pulsation électrique des grandeurs statoriques de la machine de puissance et en considérant le flux statorique comme constant, nous pouvons établir la relation suivante entre les courants du stator de la machine de puissance et les courants du stator de la machine de commande .En utilisant l'équation (II.10), nous avons :

$$\begin{cases} I_{sp}^q = \frac{-L_{mp}}{L_{sp}} I_r^q \\ I_{sp}^d = \frac{\Psi_{sp}^d - L_{mp} I_r^d}{L_{sp}} \end{cases} \quad \text{II.33}$$

$$\begin{cases} I_r^q = \frac{\Psi_r^q - L_{mp} I_{sp}^q - L_{mc} I_{sc}^q}{L_r} \\ I_r^d = \frac{\Psi_r^d - L_{mp} I_{sp}^d - L_{mc} I_{sc}^d}{L_r} \end{cases} \quad \text{II.34}$$

En remplaçant les expressions des courants de l'équation (II.33) dans l'équation (II.32), nous obtenons:

$$\begin{cases} I_{sp}^q \left(1 - \frac{L_{mp}^2}{L_{sp} L_r} \right) = -\frac{L_{mp}}{L_{sp} L_r} \Psi_r^q - \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r} I_{sc}^q \\ I_{sp}^d (L_{sp} L_r - L_{mp}^2) = L_r \Psi_{sp}^d - L_{mp} \Psi_r^d + L_{mp} L_{mc} I_{sc}^d \end{cases} \quad \text{II.35}$$

Après simplification, on obtient le résultat suivant :

$$\begin{cases} I_{sp}^q = -\frac{L_{mp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \Psi_r^q + \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} I_{sc}^q \\ I_{sp}^d = -\frac{L_r}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \Psi_{sp}^d - \frac{L_{mp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \Psi_r^d + \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} I_{sc}^d \end{cases} \quad \text{II.36}$$

Les facteurs de dispersion peuvent être représentés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \delta_1 = \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2}, \delta_2 = \frac{L_{mc} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2}, \delta_3 = L_{sc} - \frac{L_{mc}^2 L_{sp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \\ \delta_4 = \frac{L_{mp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2}, \delta_5 = \frac{L_r}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \end{cases} \quad \text{II.37}$$

Donc:

$$\begin{cases} I_{sp}^q = -\delta_4 \Psi_r^q + \delta_1 I_{sc}^q \\ I_{sp}^d = \delta_5 \Psi_{sp}^d - \delta_4 \Psi_r^d + \delta_1 I_{sc}^d \end{cases} \quad \text{II.38}$$

En remplaçant la valeur du courant de l'équation (II.33) dans l'équation (II.12) du flux de stator de commande, on obtient :

$$\begin{cases} \Psi_{sc}^q = L_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} \left(\frac{\Psi_r^q - L_{mp} I_{sp}^q - L_{mc} I_{sc}^q}{L_r} \right) \\ \Psi_{sc}^d = L_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} \left(\frac{\Psi_r^d - L_{mp} I_{sp}^d - L_{mc} I_{sc}^d}{L_r} \right) \end{cases} \quad \text{II.39}$$

En substituant les équations (II.34) des courants statoriques dans l'équation (II.39), on obtient:

$$\begin{cases} \Psi_{sc}^q = L_{sc} I_{sc}^q + \frac{L_{mc}}{L_r} \left(\Psi_r^q - L_{mp} \left(\frac{-L_{mp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \Psi_r^q + \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} I_{sc}^q \right) - L_{mc} I_{sc}^q \right) \\ \Psi_{sc}^d = L_{sc} I_{sc}^d + \frac{L_{mc}}{L_r} \left(\Psi_r^d - L_{mp} \left(\frac{L_r}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \Psi_{sp}^d - \frac{L_{mp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \Psi_r^d + \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} I_{sc}^d \right) - L_{mc} I_{sc}^d \right) \end{cases} \quad \text{II.40}$$

Après une première simplification, le résultat obtenu est le suivant :

$$\begin{cases} \Psi_{sc}^q = I_{sc}^q \left(L_{sc} - \frac{L_{mc} L_{mp}}{L_r} \times \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} - \frac{L_{mc}^2}{L_r} \right) + \Psi_r^q \left(\frac{L_{mc}}{L_r} + \frac{L_{mc}}{L_r} \times \frac{L_{mp}^2}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \\ \Psi_{sc}^d = I_{sc}^d \left(L_{sc} - \frac{L_{mc} L_{mp}}{L_r} \times \frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} - \frac{L_{mc} L_{mc}}{L_r} \right) + \Psi_r^d \left(\frac{L_{mc}}{L_r} + \frac{L_{mc} L_{mp}}{L_r} \times \frac{L_{mp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) - \Psi_{sp}^d \left(\frac{L_{mc} L_{mp}}{L_r} \times \frac{L_r}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \end{cases} \quad \text{II.41}$$

Après une deuxième simplification, le résultat obtenu est le suivant :

$$\begin{cases} \Psi_{sc}^q = I_{sc}^q \left(L_{sc} - \frac{1}{L_r} \left(\frac{L_{mp}^2 L_{mc}^2}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} + L_{mc}^2 \right) \right) + \Psi_r^q \left(\frac{1}{L_r} \left(L_{mc} + \frac{L_{mc} L_{mp}^2}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \right) \\ \Psi_{sc}^d = I_{sc}^d \left(L_{sc} - \frac{1}{L_r} \left(\frac{L_{mp}^2 L_{mc}^2}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} + L_{mc}^2 \right) \right) + \Psi_r^d \left(\frac{1}{L_r} \left(L_{mc} + \frac{L_{mc} L_{mp}^2}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \right) - \Psi_{sp}^d \left(\frac{L_{mc} L_{mp}}{L_r} \times \frac{L_r}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \end{cases} \quad \text{II.42}$$

Après une troisième simplification, le résultat obtenu est le suivant :

$$\begin{cases} \Psi_{sc}^q = I_{sc}^q \left(L_{sc} - \frac{L_{mc}^2 L_{sp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) + \Psi_r^q \left(\frac{L_{mc} L_{sp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \\ \Psi_{sc}^d = I_{sc}^d \left(L_{sc} - \frac{L_{mc}^2 L_{sp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) + \Psi_r^d \left(\frac{L_{mc} L_{sp}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) - \Psi_{sp}^d \left(\frac{L_{mp} L_{mc}}{L_{sp} L_r - L_{mp}^2} \right) \end{cases} \quad \text{II.43}$$

Finalement

$$\begin{cases} \Psi_{sc}^q = \delta_3 I_{sc}^q + \delta_2 \Psi_r^q \\ \Psi_{sc}^d = \delta_3 I_{sc}^d + \delta_2 \Psi_r^d - \delta_1 \Psi_{sp}^d \end{cases} \quad \text{II.44}$$

Les équations des puissances de la machine sont les suivantes :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} (V_{sp}^d I_{sp}^d + V_{sp}^q I_{sp}^q) \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} (V_{sp}^q I_{sp}^d - V_{sp}^d I_{sp}^q) \end{cases} \quad \text{II.45}$$

Ou encore, en utilisant l'équation (II.32), l'équation (II.45) se simplifie à :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} (V_{sp}^q I_{sp}^q) \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} (V_{sp}^q I_{sp}^d) \end{cases} \quad \text{II.46}$$

En substituant les courants de l'équation précédente par l'équation (II.38), nous pouvons formuler l'expression de la puissance pour la machine de puissance. D'après les courants statoriques de la machine de commande :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} V_{sp}^q [-\delta_4 \psi_r^q + \delta_1 I_{sc}^q] \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} V_{sp}^q [\delta_5 \psi_{sp}^d - \delta_4 \psi_r^d + \delta_1 I_{sc}^d] \end{cases} \quad \text{II.47}$$

On remarque que l'équation II.45 montre que la P_{sp} est proportionnelle au courant statorique en quadrature i_{sc}^q de la machine de commande. En outre, la puissance réactive Q_{sp} est proportionnelle au courant statorique direct i_{sc}^d de la machine de commande. Pour contrôler efficacement la machine, il est donc nécessaire de faire un rapport reliant les courants et les tensions du stator de la machine de commande qui peuvent être appliquées à la MADASB.

En substituant les expressions des flux (II.44) dans les équations des tensions du stator de la machine de commande, on a les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sc}^q = R_{sc} I_{sc}^q + \frac{d}{dt} (\delta_3 I_{sc}^q + \delta_2 \psi_r^q) + \omega_c (\delta_3 I_{sc}^d + \delta_2 \psi_r^d - \delta_1 \psi_{sp}^d) \\ V_{sc}^d = R_{sc} I_{sc}^d + \frac{d}{dt} (\delta_3 I_{sc}^d + \delta_2 \psi_r^d - \delta_1 \psi_{sp}^d) - \omega_c (\delta_3 I_{sc}^q + \delta_2 \psi_r^q) \end{cases} \quad \text{II.48}$$

En utilisant les équations dérivées, on peut faire un rapport reliant les tensions appliquées au stator de la machine de commande et les puissances statoriques correspondantes. Cette analyse nous permet de construire le schéma bloc de la MADASB, qui sera utilisé comme un bloc de régulation.

En examinant l'équation II.48, le schéma bloc peut être représenté comme montré dans la Figure II.9. Ce schéma inclut les tensions du stator de la machine de commande en entrée, et les puissances active et réactive du stator de la machine de puissance en sortie.

Il est important de noter que les puissances et les tensions sont reliées par une fonction de transfert du premier ordre. Grâce à la faible valeur du glissement g , il est possible de mettre en œuvre facilement une commande vectorielle, parce que les effets des couplages sont réduits et les axes d et q peuvent être contrôlés d'une façon séparée à l'aide de leurs propres régulateurs .

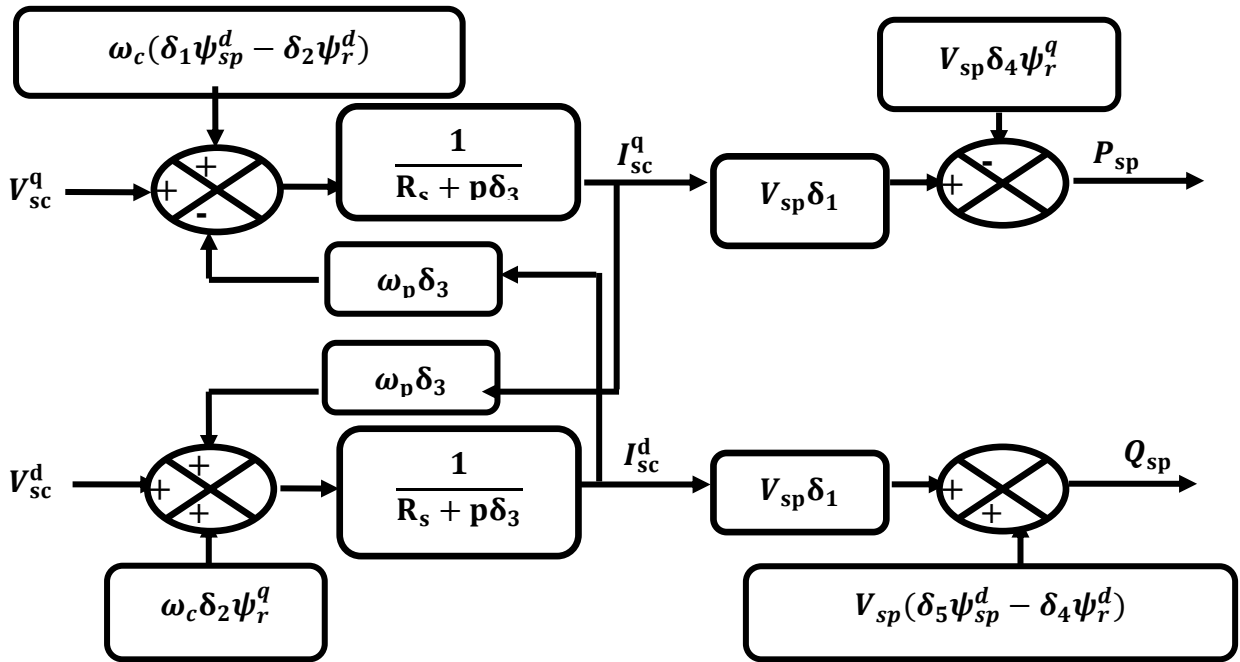


Figure II. 9: Diagramme électrique de la MADASB.

Ainsi, la méthode de la commande qui sera appliquée à la machine est appelée méthode indirecte ; celle-ci consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants de stator de la machine de commande. Tout ça découle directement des équations.

Cette méthode va être étudiée et simulée dans la suite de ce chapitre. La méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants de stator de la machine de commande ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants ou de rajouter une référence de courant harmonique pour faire fonctionner la machine en filtre actif, mais elle est plus complexe à mettre en œuvre.

Dans la suite de ce chapitre, nous étudierons et simulerons cette méthode indirecte. L'un des avantages de cette méthode est qu'elle permet de contrôler précisément les courants du stator de la machine de commande, ce qui permet de protéger la machine en limitant ces courants ou même d'ajouter une référence de courant harmonique pour utiliser la machine en tant que filtre

actif. Cependant, il convient de noter que la mise en œuvre de cette méthode est plus complexe ;

II.11 Commande vectorielle directe des puissances active et réactive

On a adopté ici une stratégie de commande indépendante de la P_s et du stator en utilisant deux régulateurs proportionnels-intégrateurs (PI). Les paramètres spécifiques de ces régulateurs PI pour mettre en œuvre la commande vectorielle directe sont détaillés dans l'annexe.

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe pour (MADASB) est illustré dans la Figure II.10. Ce schéma présente les différentes étapes de la commande et montre comment les tensions de stator de la machine de commande sont utilisées pour ajuster les P_s et Q_s du stator de la machine de puissance

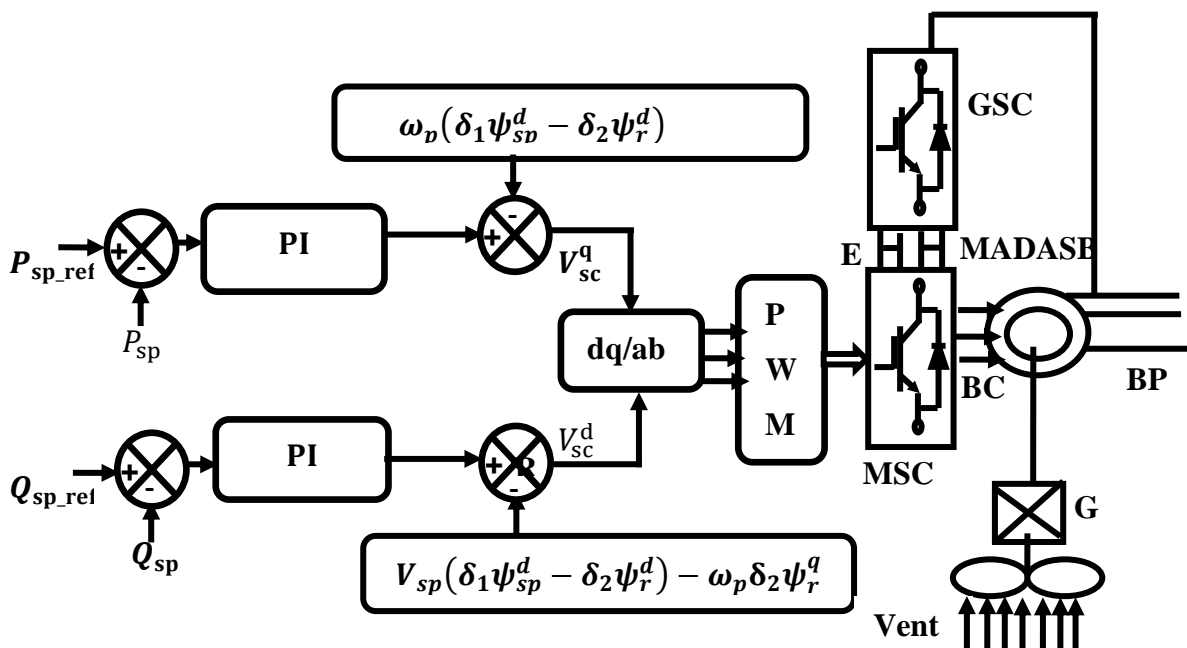


Figure II.10: Commande vectorielle directe de la MADASB.

Afin d'assurer le contrôle des puissances du MADASB, nous implémentons des boucles de régulation pour chaque puissance, accompagnées de régulateurs indépendants qui compensent les perturbations et les variations des conditions de fonctionnement. Ces régulateurs ont un rôle primordial dans le maintien des P_s et Q_s à des niveaux prédéfinis, en ajustant les paramètres de commande appropriés en réponse aux changements du système.

II.12 Commande indirecte de la MADASB

En tenant compte des mêmes hypothèses et en combinant les différentes équations de flux, de tensions de rotor, de courants et de puissances, nous pouvons établir les relations entre les tensions et les puissances. Cela nous permet de construire le schéma bloc inversé du système, qui correspond au modèle de la machine mais dans l'autre sens, et qui intègre tous les éléments du schéma bloc de la MADASB, tel que décrit dans la référence.

En utilisant l'équation (II.46), qui exprime la puissance du stator en fonction des courants du stator de la machine de commande, ainsi que les expressions des tensions du stator en fonction des courants statoriques de la machine de commande (équation II.47), nous obtenons les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_{sp} = \frac{3}{2} V_{sp}^q \left[-\delta_4 \Psi_r^q + \delta_1 I_{sc}^q \right] \\ Q_{sp} = \frac{3}{2} V_{sp}^q \left[\delta_5 \Psi_{sp}^d - \delta_4 \Psi_r^d + \delta_1 I_{sc}^d \right] \end{cases} \quad \text{II.49}$$

$$\begin{cases} V_{sc}^q = R_{sc} I_{sc}^q + \frac{d}{dt} (\delta_3 I_{sc}^q + \delta_2 \Psi_r^q) + \omega_c (\delta_3 I_{sc}^d + \delta_2 \Psi_r^d - \delta_1 \Psi_{sp}^d) \\ V_{sc}^d = R_{sc} I_{sc}^d + \frac{d}{dt} (\delta_3 I_{sc}^d + \delta_2 \Psi_r^d - \delta_1 \Psi_{sp}^d) - \omega_c (\delta_3 I_{sc}^q + \delta_2 \Psi_r^q) \end{cases} \quad \text{II.50}$$

II.13 Commande sans boucle de puissance

Afin d'assurer une stabilité optimale du système, nous incorporons une boucle de régulation des courants du rotor, où les consignes sont déterminées en fonction des valeurs de puissance souhaitées pour la machine. Le schéma de régulation correspondant est représenté dans la Figure II.11

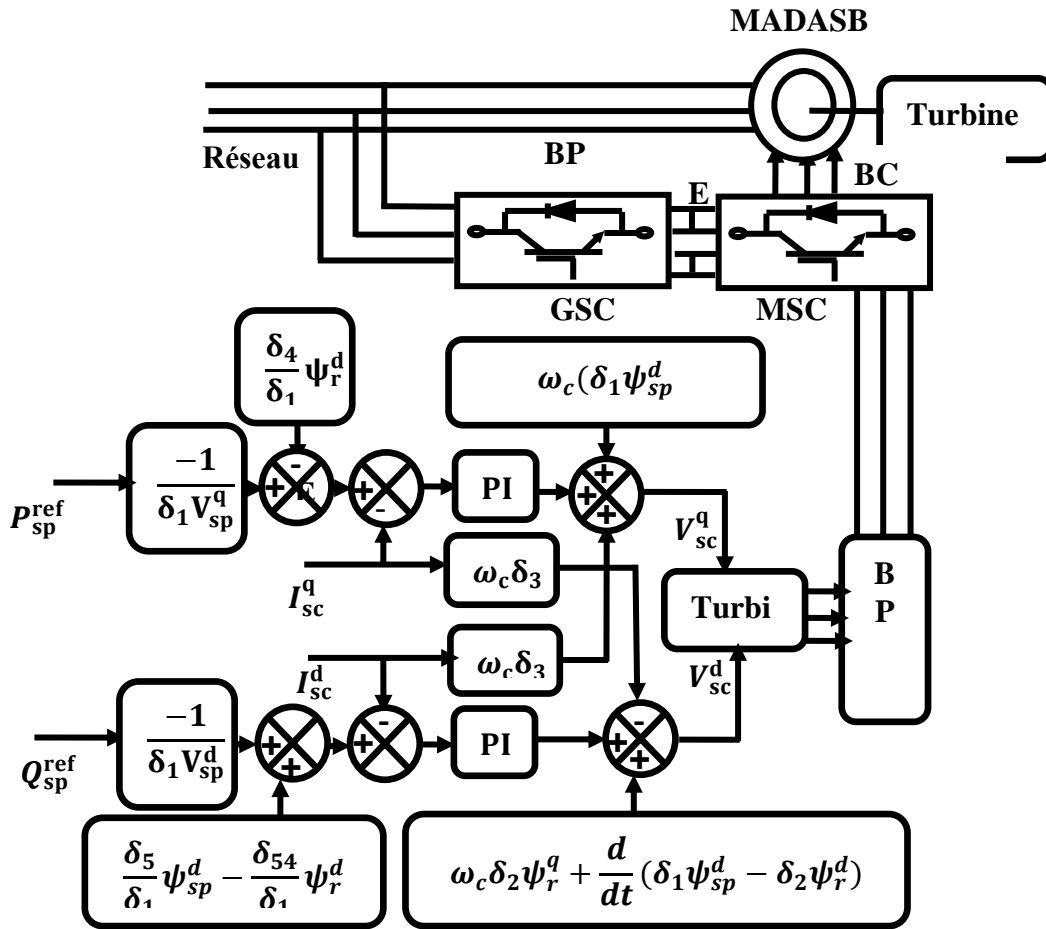


Figure II. 11: Diagramme de la commande indirecte sans boucle de puissance.

II.14 Commande avec boucle de puissance

Pour améliorer la commande existante, on peut introduire une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances. L'objectif de cette mesure est d'éliminer l'erreur statique tout en maintenant la dynamique du système. Le schéma bloc correspondant est illustré dans la Figure II.12, où les deux boucles de régulation des axes sont clairement identifiables. L'une est responsable du contrôle du courant et l'autre du contrôle de la puissance. Cette méthode de régulation offre une dynamique satisfaisante et garantit une erreur statique nulle, comme indiqué dans la référence.

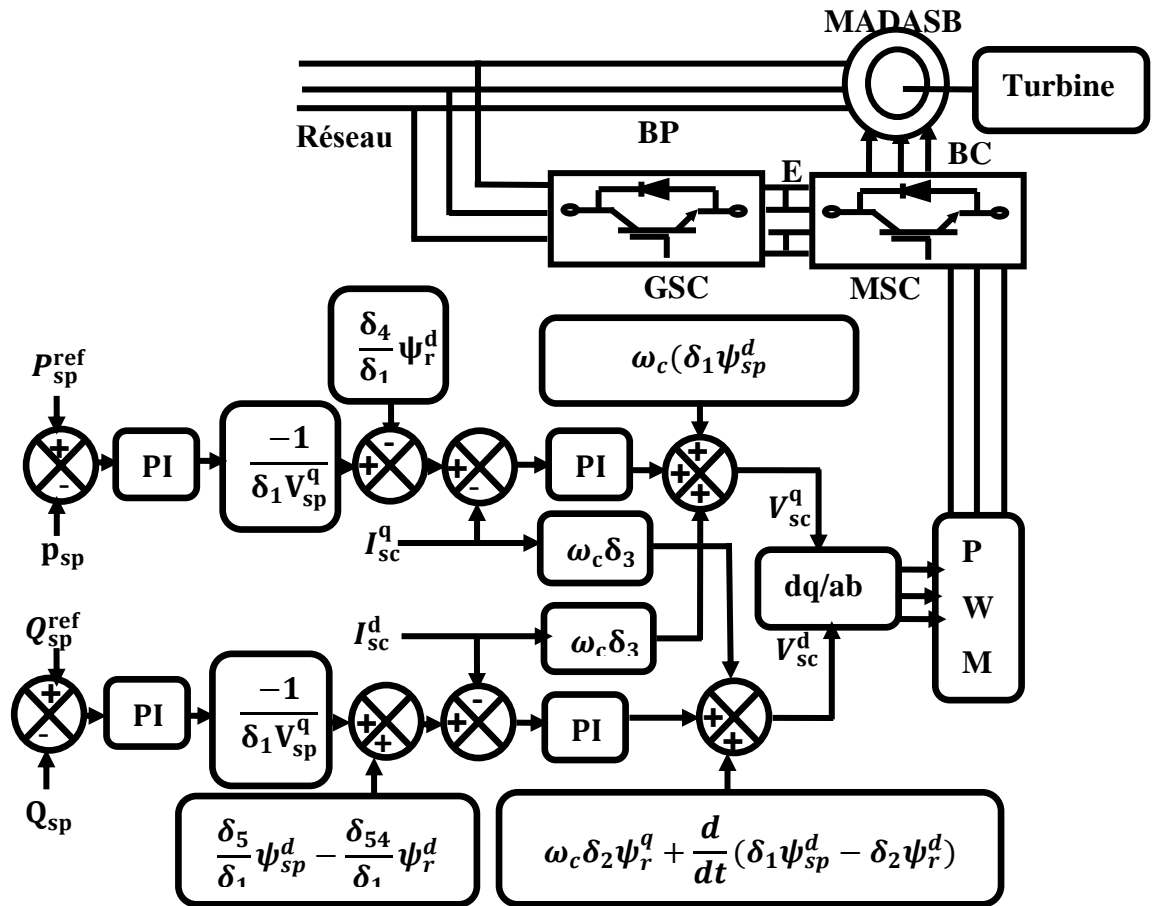


Figure II. 12: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.

Cette méthode de commande présente une performance supérieure à la commande directe, car elle réduit les perturbations entre les deux puissances. La commande indirecte avec bouclage des puissances requiert six capteurs de courant et trois capteurs de tension pour contrôler les courants du stator et mesurer les puissances du stator. Ces mesures servent également à contrôler l'éolienne dans son ensemble pour définir les références de puissance.

II.15 Résultats de simulation

Nous avons mis en œuvre la modélisation de la machine, de la partie mécanique et de la commande indirecte dans l'environnement MatLab-Simulink pour effectuer des essais de régulation. Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation qui démontrent les performances du MADASB.

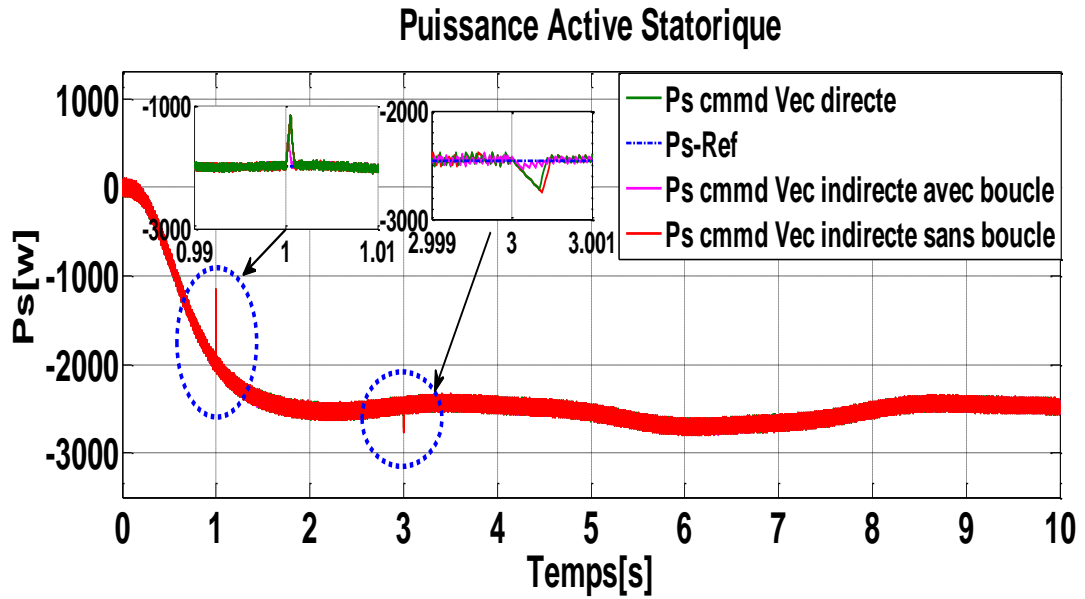


Figure II.13: Résultats de simulation de la commande vectoriel pour la puissance active.

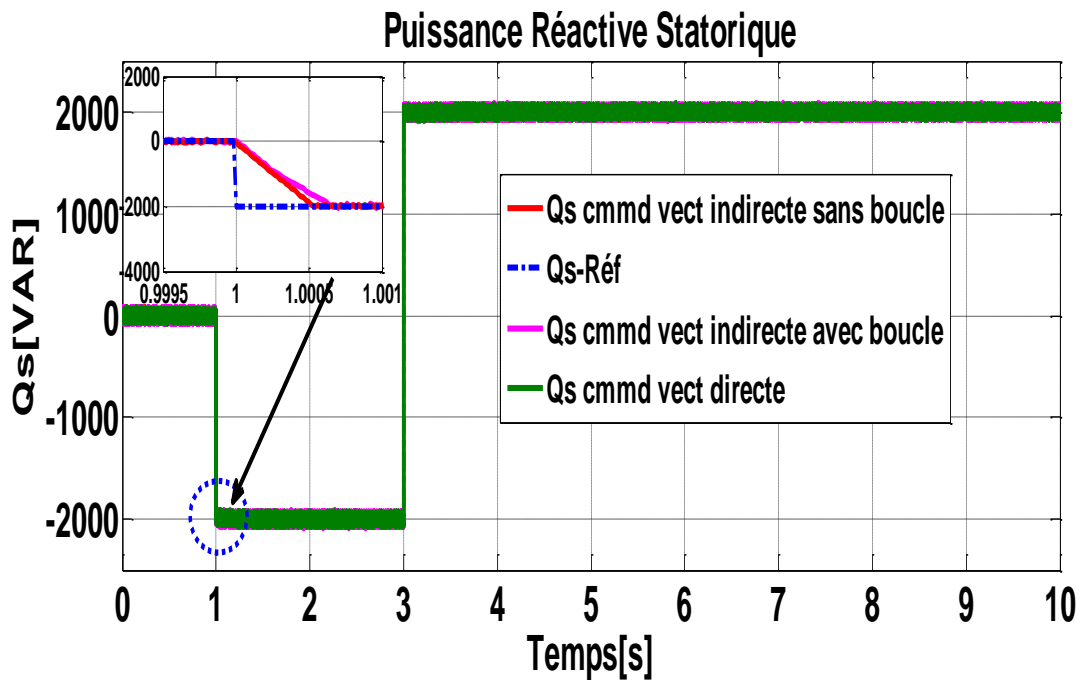


Figure II. 14: Résultats de simulation commande vectoriel pour la puissance réactive.

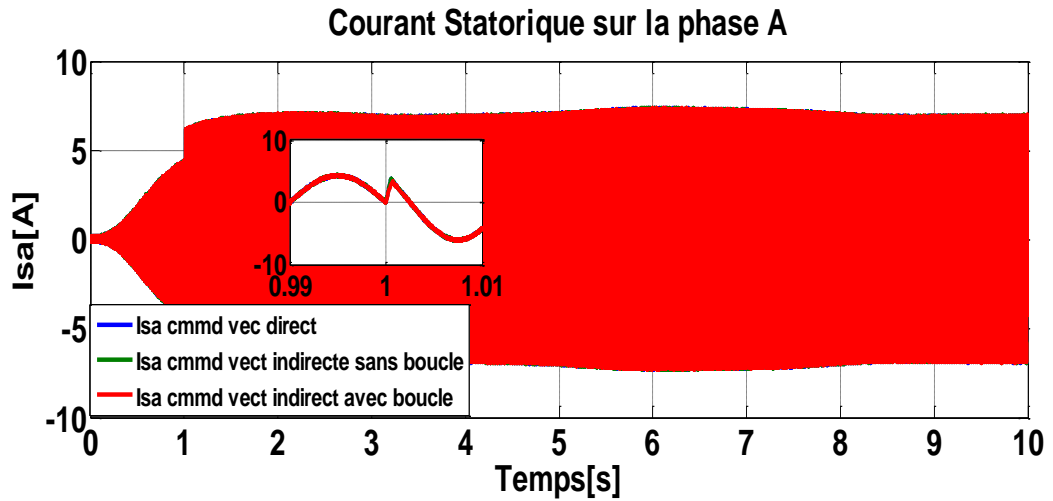


Figure II. 15: Analyse des résultats de simulation de la CV pour le I_s .

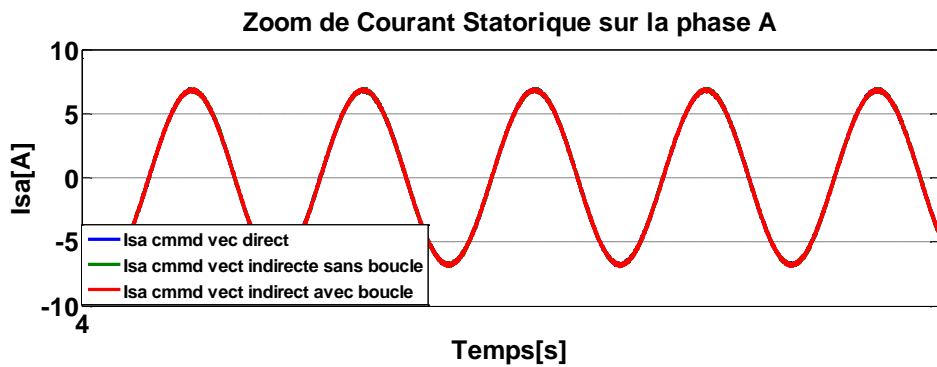
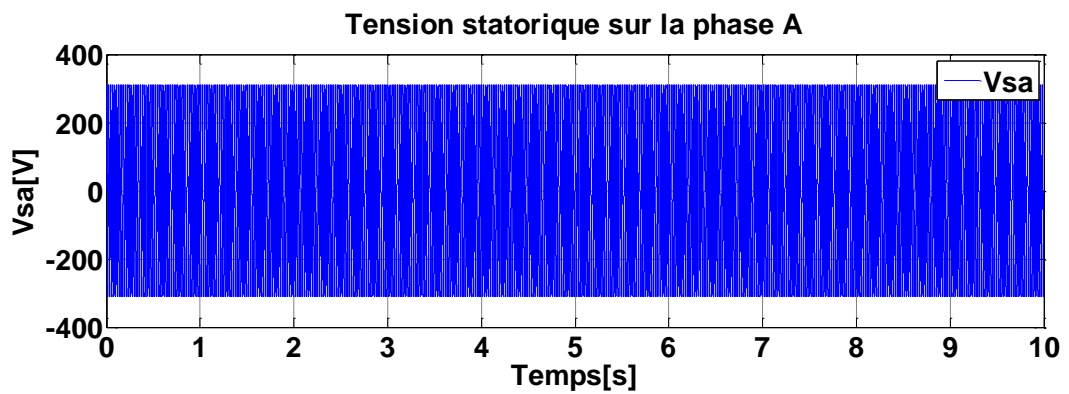


Figure II.16: Zoom sur la réponse de l' I_s pour la CV.



(a)

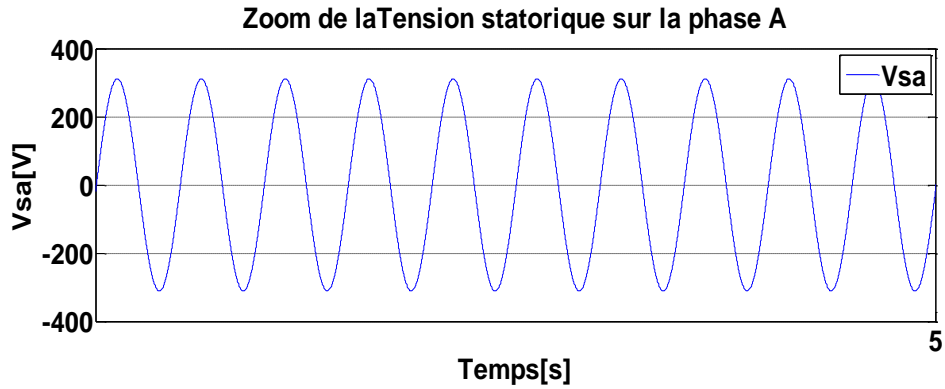


Figure II. 17 : Tension d'une phase statorique avec son zoom.

(b)

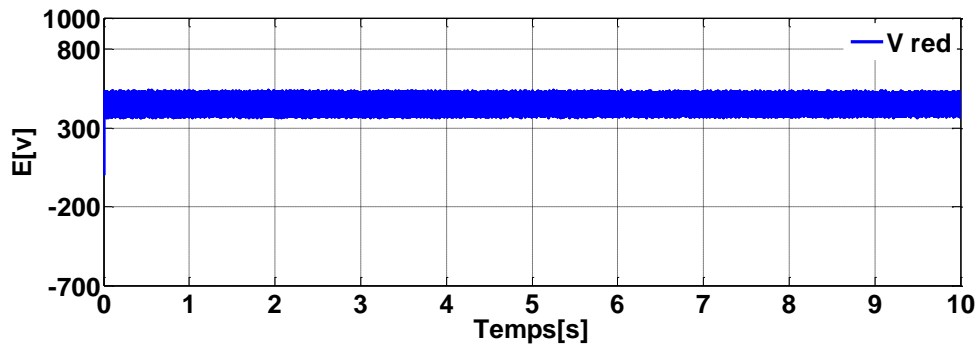


Figure II. 18 : Tension du bus continu

II.16 Interprétation

Les Figures montrent les performances de la cascade utilisant un redresseur et un onduleur à deux niveaux connectés au rotor de la MADASB, qui est entraînée par une turbine éolienne. La consigne de la P_s est déduite de la puissance de la turbine. Les résultats illustrent une régulation efficace de la P_s et de la Q_s , comme le démontrent les Figures II.13 et II.14.

Concernant la CV directe, on peut observer que les références de P_s et Q_s sont bien suivies, avec un faible dépassement. Ce procédé permet un contrôle découplé des puissances actives et réactives, indépendamment de la vitesse d'entraînement. En outre, elle offre la possibilité de limiter facilement les courants rotoriques de la machine en introduisant des limiteurs dans la boucle des puissances.

Cependant, on remarque que cette méthode présente des performances légèrement inférieures lors des variations instantanées des puissances, ce qui explique sa moindre utilisation dans les

essais à vitesse variable. Malgré cela, la commande vectorielle directe reste une option viable pour le contrôle précis des Ps et Qs dans les WECS.

Les résultats de la CV indirecte sans boucle de puissance indiquent une capacité de contrôle, confirmée par un suivi acceptable des puissances statoriques avec une réduction des ondulations. Cependant, il est important de noter qu'un dépassement notable est observé lors des variations de la puissance réactive aux instants 1s et 3s. Ce dépassement peut être dû à des facteurs tels que la dynamique du système, les conditions de charge ou d'autres perturbations. Le contrôle indirect des PS et Qs avec boucle de puissance offre des performances remarquables concernant le découplage et de suivi des consignes de référence. Les résultats de simulation démontrent une très faible perturbation du système, avec une réponse précise et sans aucun dépassement lors des variations de Qs.

La Figure II.18 illustre l'évolution de la tension du bus continu, avec une tension de référence fixée à 500 V.

II.17 Teste de robustesse

Afin d'évaluer la résistance de la commande après la modification des paramètres du générateur, deux tests de simulations sont réalisés pour estimer la robustesse. Ces tests consistent à modifier les paramètres du modèle MADASB utilisé. Cependant, il est important de noter que l'identification de ces paramètres peut comporter des inexactitudes en raison des méthodes et de l'équipement de mesure utilisés, Ce qui remet en question l'hypothèse que ces paramètres restent constants dans la fonction de transfert.

Les deux essais de robustesse sont les suivants :

- ✓ Changement de la résistance du rotor (surchauffe).
- ✓ Variations de l'inductance mutuelle (cas de saturation).

Dans cette partie, nous allons effectuer une variation paramétrique de la résistance et de l'inductance rotorique à l'instant $t = 6s$ afin de mettre à l'épreuve la robustesse des stratégies de commande.

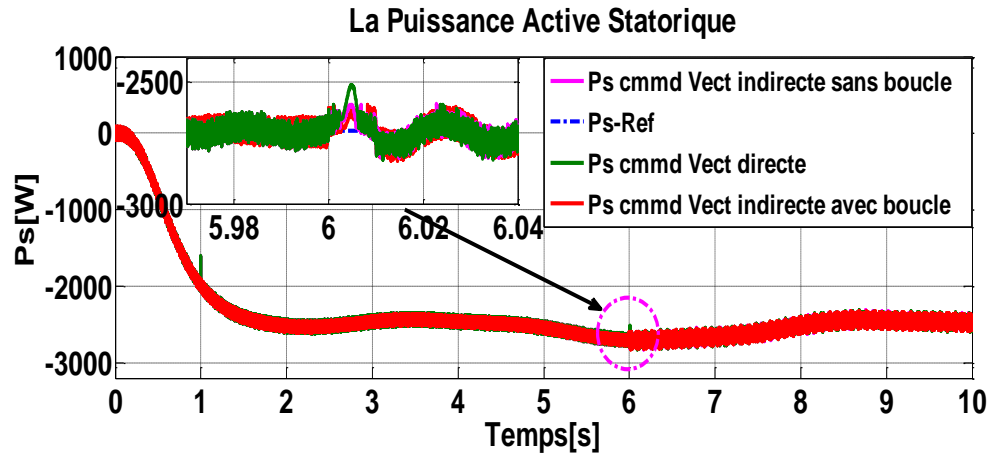


Figure II.21: Simulation de P_s et Q_s variations de la résistance et l'inductance rotorique

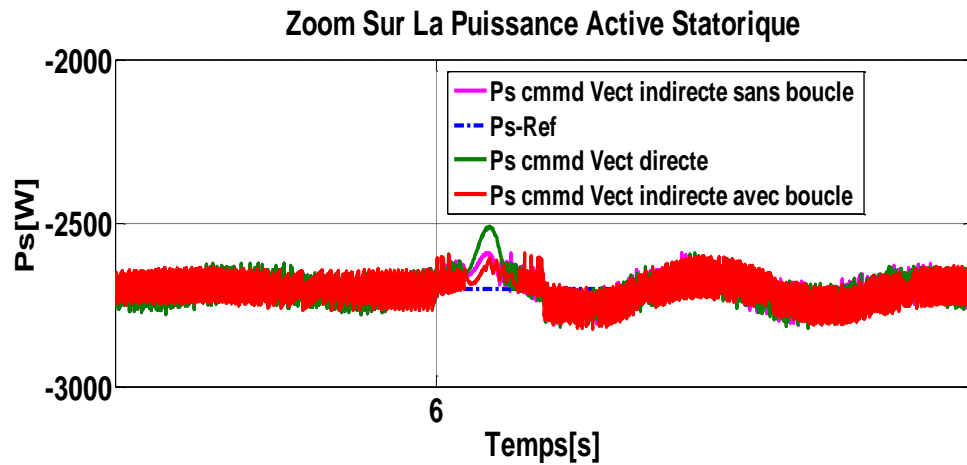


Figure II.22: Zoom de réponse de la puissance active avec changement paramétrique sous les stratégies de CV.

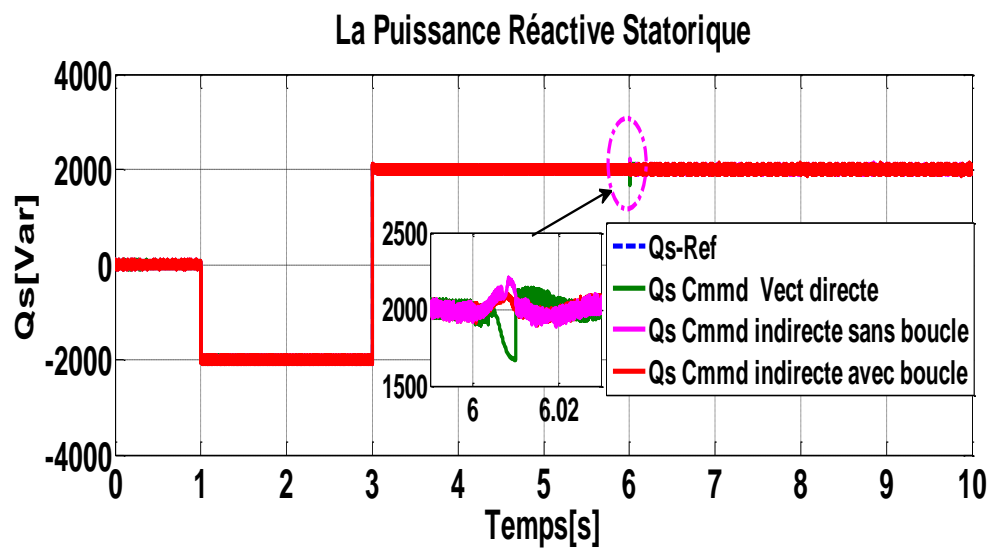


Figure II.23: Simulation de la Q_s suivant la variation de la résistance et l'inductance rotorique

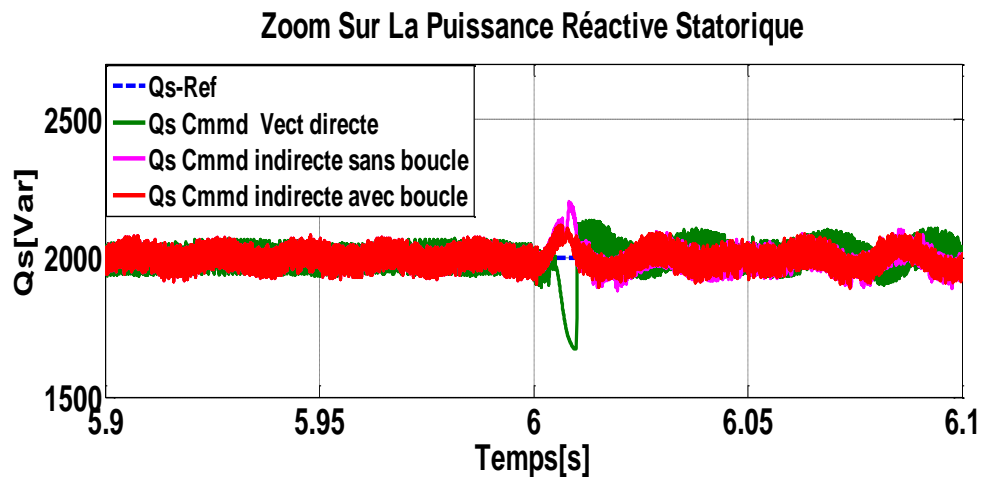


Figure II.24: Analyse de la réponse de P_s sous variation paramétrique avec les stratégies de CV.

Les Figures II.22 et II.24 mettent en évidence une insensibilité remarquablement faible entre les différentes stratégies de commande, notamment la commande indirecte sans boucle de puissance et la commande directe.

II.19 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les trois composantes essentielles du système de conversion éolienne. La première partie a traité des aspects mécaniques, comprenant la turbine, le multiplicateur et l'arbre de la MADASB. La seconde partie s'est concentrée sur la modélisation du générateur en tant que DFIG. En utilisant des hypothèses simplificatrices, nous avons développé un modèle mathématique qui a été simplifié pour réduire sa complexité. Nous avons observé que le modèle de MADA peut être décrit par un système d'équations différentielles avec des coefficients périodiques dépendant du temps, ce qui a facilité sa simplification. Des résultats de simulation ont été présentés pour illustrer les performances du système.

Les résultats obtenus ont montré que les trois techniques de commandes: directe, indirecte avec boucle de puissance et indirecte sans boucle de puissance sont sensibles aux variations des paramètres.

Dans le chapitre suivant, nous aborderons la commande MADASB en utilisant les modes glissants 1 et 2.

Références

- [1] **MAROUF, Mohamed**, et al. Commande vectorielle d'une machine Asynchrone à double alimentation, Université de ghardaia 2023. PhD.
- [2] **MAHBOUB, Mohamed-abdelbasset**. «Modélisation et commande d'un système éolien à base d'une génératrice double alimentée sans balais.»>> 2018. PhD Thesis.
- [3] **MOUSSA, Oussama**.» Contribution au contrôle d'un système éolien basé sur une MADA sans balais.>> 2020. PhD Thesis. Université de Batna 2.
- [4] **SERHOUD, Hicham**. »Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone sans Balais à Double Alimentations.>> 2015. PhD Thesis. Université Mohamed Khider-Biskra.
- [5] **LOBO, Francisco Javier Poza**. «Modélisation, conception et commande d'une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable>>. 2003. PhD Thesis.
- [6] **POZA** «Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine>>. IET Electric Power Applications, 2009, 3.4: 247-256.
- [7] **BEKAKRA, Youcef**. «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation>>. Université Mohamed Khider, Biskra, 2014
- [8] **GADOUCHE, Z**. «Commande de Puissance Active et Réactive d'une MADA utilisée dans un système éolien.>> 3rd Int. Semin. New Renew. Energies, 2014, 2.
- [9] **DJERIRI, Youcef**,»Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle>>. Université Djilali liables de Sidi-Bel-Abbès 2015. PhD Thesis.
- [10] **RAHAB, Abderrezak; BENALLA, Hocine**. «Stratégies de commande des convertisseurs statiques dédiés à une production décentralisée de type éolien». PhD Thesis. Université Constantine 2018.
- [11] **RAHAB, Abderrezak; SENANI, Fawzi; BENALLA, Hocine**.»Improved Direct Power Control for Brushless Doubly-Fed Wind Power Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions>> 2018.

Chapitre III

Commande par Mode Glissant

d'Ordre Supérieur de la

MADASB

Introduction

Les lois de commandes classiques de type PI sont généralement efficaces pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, lorsqu'il s'agit de systèmes non linéaires ou de systèmes avec des paramètres variables, les lois de commandes classiques pourraient manquer d'efficacité et de robustesse, en particulier lorsque des exigences strictes de précision et de dynamique du système doivent être respectées. Alors, on est obligé d'utiliser des lois de commandes insensibles aux changements paramétriques, aux perturbations et aux non-linéarités [1].

Les lois de commande à structure variable (CSV) offrent une solution adaptée à ces problèmes rencontrés avec la commande classique. La caractéristique essentielle de ces systèmes est que leur loi de commande change de manière discontinue, ce qui en fait une forme de commande non linéaire [2].

Le mode de glissement, également nommé (en anglais: Sliding mode control) un mode de fonctionnement spécifique des systèmes de commande à structure variable. Cette théorie a été améliorée en Union soviétique, notamment par des chercheurs tels que le professeur S.V. Emel'yanov et Vadim I. Utkin, en s'appuyant sur les résultats des travaux du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Cette approche a été largement étudiée et utilisée pour la commande de systèmes non linéaires en raison de sa capacité à traiter les incertitudes et les variations des paramètres du système.

La commande par mode de glissement des systèmes a montré l'utilité et l'attrait dès les années 80. Cependant, son utilisation remonte bien avant cette période et elle est connue depuis longtemps comme l'une des approches faciles à contrôler les systèmes non linéaires et ceux avec un modèle peu précis. Elle reste une méthode prisée pour sa simplicité et son efficacité dans de tels contextes [3].

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle de la machine asynchrone à double alimentation sans balais (MADASB). Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis son application au MADASB et enfin illustrer et visualiser les résultats de simulation.

III.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

La Figure III.1 présente une illustration de la commande par commutation de l'organe de commande et largement utilisée et considérée comme une méthode classique. Elle utilise des interrupteurs de puissance qui fonctionnent en mode binaire (tout ou rien) et est fréquemment utilisée dans les variateurs de vitesse. Cette méthode a également été couronnée de succès dans la commande des moteurs.

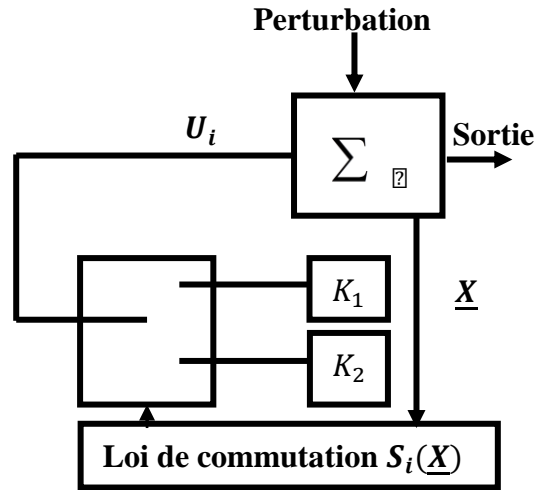


Figure III.2: Structure de régulation basée sur la commutation au niveau de la contre-réaction d'état.

III.1.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, en ajoutant la commande équivalente

La Figure III.2 illustre le principe de cette structure, qui manifeste un avantage significatif. Elle aide à pré-positionner l'état prévu du système en utilisant une commande équivalente, qui correspond à la valeur souhaitée du système en régime permanent. Cela réduit la sollicitation de l'organe de commande, mais rend le système plus sensible aux variations paramétriques en raison de la dépendance de cette commande équivalente.

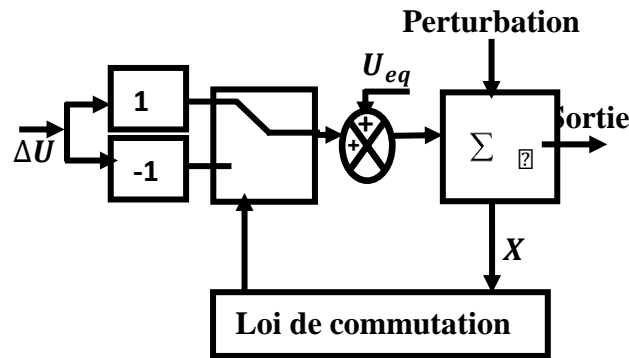


Figure III.3: Amélioration de la structure de régulation en ajoutant la commande correspondante

Avec :

U : Vecteur de contrôle.

U_{eq} : Vecteur de contrôle équivalente

U_n : Vecteur de contrôle discontinu.

X : Vecteur de variables.

S_i : Vecteur surface de commutation.

III.2 Principe de la commande par mode de glissement

Le commande par mode glissant est une technique qui permet de guider la trajectoire de l'état d'un système vers une surface de glissement, puis de réaliser des commutations en utilisant une logique de commutation autour de cette surface pour atteindre un point d'équilibre. Cette approche tire son nom du phénomène de glissement observé lors de la commande. Parmi les caractéristiques importantes des modes glissants, on peut mentionner [4] :

↪ La réduction de l'ordre du processus de glissement par rapport au système d'origine constitue une caractéristique fondamentale.

↪ Le comportement dynamique du système en MG est entièrement obtenu par les coefficients de la surface de glissement. Ces coefficients jouent un rôle crucial dans la stabilité, la convergence et les performances du système de commande.

↪ La méthode de contrôle par MG se caractérise par sa robustesse aux variations de certains types de paramètres. Elle est capable de maintenir des performances stables et fiables malgré les fluctuations et les perturbations

Dans le plan de phase, la trajectoire se divise en trois parties différentes, comme le montre la Figure III.3.

- **Le mode de convergence (MC)** : Dans ce mode, la variable à réguler évolue en démarrant de n'importe quel point de départ dans le plan de phase pour converger vers la surface de commutation $s(x, y) = 0$. Ce mode se distingue par l'emploi d'une loi de commande spécifique et l'application d'un critère de convergence prédéfini.
- **Le mode de glissement (MG)** : Dans ce mode, la variable d'état a abouti la surface de glissement et fait à converger vers l'origine du plan de phases. La dynamique de ce mode est déterminée par la sélection spécifique de la surface $s(x, y) = 0$ de glissement, qui joue un rôle crucial dans le comportement du système de commande.
- **Le mode du régime permanent (MRP)** : Ce mode est adapté à évaluer la qualité et les performances de la commande en analysant la réponse du système autour de son point d'équilibre, qui se trouve à l'origine du plan de phase. Il permet d'avoir des informations précieuses sur la stabilité, la précision et la réactivité de la commande.

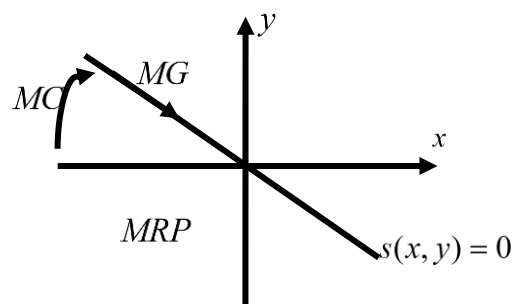


Figure III.4: Une variété de modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.2.1 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [9] :

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

III.2.2 Choix de la surface de glissement

La mise en place du système de contrôle sera illustrée pour un système non linéaire décrit par l'équation [10]:

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u(x, t) \quad \text{III.1}$$

Où : $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $u \in R^m$ est le vecteur de commande,

$B(x, t) \in R^{n \times m}$.

J. J. Slotine suggère une formulation générale d'équation permettant de préciser la surface de glissement [5], qui garantit la convergence d'une variable vers sa valeur souhaitée.

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} .e(x) \quad \text{III.2}$$

Avec :

λ : Coefficient positif,

$e = x_d - x$: Écart de la variable à régler,

x_d : Valeur souhaitée.

n : ordre du système, c'est le plus petit entier positif qui représente le nombre de fois qu'on doit dériver pour faire apparaître la commande .

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse “ e ” tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est le but de la commande [6].

III.2.3 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence jouant un rôle primordial dans la garantie de la convergence des différentes dynamiques du système vers la surface de glissement, tout en restant insensibles aux perturbations .

Il existe deux types de conditions distincts :

III.2.4 La fonction discrète de commutation

Cette approche qui remonte d'anciennement, a été étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est formulée dans sa version.

$$S(x) \dot{s}(x) < 0 \quad \text{III.3}$$

III.2.5 La fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive définie $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. Son rôle est fondamental lors de l'évaluation des performances de la commande et dans l'étude de la robustesse du système. Elle assure la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable de contrôle vers sa valeur de référence. Sa forme est donnée par l'expression suivante [6]:

En posant la fonction de Lyapunov comme étant :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad \text{III.4}$$

Et en dérivant cette fonction par rapport à :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad \text{III.5}$$

La loi de commande est consacrée à assurer la décroissance de la fonction.

($\dot{V}(x) < 0$) de Lyapunov. L'issue est de sélectionner une fonction scalaire $S(x)$ appropriée afin d'assurer l'attraction de la variable de contrôle vers sa valeur de référence, et de concevoir "U" une commande "u" telle que le carré de la surface de glissement corresponde à cette fonction de Lyapunov. Pour garantir la décroissance de la fonction $V(x)$ de Lyapunov, il suffit de s'assurer que sa dérivée est négative. Ainsi, la condition de convergence est donnée par la relation suivante:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad \text{III.6}$$

III.2.6 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant est composée de deux parties distinctes : la première partie est dédiée à la linéarisation exacte (U_{eq}), tandis que la seconde partie joue un rôle stabilisant (U_n). Cette seconde partie, également désignée par "terme de correction", revêt une utilité capitale dans la conception du contrôleur en mode glissant. Elle permet de compenser les imprécisions du modèle du système et de repousser les perturbations externes, garantissant ainsi la robustesse et la stabilité du contrôle en MG [7].

$$U = U_n + U_{eq} \quad \text{III.7}$$

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties: La première concerne la linéarisation exacte (u_{eq}) et la deuxième est stabilisante (u_n). Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant car elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Cette approche repose sur l'utilisation d'une commande équivalente, qui est déterminée en prenant en compte la condition de dérivée nulle de la surface de glissement $\dot{S}(x) = 0$. Cette condition conduit à garantir la convergence de la variable à contrôler vers sa valeur voulue, en assurant une régulation précise du système.

La commande peut être interprétée de deux manières différentes : d'une part, elle peut être considérée comme un retour d'état particulier qui agit en tant que signal de commande appliqué au système à contrôler. D'autre part, elle peut être interprétée comme la valeur moyenne du contrôle pendant les commutations rapides entre différentes valeurs U_{max} et U_{min} ce qui permet de stabiliser la variable à contrôler sur la surface de glissement. Cette interprétation est illustrée dans la Figure III.5. Ainsi, la commande agit à la fois comme un signal de commande instantané et une valeur moyenne qui assure la maintenance et la convergence du système.

La commande discrète U_n est conçue de manière à assurer la convergence du système, même en présence d'imprécisions dans les paramètres du modèle [8].

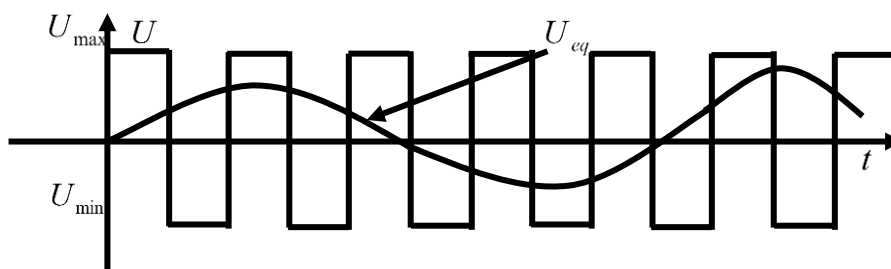


Figure III.5: Interprétation de U_{eq}

Pour illustrer le développement précédent, nous étudions l'équation d'état du système, comme présentée dans l'équation III.4. Notre but est d'obtenir une formule analytique pour la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ s'exprime comme suit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad \text{III.8}$$

En substituant les expressions III.1 dans l'équation III.8, on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + B(x, t)U_{eq}(x, t)) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_n \quad \text{III.9}$$

Pendant le mode de glissement et en régime permanent, la surface s'annule, ce qui implique que sa dérivée et la partie discontinue sont également nulles. Par conséquent, nous pouvons déduire l'expression de la commande équivalente [9] comme suit :

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \left(\frac{\partial S}{\partial t} B(x, t) \right)^{-1} \quad \text{III.10}$$

Afin que la commande équivalente puisse avoir une valeur finie, il est essentiel que

$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_n \quad \text{III.11}$$

Et la condition d'attractivité est également nécessaire $S(x)\dot{s}(x)$ devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_n < 0 \quad \text{III.12}$$

Pour combler cette condition, le signe de U_n sera le contraire de

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_n < 0$$

La commande discrète en MG est généralement réalisée sous la

forme d'un relais, qui peut être décrit par la formule :

$$U_n = K \text{sgn}(S(x)) \quad \text{III.13}$$

Où :

K : est un gain.

Le signe de k se diffère à celui de $\frac{\partial S}{\partial t} B(x, t)$

Pour une fonction définie ϕ :

$$\text{sgn}(\varphi) \begin{cases} 1 & \text{si } \varphi > 0 \\ 0 & \text{si } \varphi = 0 \\ -1 & \text{si } \varphi < 0 \end{cases}$$

III.14

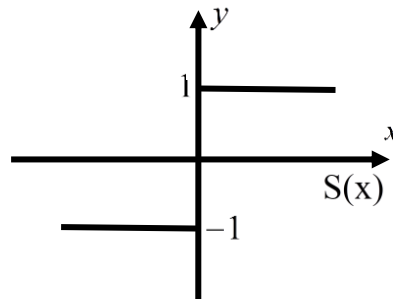


Figure III. 6: Analyse de la fonction signe dans la commande de type relais

Le phénomène du "chattering" est une problématique majeure associée à la commande de type relais. En régime permanent, il se manifeste par des oscillations à haute fréquence autour du point d'équilibre en raison de la nature fortement discontinue de la fonction signe. Ce phénomène représente un défi significatif dans les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations résultantes peuvent perturber le fonctionnement du circuit de puissance. Ainsi, d'énormes travaux de recherche ont été fournis pour éliminer ou réduire ces effets indésirables. Une proposition consiste à intégrer une zone morte autour de la surface de commutation. Pour cela, la fonction signe est remplacée par une fonction de saturation (SAT), comme indique la Figure III.6. La fonction de saturation présente des discontinuités moins prononcées près de zéro, ce qui contribue à réduire le phénomène de "chattering". Mathématiquement, la fonction de saturation peut être exprimée de la manière suivante [9]:

$$\text{sat}(S(x)) \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ 0 & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ -1 & \text{si } S(x) \leq \varepsilon \end{cases}$$

III.15

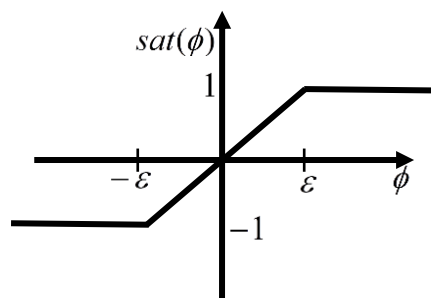


Figure III.7: La fonction de saturation dans le contexte de la commande adoucie

III.3 Application de la commande par mode de glissement à la MADASB

Dans la partie suivante de notre étude, nous nous concentrons sur l'application de la commande par mode de glissement au moteur asynchrone à double alimentation, après avoir exposé la théorie de cette commande avec différentes structures non linéaires. L'objectif principal est de valider l'approche proposée en utilisant des résultats de simulation.

Les objectifs des lois de commande pour le contrôle de la vitesse sont les suivants :

- ❖ Assurer une réponse rapide et précise des grandeurs régulées.
- ❖ Garantir la robustesse du système face aux perturbations et aux variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre de la machine.
- ❖ Limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

À partir du chapitre deux, (partie sur la CV), nous obtenons le système d'équations d'état de la MADASB suivant :

❖ On a :

$$\begin{cases} P_{sp} = V_{sp}^q [-\delta_4 \psi_r^q + \delta_1 I_{sc}^q] \\ Q_{sp} = V_{sp}^q [\delta_5 \psi_{sp}^d - \delta_4 \psi_r^d + \delta_1 I_{sc}^d] \end{cases} \quad \text{III.16}$$

Les courants \dot{I}_{sc}^q et \dot{I}_{sc}^d peuvent être déduits de l'équation (I.23) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sc}^q = \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^q - R_{sc} I_{sc}^q - L_{mc} \dot{I}_r^q - \omega_c \psi_{sc}^d \right) \\ \dot{I}_{sc}^d = \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^d - R_{sc} I_{sc}^d - L_{mc} \dot{I}_r^d - \omega_c \psi_{sc}^q \right) \end{cases} \quad \text{III.17}$$

Avec:

$$\psi_{sc}^q = L_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} I_r^q; \psi_{sc}^d = L_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} I_r^d \quad \text{III.18}$$

III.3.1 Surface de glissement de la puissance active statorique

La surfaces de glissement de P_s est utilisé un premier ordre est défini comme suit :

$$S(P_s) = P_{s_ref} - P_s \quad \text{III.19}$$

Où, la puissance P_{s_ref} est attendue de référence de puissance de commande.

III.3.2 Conditions de convergence de contrôle

Afin d'assurer la convergence des variables choisies vers les références, il est essentiel que la surface de glissement soit nulle. Cela peut se formuler avec l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt}(P_s) = (P_{s_ref} - P_s) = 0 \quad \text{III.20}$$

La condition basée sur la commande de mode glissant selon Lyapunov de manière attrayante ($\dot{S}(x)S(x) < 0$) et le surface de courant de temps $\dot{S}(x) = 0$.

La surface de commande pourrait être définie par l'équation:

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_{s_ref} - \dot{P}_s \quad \text{III.21}$$

En remplaçant l'expression de P de l'équation (III.16) dans l'équation (IV.21), on aura :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_{s_ref} - \dot{P}_s \quad \text{III.22}$$

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_{s_ref} - V_s \left[-\delta_4 \dot{\psi}_r^q + \delta_1 \dot{I}_{sc}^q \right] \quad \text{III.23}$$

En remplaçant l'expression de \dot{I}_{sc}^q de l'équation (II.17) dans l'équation (II.23), on obtient :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_{s_ref} - V_s \left[-\delta_4 \dot{\psi}_r^q + \frac{\delta_1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^q - R_{sc} I_{sc}^q - L_{mc} \dot{I}_r^q - \omega_c \psi_{sc}^d \right) \right] \quad \text{III.24}$$

On prend :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_p}^n \quad \text{III.25}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a:

$$S(P_s) = 0; \dot{S}(P_s) = 0; V_{sc_P}^n = 0 \quad \text{III.26}$$

Donc, la commande équivalente est donnée par

$$V_{sc}^q = \frac{L_{sc}}{V_s \delta_1} \left[\dot{P}_{s_ref} + V_s \delta_4 \dot{\psi}_r \right] + L_{mc} \dot{I}_r + \omega_c \psi_{sc}^d + R_{sc} I_{sc}^q \quad \text{III.27}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_P}^n = K_{V_{sc}^q} \cdot \text{sign}(S(P_s)) \quad \text{III.28}$$

$K_{V_{sc}^q}$: Constante positive.

III.3.3 Surface de régulation de la puissance réactive statorique

La surfaces de glissement de puissance réactive du premier ordre est défini comme suit :

$$S(Q_s) = Q_{s_ref} - Q_s \quad \text{III.29}$$

Où , la puissance Q_{s_ref} est attendue de référence de puissance de commande.

III.3.4 Conditions de convergence de contrôle

Pour assurer la convergence des variables sélectionnées vers les références, il est essentiel que la surface de glissement soit égale à zéro. Cette condition peut être formulée par l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt}(Q_{s_ref} - Q_s) = 0 \quad \text{III.30}$$

La condition basée sur le commande de mode glissant selon Lyaponov de manière attrayante est :

$$(\dot{S}(x)S(x)) < 0 \text{ et le surface de courant de temps } \dot{S}(x) = 0$$

La surface de commande pourrait être définie par l'équation:

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{s_ref} - \dot{Q}_s \quad \text{III.31}$$

En remplaçant l'expression de \dot{Q}_s de l'équation (III.16) dans l'équation (III.31), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{s_ref} - V_s \left[\delta_5 \dot{\psi}_{sp} - \delta_4 \dot{\psi}_r + \delta_1 \dot{I}_{sc} \right] \quad \text{III.32}$$

En remplaçant l'expression $I_{sc}^{\cdot d}$ de l'équation (II.17) par celle de l'équation (II.32), on obtient :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{s_ref} - V_s \left[\delta_5 \dot{\psi}_{sp} - \delta_4 \dot{\psi}_r + \frac{\delta_1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^d - R_{sc} I_{sc}^d - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^q \right) \right] \quad \text{III.33}$$

On a : $\dot{\psi}_{sp} = 0$;

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{s_ref} - V_s \left[-\delta_4 \dot{\psi}_r + \frac{\delta_1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^d - R_{sc} I_{sc}^d - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^q \right) \right] \quad \text{III.34}$$

On prend :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc}^n \quad \text{III.35}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(Q_s) = 0; \dot{S}(Q_s) = 0; V_{sc_Q}^n = 0 \quad \text{III.36}$$

D'où, la formule de la commande équivalente sera :

$$V_{sc}^d = \frac{L_{sc}}{V_s \delta_1} \left[\dot{P}_{s_ref} + V_s \delta_4 \dot{\psi}_r \right] + L_{mc} \dot{I}_r + \omega_c \psi_{sc}^q + R_{sc} I_{sc}^d \quad \text{III.37}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_Q}^n = K_{V_{sc}^d} \cdot \text{sign}(S(Q_s)) \quad \text{III.38}$$

$K_{V_{sc}^d}$: Constante positive

III.3.5 Surface de régulation du courant statorique sur l'axe q

Dans cette section, nous concevons les surfaces de glissement en fonction des références de courant de la commande statorique. Le but principal de cette conception est de produire un contrôle autonome des P_s et Q_{sp} générées et converties. En se référant aux équations (II.7) qui impliquent les tensions, nous pouvons déduire les expressions du courant de commande.

$$\begin{cases} \dot{I}_{sc}^q = \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^q - R_{sc} I_{sc}^q - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^d \right) \\ \dot{I}_{sc}^d = \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^d - R_{sc} I_{sc}^d - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^q \right) \end{cases} \quad \text{III.39}$$

III.3.6 Choix de la commande de surface glissement

La définition de l'erreur du courant statorique en quadrature I_{sc}^q est la suivante:

$$e = I_{sc}^{q_ref} - I_{sc}^q \quad \text{III.40}$$

La surfaces de glissement du courant statorique quadrature est défini par:

$$S(I_{sc}^q) = (I_{sc}^{q_ref} - I_{sc}^q) \quad \text{III.41}$$

Où , le courant $I_{sc}^{q_ref}$ est attendu de référence de puissance de commande :

Sa dérivée :

$$\dot{S}(I_{sc}^q) = \dot{I}_{sc}^{q_ref} - \dot{I}_{sc}^q \quad \text{III.42}$$

En remplaçant l'expression \dot{I}_{sc}^q de l'équation (III.17) par celle de l'équation (III.42), on aura :

$$\dot{S}(I_{sc}^q) = \dot{I}_{sc}^{q_ref} - \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^q - R_{sc} I_{sc}^q - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^d \right) \quad \text{III.43}$$

On prend :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc}^n \quad \text{III.44}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a:

$$S(I_{sc}^q) = 0; \dot{S}(I_{sc}^q) = 0; V_{sc_I_{sc}^q}^n = 0 \quad \text{III.45}$$

Ainsi, la commande correspondante est donnée par :

$$V_{sc}^{eq} = L_{sc} \dot{I}_{sc}^{q_ref} + L_{mc} \dot{I}_r + R_{sc} I_{sc}^q + \omega_c \psi_{sc}^d \quad \text{III.46}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_sc}^n = K_{V_{sc}^d} \cdot \text{sign}(S(I_{sc}^q)) \quad \text{III.47}$$

$K_{V_{sc}^d}$: Valeur positive constante

III.3.7 Surface de glissement du courant statorique

Dans cette section, nous concevons les surfaces de glissement en fonction des références de courant de la commande statorique. L'objectif principal de cette conception est d'atteindre un contrôle indépendant des puissances actives et réactives (P_s et Q_s) générées et converties. En se basant sur les équations (II.7) qui impliquent les tensions, nous pouvons extraire les expressions du courant de commande.

$$\begin{cases} \dot{I}_{sc}^q = \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^q - R_{sc} I_{sc}^q - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^d \right) \\ \dot{I}_{sc}^d = \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^d - R_{sc} I_{sc}^d - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^q \right) \end{cases} \quad \text{III.48}$$

III.3.8 Choix de la commande de surface glissement

La définition de l'erreur du courant statorique en quadrature I_{sc}^d est la suivante:

$$e = I_{sc}^{d_ref} - I_{sc}^d \quad \text{III.49}$$

La surfaces de glissement du courant statorique quadrature est défini par :

$$S(I_{sc}^d) = I_{sc}^{d_ref} - I_{sc}^d \quad \text{III.50}$$

Où le courant $I_{sc}^{q_ref}$ est attendu de référence de puissance de commande

Sa dérivée :

$$\dot{S}(I_{sc}^d) = \dot{I}_{sc}^{d_ref} - \dot{I}_{sc}^d \quad \text{III.51}$$

En remplaçant l'expression \dot{I}_{sc}^d de l'équation (III.17) par celle de l'équation (III.51), on obtient:

$$\dot{S}(I_{sc}^d) = \dot{I}_{sc}^{d_ref} - \frac{1}{L_{sc}} \left(V_{sc}^d - R_{sc} I_{sc}^d - L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^q \right) \quad \text{III.52}$$

On prend :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc}^n \quad \text{III.53}$$

Durant le SMC et en régime permanent, les équations suivantes s'appliquent:

$$S(I_{sc}^d) = 0; \dot{S}(I_{sc}^d) = 0; V_{sc_I_{sc}^d}^n = 0 \quad \text{III.54}$$

Par conséquent, la commande équivalente peut être exprimée de la manière suivante :

$$V_{sc}^{eq} = L_{sc} \dot{I}_{sc}^{d_ref} + L_{mc} \dot{I}_r + R_{sc} I_{sc}^d + \omega_c \psi_{sc}^q \quad \text{III.55}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_I_{sc}^d}^n = K_{V_{sc}^d} \cdot \text{sign}(S(I_{sc}^d)) \quad \text{III.56}$$

$K_{V_{sc}^d}$: Valeur positive constante.

La stratégie de contrôle FOSM (First Ordre Sliding Mode), élaborée pour réguler la puissance active et réactive de la MADASB, est illustrée à la Figure III.7 :

fonction discontinue, ce qui atténue les effets du chattering sans les éliminer complètement. Cependant, l'inconvénient majeur du STA est qu'il nécessite la connaissance des limites de gradient de la perturbation, ce qui peut être difficile à estimer dans de nombreux cas pratiques. Shtessel et al. (2010) ont réalisé des travaux dans ce domaine [11].

Contrairement aux autres contrôleurs de mode glissant du second ordre, le STA peut être appliqué à des systèmes généraux de tout ordre, où la commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement. Cette caractéristique le rend particulièrement adapté à un large éventail de systèmes. Asif Chalanga (2016) a également étudié et discuté l'utilisation de l'algorithme STA dans ses recherches [12].

Selon Levant (1993), l'algorithme de Super-Twisting (STA) a été introduit comme suit:

$$\begin{cases} \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(x, t) + \frac{\partial}{\partial t} S(x, t) f(x, t, u) \\ \ddot{S} = \varphi(t, x, u) + \gamma(t, x) \dot{V} \end{cases} \quad \text{III.57}$$

γ, φ : Sont des gains positives,

S : Surface de glissement,

III.4.2 La loi généralisée de l'algorithme de super-twisting est donnée comme suite

$$\begin{cases} U = U_1 + U_2 \\ U_1 = -\alpha |S|^{\Gamma} \text{sign}(S) \quad K \in]0;0.5[\\ \dot{U}_2 = -\beta \text{sign}(S) \end{cases} \quad \text{III.58}$$

Où, U est le vecteur de contrôle, $U_1; U_2$ sont les vecteurs de contrôle équivalent. Les conditions suffisantes pour une convergence rapide vers la surface de glissement sont les suivants:

$$\alpha > \frac{H}{\Gamma_m} > 0, \beta^2 \leq \frac{4H\Gamma_m(\alpha + H)}{\Gamma_m^3(\alpha - H)}, 0 < K < 0.5 \quad \text{III.59}$$

$\alpha; \beta$ sont les gains positifs, S est la surface de glissement.

III.4.2.1 Surface de glissement de la puissance active statorique

La dérivation de l'équation (II.24) nous amène à:

$$\ddot{S}(P_s) = \ddot{P}_{s_ref} - V_s \left[-\delta_4 \ddot{\psi}_r + \frac{\delta_1}{L_{sc}} \left(\dot{V}_{sc} - R_{sc} \dot{I}_{sc} - L_{mc} \ddot{I}_r - \omega_c \dot{\psi}_{sc} \right) \right] \quad \text{III.60}$$

En remplaçant la formule de \dot{I}_{sc} de l'équation (III.48) dans l'équation (III.60), on aura :

$$\ddot{S}(P_s) = \ddot{P}_{s_ref} + \underbrace{V_s \delta_4 \ddot{\psi}_r - K_1 L_{mc} \ddot{I}_r - K_1 \omega_c \dot{\psi}_{sc} + K_2 V_{sc}^d - K_2 R_{sc} I_{sc}^q - K_2 L_{mc} \dot{I}_r - K_2 \omega_c \dot{\psi}_{sc}^d}_{\varphi(t,x,u)} - \underbrace{K_1 \dot{V}_{sc}}_{\gamma(t,x)} \quad \text{III.61}$$

Avec:

$$K_1 = \frac{V_s \delta_1}{L_{sc}}; K_2 = K_1 \frac{R_{sc}}{L_{sc}} \quad \text{III.62}$$

$$0 < \Gamma_m \leq \gamma(t,x) \leq \Gamma_M \text{ et } |\varphi(t,x,t)| \leq H \quad \text{III.63}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_P}^{qn} = -\alpha_1 \left| S_{P_s} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{P_s}) - \beta_1 \int \text{sign}(S_{P_s}) dt \quad \text{III.64}$$

α_1 et β_1 sont des constantes positives.

III.4.2.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique

La dérivée de l'équation (II.34) est la suivante :

$$\ddot{S}(Q_s) = \ddot{Q}_{s_ref} - V_s \left[-\delta_4 \ddot{\psi}_r + \frac{\delta_1}{L_{sc}} \left(\dot{V}_{sc} - R_{sc} \dot{I}_{sc} - L_{mc} \ddot{I}_r - \omega_c \dot{\psi}_{sc} \right) \right] \quad \text{III.65}$$

En remplaçant la formule \dot{I}_{sc} de l'équation (IV.29) par celle de l'équation (IV.76), on obtient :

$$\ddot{S}(Q_s) = \underbrace{\ddot{Q}_{s_ref} + V_s \delta_4 \dot{\psi}_r - K_1 L_{mc} \ddot{I}_r - K_2 R_{sc} I_{sc}^d - K_1 \omega_c \dot{\psi}_{sc} - K_2 L_{mc} \dot{I}_r - K_2 \omega_c \psi_{sc}^q + K_2 V_{sc}^q}_{\varphi(t,x,u)} - \underbrace{K_1 \dot{V}_{sc}}_{\gamma(t,x)} \quad \text{III.65}$$

Avec:

$$K_1 = \frac{V_s \delta_1}{L_{sc}}; K_2 = K_1 \frac{R_{sc}}{L_{sc}} \quad \text{III.66}$$

$$0 < \Gamma_m \leq \gamma(t,x) \leq \Gamma_M \text{ et } |\varphi(t,x,t)| \leq H \quad \text{III.67}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_Q}^{dn} = -\alpha_1 \left| S_{Q_s} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{Q_s}) - \beta_1 \int \text{sign}(S_{Q_s}) dt \quad \text{III.68}$$

α_1 et β_1 sont des constantes positives.

III.4.2.3 Surface de glissement du courant rotorique quadrature

La dérivation de l'équation (IV.49), nous amène à:

$$\ddot{S}(I_{sc}^q) = \ddot{I}_{sc}^{q_ref} - \frac{1}{L_{sc}} \left(\dot{V}_{sc}^q - R_{sc} \dot{I}_{sc}^q - L_{mc} \ddot{I}_r - \omega_c \dot{\psi}_{sc}^d \right) \quad \text{III.69}$$

En remplaçant la formule de \dot{I}_{sc}^q de l'équation (III.17) dans l'équation (III.69), on trouve :

$$\ddot{S}(I_{sc}^q) = \underbrace{\ddot{I}_{sc}^{q_ref} - K_2 R_{sc} I_{sc}^q - K_2 L_{mc} \dot{I}_r - K_2 \omega_c \psi_{sc}^d + K_1 L_{mc} \ddot{I}_r - K_1 \omega_c \dot{\psi}_{sc}^d + K_2 V_{sc}^q}_{\varphi(t,x,u)} - \underbrace{K_1 \dot{V}_{sc}^q}_{\gamma(t,x)} \quad \text{III.70}$$

Avec:

$$K_1 = \frac{1}{L_{sc}}; K_2 = K_1 \frac{R_{sc}}{L_{sc}} \quad \text{III.71}$$

$$0 < \Gamma_m \leq \gamma(t, x) \leq \Gamma_M \text{ et } |\varphi(t, x, t)| \leq H \quad \text{III.72}$$

Par conséquent :

$$V_{sc-I_{sc}^q}^n = -\alpha_1 \left| S_{I_{sc}^q} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{I_{sc}^q}) - \beta_1 \int \text{sign}(S_{I_{sc}^q}) dt \quad \text{III.73}$$

α_1 et β_1 sont des constantes positives.

III.4.2.4 Surface de glissement du courant rotorique quadrature :

La dérivation de l'équation (III.52) nous amène à :

$$\ddot{S}(I_{sc}^d) = \ddot{I}_{sc}^{d_ref} - \frac{1}{L_{sc}} \left(\dot{V}_{sc}^d - R_{sc} \dot{I}_{sc}^d - L_{mc} \ddot{I}_r^d - \omega_c \dot{\Psi}_{sc}^q \right) \quad \text{III.74}$$

En remplaçant l'expression de \dot{I}_{sc}^d de l'équation (III.17) dans l'équation (III.74), nous obtenons

$$\ddot{S}(I_{sc}^d) = \ddot{I}_{sc}^{d_ref} - \underbrace{K_2 R_{sc} \dot{I}_{sc}^d - K_2 L_{mc} \dot{I}_r^d - K_2 \omega_c \dot{\Psi}_{sc}^q + K_1 L_{mc} \dot{I}_r^d - K_1 \omega_c \dot{\Psi}_{sc}^q + K_2 V_{sc}^d}_{\varphi(t, x, u)} - \underbrace{K_1 \dot{V}_{sc}^d}_{\gamma(t, x)} \quad \text{III.75}$$

Avec:

$$K_1 = \frac{1}{L_{sc}}; K_2 = K_1 \frac{R_{sc}}{L_{sc}} \quad \text{III.76}$$

$$0 < \Gamma_m \leq \gamma(t, x) \leq \Gamma_M \text{ et } |\varphi(t, x, t)| \leq H \quad \text{III.77}$$

Par conséquent :

$$V_{sc_I_{sc}}^n = -\alpha_1 \left| S_{I_{sc}}^d \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{I_{sc}}^d) - \beta_1 \int \text{sign}(S_{I_{sc}}^d) dt$$

III.78

α_1 et β_1 sont des constantes positives.

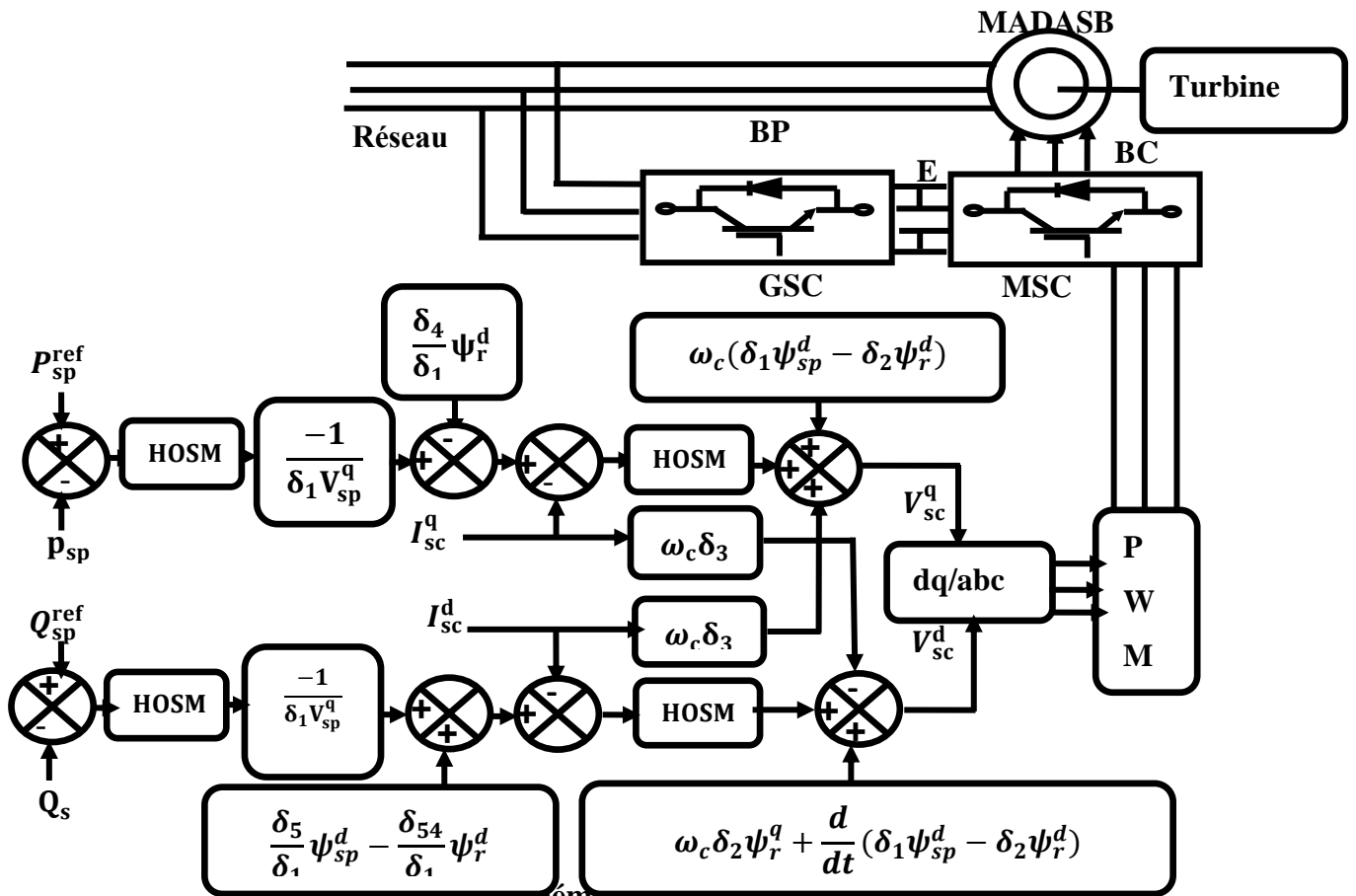


Figure III. 9. Schéma de commande avancée par HOSMC.

III.5 Résultats de Simulation de la commande FOSM et HOSM

Les résultats de la simulation permettent de comparer les courbes obtenues en utilisant deux stratégies de commande distinctes : (FOSM) et (HOSM). Différentes méthodes de contrôle de la puissance ont été traitées et modélisées à l'aide du logiciel MatLab/Simulink, dans des conditions de test similaires, sur un système de conversion d'énergie éolienne faisant appel à la MADASB et alimenté par un onduleur SVM.

Les résultats de simulation sans variation paramétrique apparaîtront dans les figures suivantes:

La Figure III.10 illustre la courbe de la puissance active générée par la GADA en utilisant les deux méthodes de control, FOSM et HOSM. Notre étude démontre une amélioration notable de la commande des puissances active et réactive par HOSM mieux que FOSM. Les puissances réactives du stator, comme le montre la Figure III.12, suivant les valeurs de référence. Il est clair que la stratégie de commande HOSM présente des performances supérieures à celle de FOSM.

La Figure III.14 présente la tension et les courants du stator de la phase A, qui sont sinusoïdaux et en opposition de phase. Le courant suit les variations de P_s , dépend de la vitesse du vent variable. Une observation importante est l'atténuation significative des ondulations observée avec le contrôleur HOSMC par rapport à FOSM.

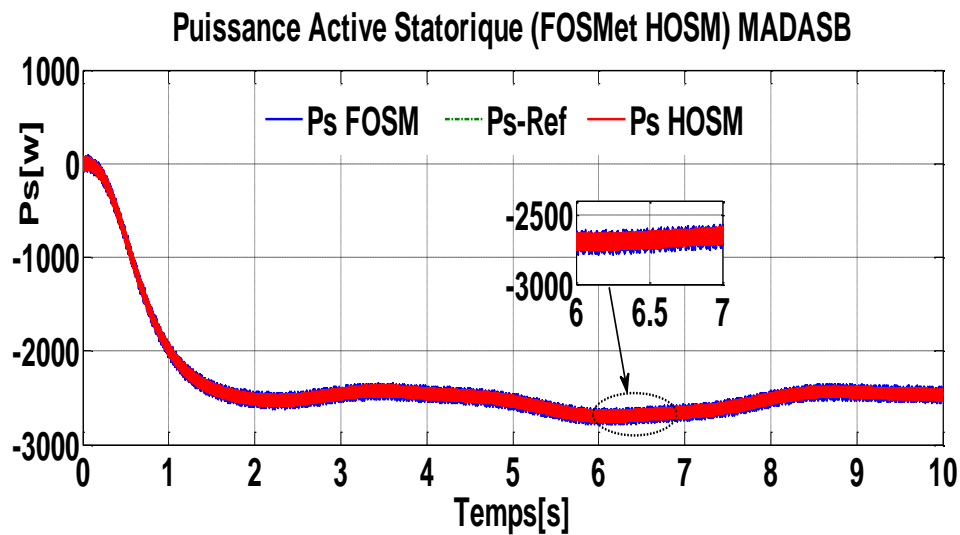


Figure III. 10: Analyse de la puissance active statorique avec FOSM et HOSM

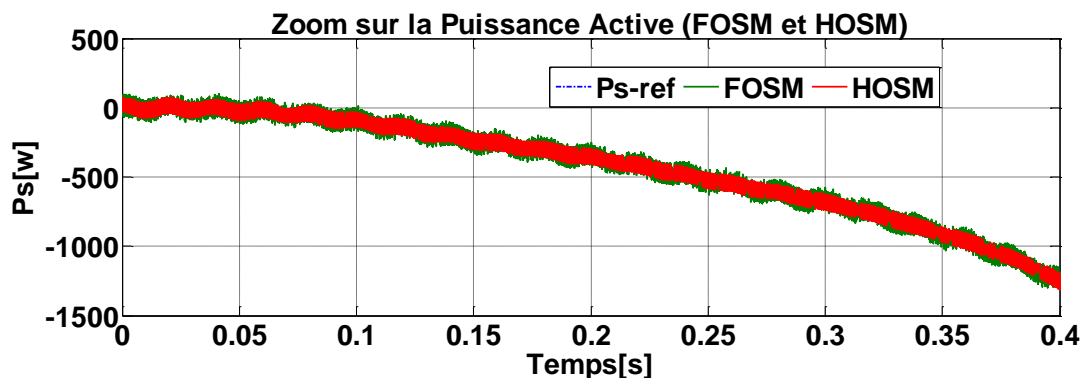


Figure III. 11: Analyse comparative de la réponse de la puissance active avec FOSM et HOSM

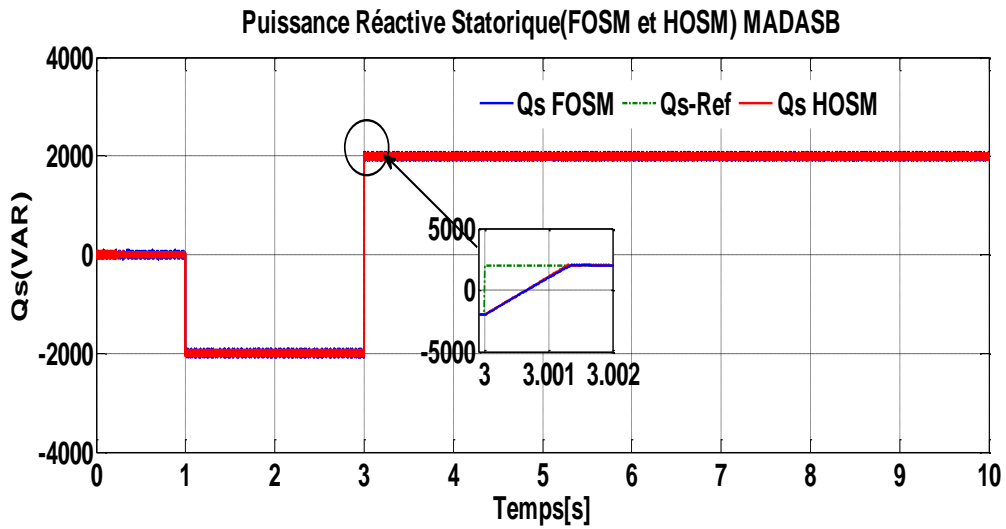


Figure III 12: Comparaison de la puissance réactive statorique avec FOSM et HOSM.

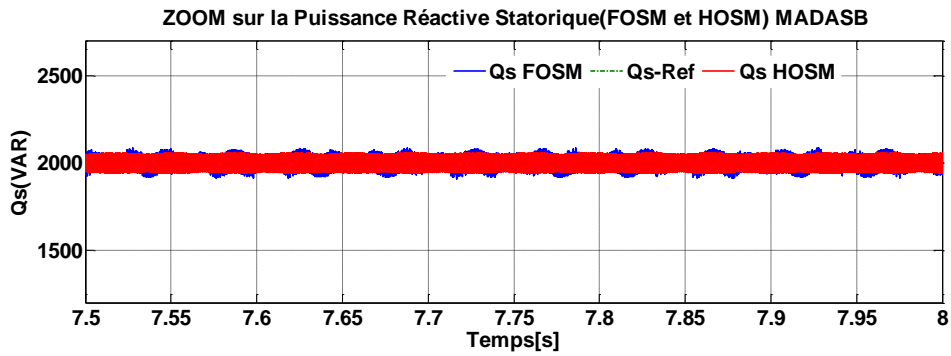


Figure III 13: Zoom sur la réponse de la puissance réactive (FOSM et HOSM).

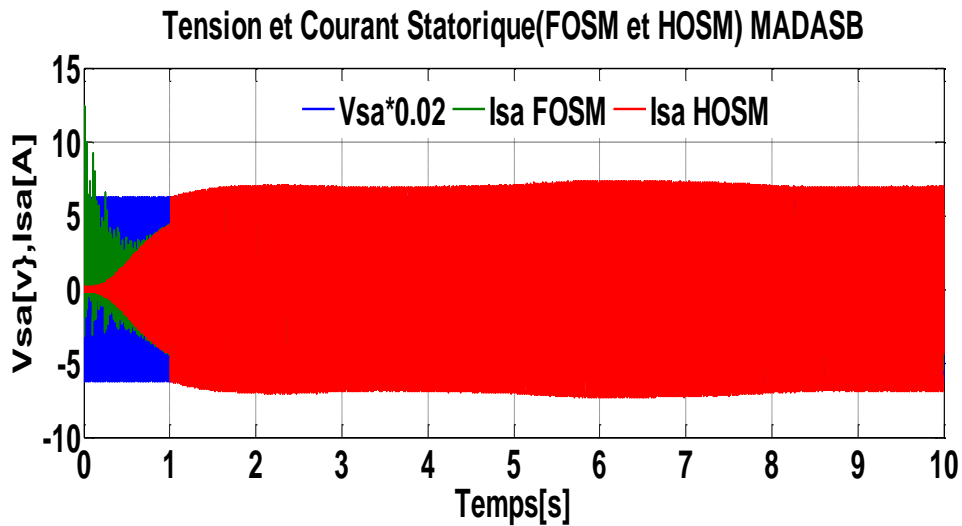


Figure III 14: Courant et tension statorique pour (FOSM et HOSM).

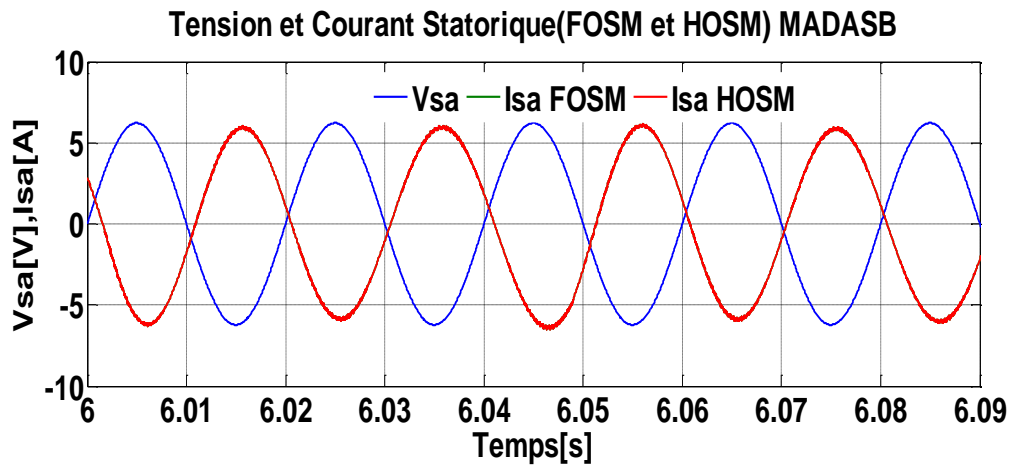


Figure III 15: Zoom ducourant et tension statorique pour (FOSM et HOSM

Pour juger l'efficacité de la méthode de contrôle avancée, une analyse spectrale des harmoniques (THD du courant statorique a été réalisée pour les deux méthodes de contrôle (FOSM et HOSM). Les résultats de cette analyse sont donnés dans la Figure III.17 (a) et (b)

Il est clairement observé que la distorsion harmonique totale (THD) du courant statorique Les résultats de la méthode FOSM surpasse ceux de la méthode HOSM. Cette différence indique que l'algorithme suggéré (HOSM) Fournit des performances supérieures en termes de réduction du THD, ce qui donne un indice sur l'amélioration de la qualité du courant statorique.

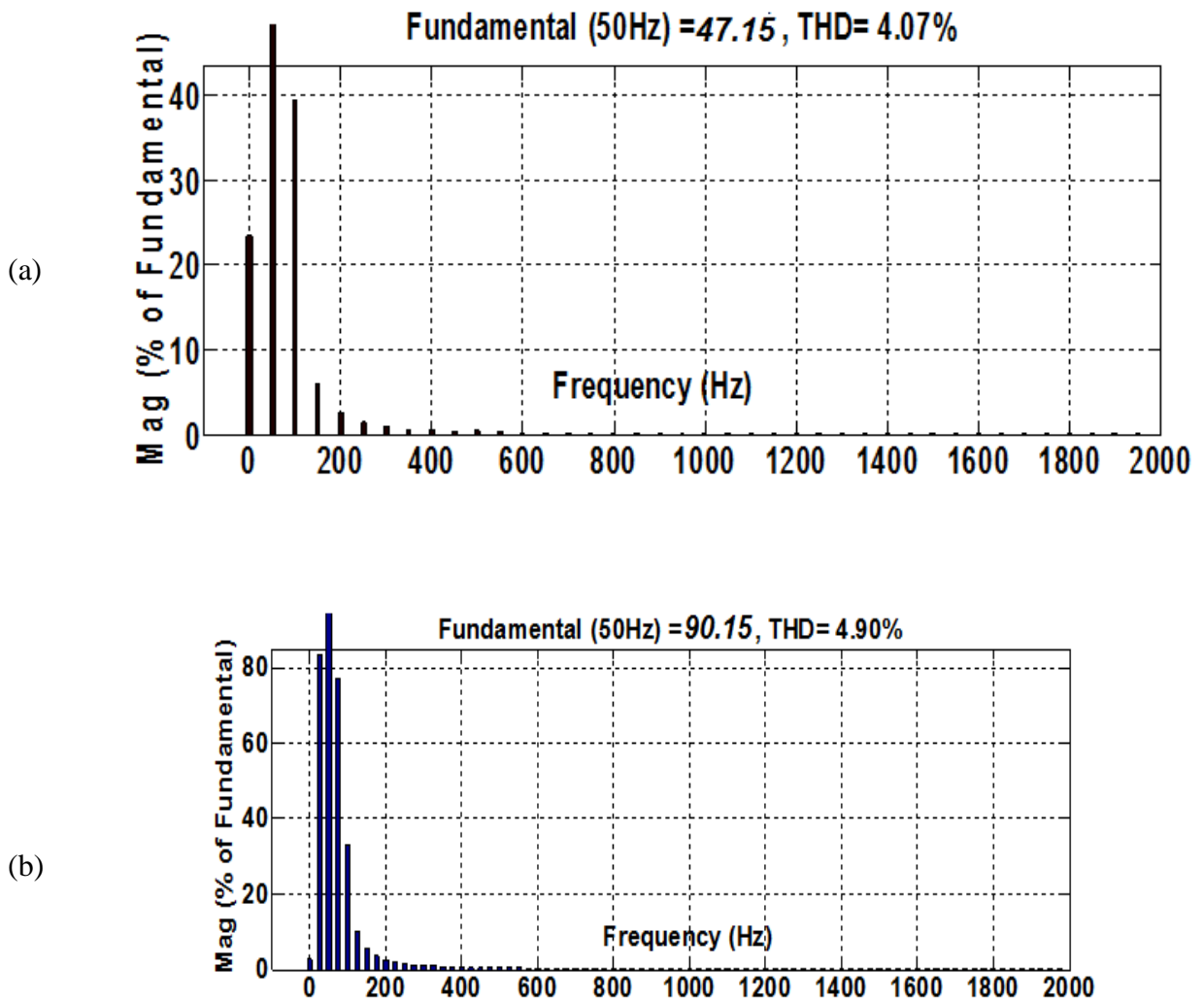


Figure III 16: Analyse de la transformation de Fourier du courant statorique, (a) avec FOSM-SVM, (b) avec HOSM-SVM.

III.5.2 Résultats de simulation avec variations paramétriques

Pour démontrer l'adaptabilité du schéma de commande proposé aux variations paramétriques, nous avons introduit des variations de 50% de la résistance du stator de commande au temps $t=4s$. Les réponses obtenues sont présentées dans les figures III.18 et III.20.

Certes la dynamique de suivi des points de consigne ainsi que le découplage de la machine ne sont pas affectés par ces variations. Cela démontre l'adaptabilité des contrôles proposés (FOSM et HOSM) face à ces variations paramétriques, ce qui fait apparaître l'efficacité du schéma de commande dans des conditions de variation des paramètres.

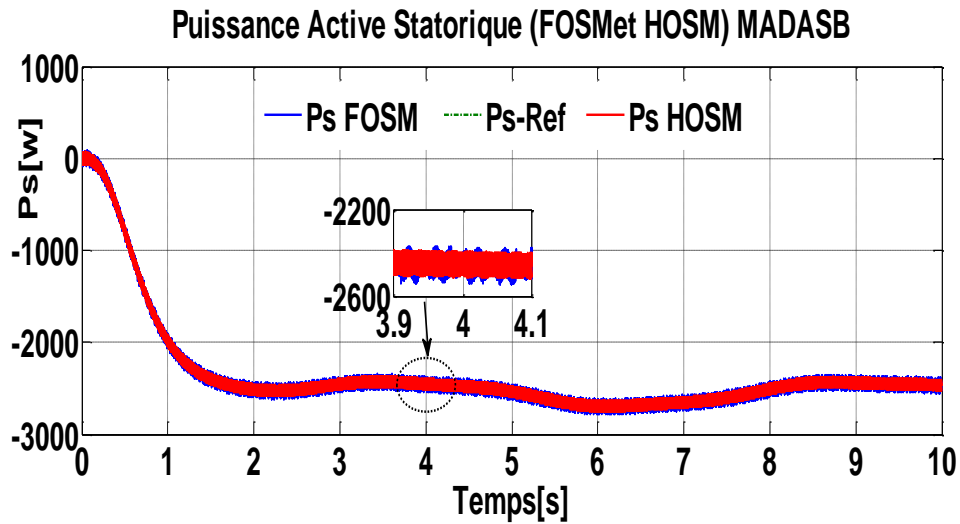


Figure III 17: Résultat de simulation de P_s avec des fluctuations de la résistance et de l'inductance du rotor

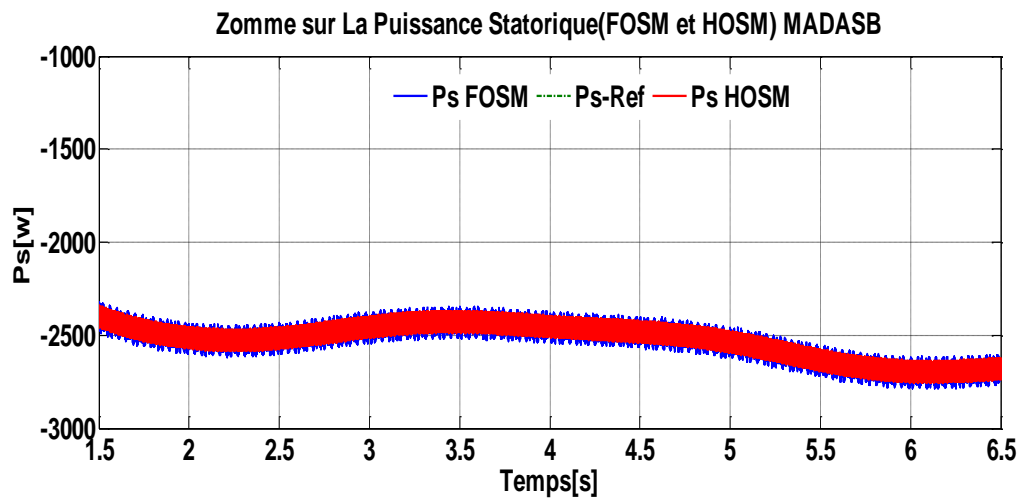


Figure III 18: Comparaison de la réponse de la puissance active avec des fluctuations de paramètres par les méthodes de régulation FOSM et HOSM

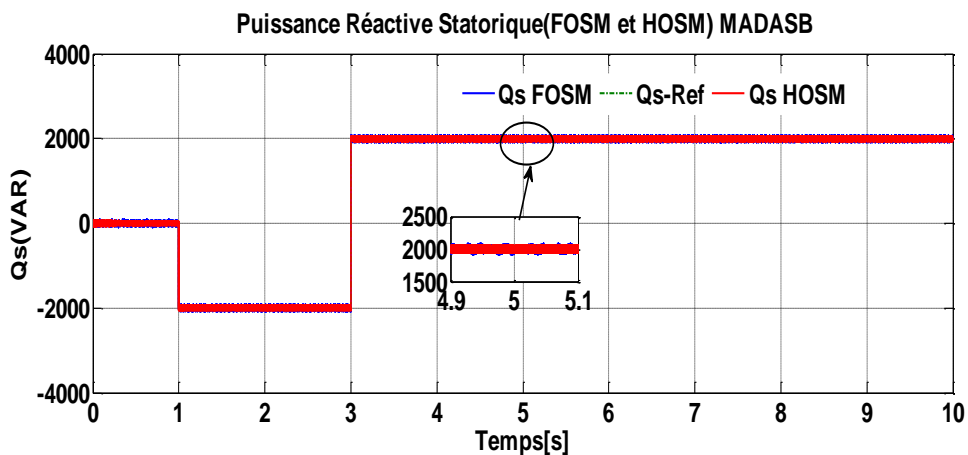


Figure III 19: Résultat de simulation de P_s avec des fluctuations de la résistance et de l'inductance du rotor.

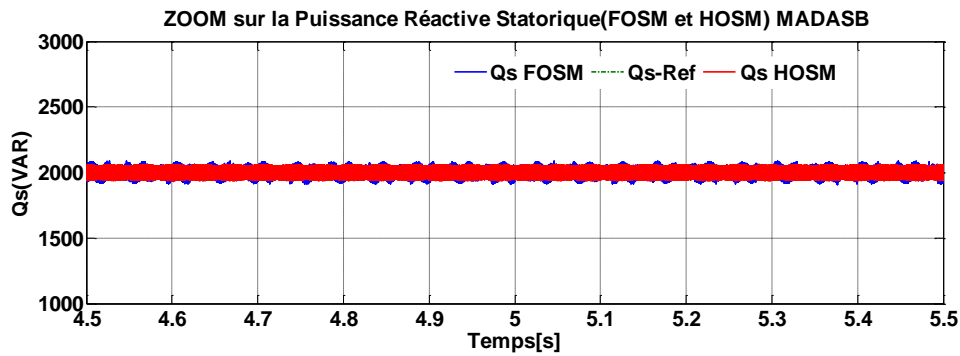


Figure III 19: Analyse comparative de la réponse de la puissance réactive aux variations de paramètres par les méthodes de régulation FOSM et HOSM

Le tableau II.1 illustre une évaluation quantitative complète des deux approches de contrôle de puissance. Une comparaison détaillée entre ces techniques met en évidence clairement les avantages du schéma proposé (HOSM). Cette approche se distingue par sa capacité à réduire de manière significative le phénomène de chattering, tout en offrant une réponse transitoire optimale. Les résultats obtenus confirment l'excellence de cette stratégie, en termes de performances et de qualité de contrôle.

Approche	FOSM	HOSM
Robustesse aux changements de paramètres.	Faible	Faible
Spectre harmonique du courant de stator	Moyen	Faible
Chattering	Réduction significative des effets du chattering	Minimisation du chattering.
Comparaison de la performance transitoire de Ps dans les deux méthodes de contrôle.	Réponse rapide et réduction du temps de stabilisation	Réponse rapide et réduction du temps de stabilisation
Temps de montée de la puissance active	$2.6 * 10^{-3} \text{ s}$	$7.32 * 10^{-4} \text{ s}$
Performance transitoire de la puissance réactive	Réponse rapide et réduction du temps de stabilisation.	Réponse rapide et réduction du temps de stabilisation.
Comparaison du temps de montée Ps	$2.7 * 10^{-3} \text{ s}$	$2.6 * 10^{-3} \text{ s}$

Tab III 1: Analyse comparative des performances des deux approches de régulation.

Conclusion

La SMC est largement utilisée dans divers domaines à cause de ses caractéristiques remarquables, telles qu'une performance élevée et offre une meilleure commande de la puissance active et réactive produit par le générateur. Cette méthode se distingue par son insensibilité à certaines perturbations externes et aux variations des paramètres. Cependant, le contrôleur par mode glissant de premier ordre (FOSM) présente Un désavantage significatif lié à cause de l'impact du chattering engendré par la rupture dans la section de contrôle.

Pour résoudre cette problématique et optimiser les performances du régulateur par SMC, une approche prometteuse consiste à utiliser la commande par mode glissant d'ordre supérieur avec l'algorithme du super-twisting. Les deux techniques de contrôle adaptatif, FOSM et HOSM, ont été soumises à des tests en modifiant les paramètres du système, afin d'évaluer leur robustesse. Les résultats obtenus ont clairement démontré la grande robustesse de ces techniques face à de telles variations.

En utilisant la commande HOSM, l'effet du chattering est considérablement réduit, ce qui permet d'obtenir des réponses plus précises et plus fluides. De plus, ces techniques offrent une meilleure résistance aux perturbations externes et aux variations des paramètres, ce qui garantit une stabilité et une performance élevées du système.

Il est important de noter que l'adoption de ces techniques de contrôle adaptatif nécessite une compréhension approfondie des concepts sous-jacents et une mise en œuvre précise. Cependant, les résultats obtenus confirment l'efficacité de ces approches et justifient leur utilisation pour améliorer le fonctionnement des systèmes de contrôle de puissance.

Référence

- [1] **LOUCIF. MOURAD**,«Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur>>. Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2016.
- [2] **HAMIDI. MOHAMED**, Contribution au contrôle intelligent de la machine synchrone à aimant permanents>>. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf -M'sila.2018
- [3] **AMMAR. Abdelkrim**,» Étude et commande d'une machine asynchrone double étoile>>. Thèse de Magistère, Université de Tlemcen , 2018.
- [4] **CHABOUNI. Ilyas**,» BOUHLALI, Nasr Eddine. La commande par mode glissante d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents>>. Thèse de doctorat Université Akli Mouhand Oulhadj-Bouira. 2018.
- [5] **ABDERREZEK**, «Hadjer. Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires>>. Thèse de doctorat. Université Stif. 2015.
- [6] **Dendouga**, «Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)», Thèse de Doctorat, Université Batna, 2010.
- [7] **Chaiba**, «Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de Doctorat, Université Batna, 2010.
- [8] **Kairous, Djilali**,» Contribution à la commande robuste d'une GADA utilisée dans un système de conversion d'énergie éolienne>>. Université du Québec à Chicoutimi, 2019.
- [9] **AICHI, Bilel; BOURAHLA, Mohamed; KENDOUCI, Khedidja**. «Real-time hybrid control of induction motor using sliding mode and pi anti-windup>>. In: 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). IEEE, 2018. p. 1-6.
- [10] **Azzedine, BELHOUANE., and MERZOUGUI**.»Walid. Etude Comparative Entre Différentes Techniques de Commandes Appliquées à la Machine Asynchrone>.UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2019.
- [11] **R. Abdessamed**, «Modélisation et simulation des machines électriques», Ellipses. S. A. 2011.
- [12]**Beltran**, «Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation: du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur», Thèse de doctorat, Université De Bretagne Occidentale, 2010.

Chapitre IV

Commande par Mode

Glissant Floue de la

MADASB

Introduction

Comme mentionné dans le chapitre III, le phénomène de vibration résiduelle, également appelé chattering, représente le désavantage principal des méthodes de commande par le SMC. Cela pourrait détériorer les actionneurs en raison d'oscillations excessives et affecter le fonctionnement ainsi que les fiabilités du système. Afin d'éliminer ce phénomène de chattering, on propose une commande novatrice : la commande par FSMS. À partir de cette méthode, on peut combiner les avantages des deux techniques existantes et assurer un réglage précis des P s et Q s fournis par le système MADASB. En utilisant la logique floue, cette approche permet d'atténuer les oscillations indésirables et d'améliorer la stabilité et les performances globales du système. Dans cette approche, nous remplaçons la fonction traditionnelle de signe par un système d'inférence floue. Cela permet de lisser l'action de commande en évitant les transitions abruptes et les variations rapides. En prenant en compte la granularité des valeurs d'entrée grâce à la logique floue, nous parvenons à une commande plus douce et progressive. Ainsi, cette approche contribue à réduire les effets indésirables tels que le chattering [1].

IV.2 Principe général du contrôle à logique floue

La commande floue s'appuie sur la théorie des ensembles flous pour résoudre les problèmes de commande de processus en tirant parti des connaissances formulées de manière linguistique. Elle permet de modéliser des concepts et des connaissances imprécises et incertaines du langage naturel, dépassant ainsi les limites de la théorie des ensembles classiques. Son objectif est de prendre des décisions basées sur ces connaissances floues afin d'obtenir un contrôle adaptatif et robuste des processus [2].

IV.3 Configuration d'un contrôleur flou

En général, l'utilisation de la FL à un problème se fait en trois étapes principales, telles que représentées dans le schéma d'un contrôleur flou présenté dans la Figure IV.1. Ces étapes comprennent la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

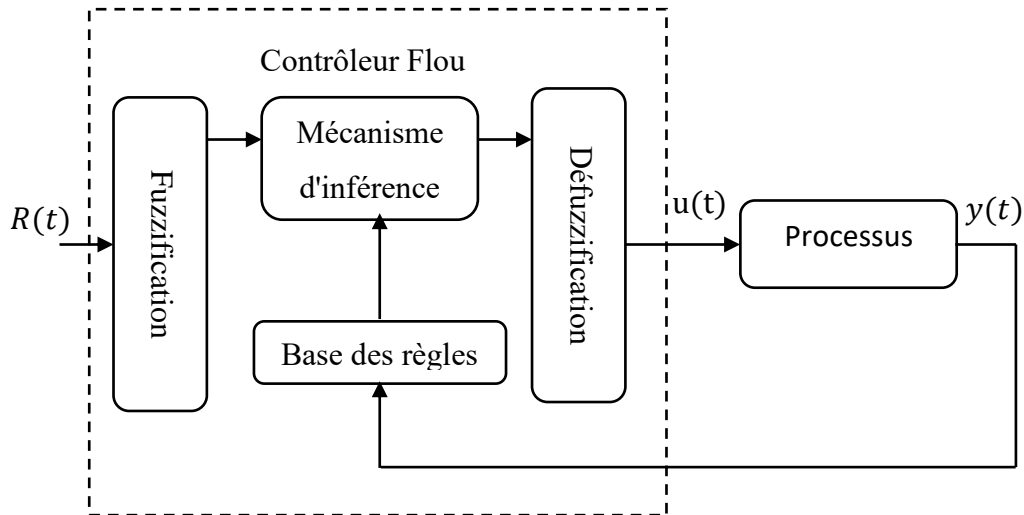


Figure IV. 1: Schéma fondamentale d'un régulateur flou

$R(t)$:est le signal de référence ;
 $u(t)$:est le signal de commande ;
 $y(t)$: sortie de système à commander ;.

IV.3.1 Fuzzification

La fuzzification est le processus par lequel chaque variable d'entrée est associée à une mesure d'appartenance pour chaque sous-ensemble flou correspondant. Elle permet de convertir des valeurs numériques précises en variables symboliques floues. Ainsi, au lieu d'utiliser des valeurs numériques exactes, la fuzzification représente les entrées du système de manière linguistique en utilisant des ensembles flous. Cela permet de considérer l'incertitude et la subjectivité associées aux variables d'entrée, en les exprimant sous forme de termes linguistiques tels que "faible", "moyen" ou "élevé". Cette approche facilite la modélisation du raisonnement flou et de la logique floue dans le système de contrôle [3].

V.3.2 Les règles de base

Ce bloc joue un rôle essentiel en tant que base de connaissances qui capture l'expertise et le compétence de l'opérateur concernant le réaction du système. Il contient toutes les informations et connaissances spécifiques au domaine d'application, ainsi que les objectifs de commande souhaités. Sa fonction principale est d'identifier le signal de sortie flou du contrôleur en exprimant le rapport reliant les variables entre les variables d'entrée converties en variables linguistiques et les variables de sortie également transformées en variables linguistiques. Il est composé d'un ensemble de règles formulées sous la forme "Si ... Alors". En résumé, il représente un ensemble de règles floues qui guident la prise de décision du contrôleur [4].

IV.3.3. Défuzzification

En résumé, la défuzzification consiste à convertir les valeurs de sortie qui sont représentées dans un domaine flou en des valeurs numériques réelles afin d'obtenir une valeur de sortie concrète. Cette étape permet de quantifier de manière précise les informations floues fournies par le système de contrôle. Plusieurs méthodes de défuzzification sont utilisées, telles que la méthode du maximum, la méthode de la moyenne des maximas, la méthode du centre de gravité et la méthode des hauteurs pondérées.

IV.3.4. La technique du maximum

La méthode de défuzzification basée sur le maximum consiste à prendre en considération uniquement la règle qui présente le degré de validité le plus élevé pour chaque sortie. Cependant, cette technique est rarement utilisée car elle présente des inconvénients lorsque plusieurs valeurs ont une fonction d'appartenance résultante maximale.

IV.3.5. La technique de la moyenne pondérée

Le processus de défuzzification consiste à examiner l'ensemble flou dans lequel la fonction d'appartenance atteint sa valeur maximale, puis à calculer la moyenne de ces données pour obtenir le résultat de défuzzification.

IV.3.6. La technique du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est considérée comme étant la plus performante et donne de bons résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie en utilisant la relation suivante

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad \text{IV.1}$$

L'intégrale dans le dénominateur représente la surface, tandis que l'intégrale dans le numérateur correspond au moment de cette surface [4].

IV.3.7. La technique des hauteurs pondérées

Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^K(x)$ en μ^{-K} et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$x = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_B^K(\bar{x}) x^{-K}}{\sum_{K=1}^M \mu_B^K(\bar{x})} \quad \text{IV.2}$$

La formule mentionnée précédemment permet de calculer le centre de gravité μ^{-K} de l'ensemble flou B^K . Elle est simple à utiliser, cependant, il convient de noter son principal inconvénient : elle néglige l'intégralité de la forme de la fonction d'appartenance. En se limitant au centre x^{-K} du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, elle ne tient pas compte de sa largeur ou étroitesse. Cette limitation peut entraîner une perte d'informations significative, notamment lorsqu'il y a des variations importantes dans la fonction d'appartenance [5].

IV.4 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue

✓ **Avantages :**

- La théorie est simple et s'applique aux systèmes complexes
- Il n'y a pas de modèles mathématiques du processus d'asservissement
- Fiabilité du contrôle diffus par rapport aux incertitudes
- Capacités de contrôle auto-adaptatives pour gérer les variations

✓ **Inconvénients :**

- Essentiellement une technique d'ajustement empirique;
- La productivité dépend de l'expérience;
- Aucune théorie générale ne caractérise strictement la stabilité, fiabilité, etc

IV.5 Commande par logique floue de la MADASB

Le contrôleur flou est essentiellement un tracé d'entrée / sortie au système non linéaire statique, l'action du contrôleur peut être écrite sous la forme [5]:

$$U = k_e \cdot e + k_{\Delta e} \cdot \Delta e$$

IV.3

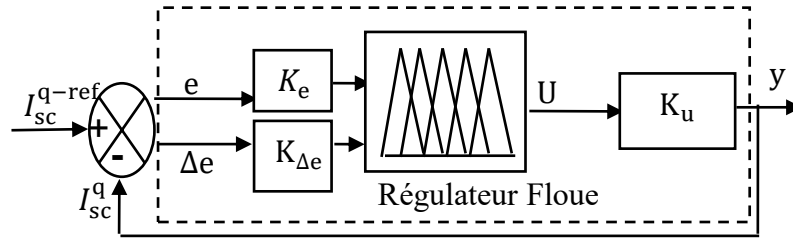


Figure IV. 2: Structure interne d'un régulateur floue

La figure ci-dessus représente le système de commande floue, qui comprend (le contrôleur flou, CF) et du processus sous contrôle. Le CF est constitué de plusieurs composants essentiels.

- Un module destiné au calcul de l'évolution temporelle de l'erreur.(Δe) est inclus.
- Les coefficients d'échelle associés à l'erreur, à sa dérivée et à la commande sont évalués.
- Un module de fuzzification pour l'erreur et sa variation
- Instruction de FC.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc d'intégrateur.

La méthode de contrôle est décrite par une matrice d'inférence similaire à celle du tableau IV.1.

ce \ e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tab IV. 1: Matrice d'inférence des règles floues

- Négative Grande NG ➤ Négative Moyenne NM ➤ Négative Petite NP ➤ Zéro ZE
- Positive Petite PP ➤ Positive Moyenne PM ➤ Positive Grande PG

La Figure IV.3, 4 et 5 présentent l'utilisation de fonctions d'appartenance triangulaires, de formes trapézoïdales et d'ensembles de distribution floue symétriques, non équidistants selon notre choix.

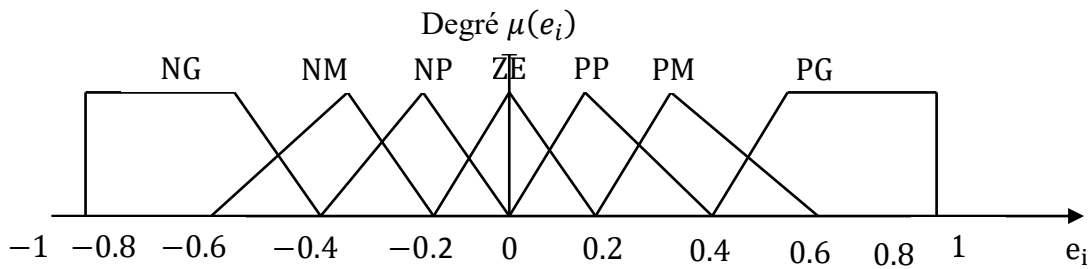


Figure IV. 3: Fonctions d'appartenance de l'entrée 1 de la fonction floue

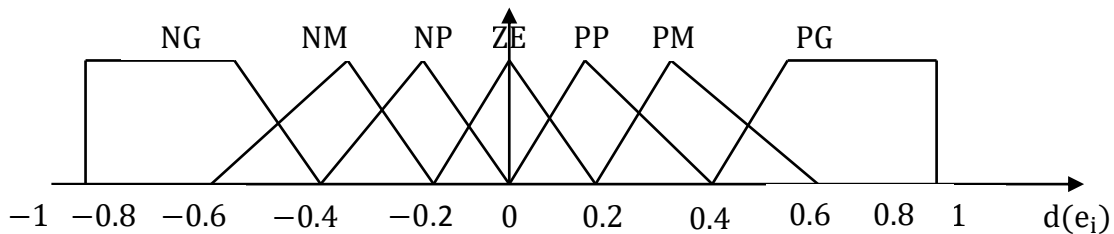


Figure IV. 4: Fonctions d'appartenance de l'entrée 2 de la fonction floue

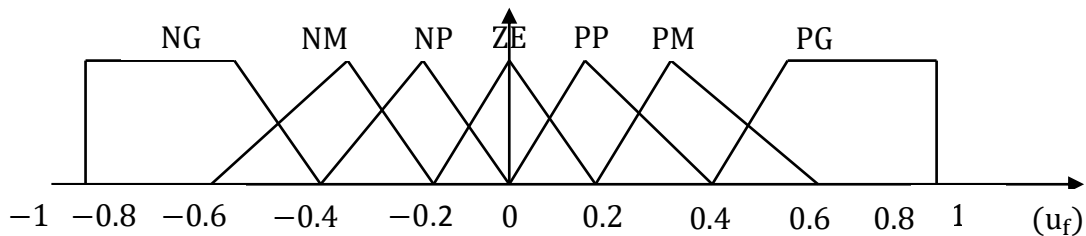


Figure IV. 5: Fonctions d'appartenance de la sortie de la fonction floue

IV. 6 Structure générale d'un contrôleur glissant-flou

Le remplacement des régulateurs de puissance active et réactive par FSMC .Cela permet d'atteindre une régulation de haute performance et de grande robustesse. Le CMGF est composé d'une partie de commande équivalente et d'une partie de commande floue, comme illustré dans la figure IV.5. Ces parties sont combinées pour garantir la stabilité et la robustesse du système. La stratégie de control basée sur la FL est utilisée pour éliminer le chattering, qui est une oscillation indésirable [6].

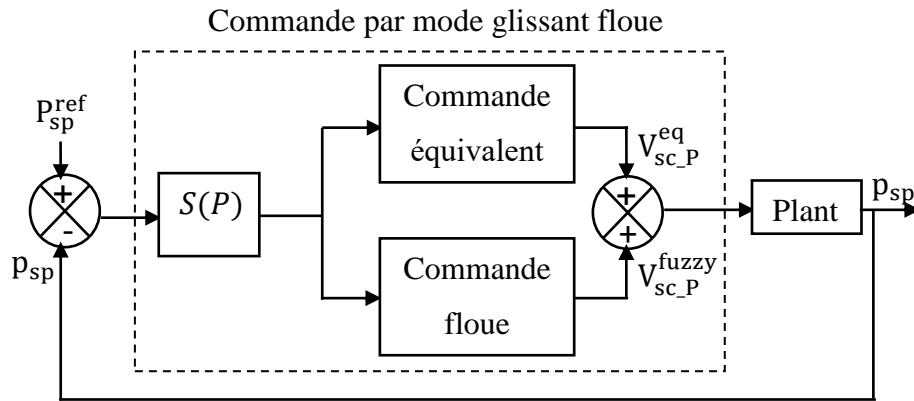


Figure IV. 5: Diagramme principal de commande par FSMC

IV.7 Application de la commande par mode de glissement floue d'ordre 1 sur la MADASB

Commande par mode glissant flou FFOSMC est un développement hybride de contrôle de mode glissant et de contrôle de logique floue, où le contrôleur de commutation terme $k(\sin(x))$, a été remplacé par un système flou d'inférence [7-8].

$$U = U^{eq} + U^{fuzzy} \quad \text{IV.4}$$

Pour les variables d'entrée (surface glissante) et pour les variables de sortie ($I_{sc_I_{sc}}^{fuzzy}, I_{sc_I_{sc}}^{fuzzy}, V_{sc_P_s}^{fuzzy}, V_{sc_Q_s}^{fuzzy}$) les ensembles flous ont été définis comme suit: Négative Grande NG, Négative Moyenne NM, Zéro ZE, Positive Moyenne PM et Positive Grande PG.

Dans le cadre de cette approche, la commande glissante floue est mise en œuvre en utilisant un système logique flou de type Mamdani. L'agrégation des valeurs floues se fait à l'aide de l'opérateur max. La défuzzification de la sortie de contrôle est réalisée en utilisant la méthode du centre de gravité, permettant d'obtenir une valeur concrète. Les fonctions d'appartenance employées sont de type triangulaire, comme représenté dans la figure IV.7.

Les règles de base du FFOSMC sont indiquées dans le tableau IV.2.

Entrée floue $s(x)$	NG	NM	ZE	PM	PG
Sortie floue $V_{sc_P_s}^{fuzzy}; I_{sc_Q_s}^{fuzzy}$	Négative Grande	Négative Moyenne	Zéro	Positive Moyenne	Positive Grande

Tableau IV.2 : La base des règles de FFOSMC

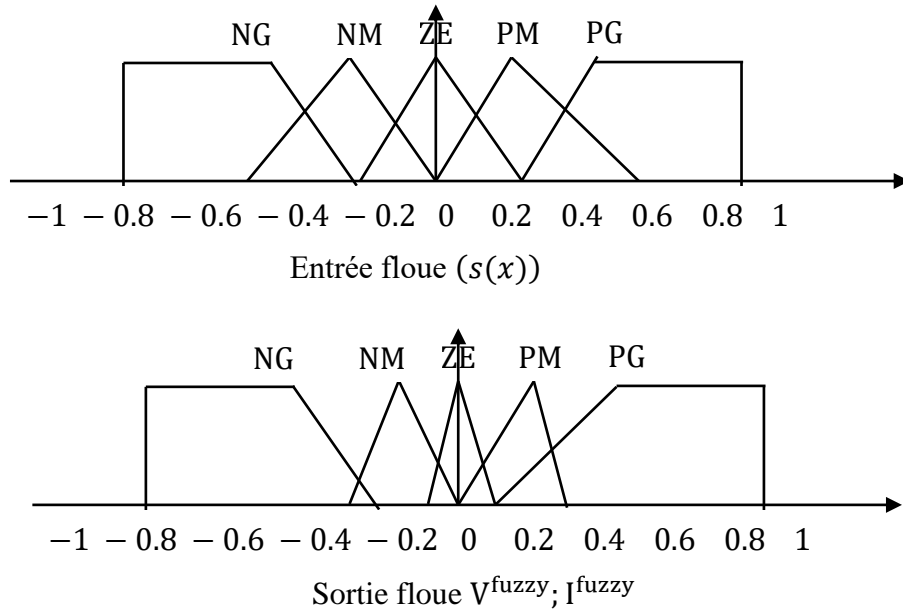


Figure IV. 6: Les fonctions d'appartenance de commande par mode glissant-floue

IV.8.1 Surface de glissement de la puissance active statorique par FFOSMC:

Définition de la surface de commande de la puissance active en se basant sur l'équation comme suit :

$$S(P_s) = P_{s_ref} - P_s \quad \text{IV. 5}$$

On a :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q-eq} + V_{sc_P_s}^n \quad \text{IV. 6}$$

A partir l'équation III.28 La commande équivalente se décrit ainsi:

$$V_{sc}^{q-eq} = \frac{L_{sc}}{1.5V_{sp}^q \alpha_1} \left[\dot{P}_{s_ref} + 1.5V_{sp}^q \alpha_4 \Psi_r^{\bullet q} \right] + R_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} \dot{I}_r^q + \omega_c \Psi_{sc}^d \quad \text{IV. 7}$$

Conséquent on va remplacer la surface de glissant par le régulateur floue comme suite :

$$V_{sc_P}^n = V_{sc_P_s}^{fuzzy} \quad \text{IV. 8}$$

L'expression de tension de commande par FFOSMC devient :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q-eq} + V_{sc_P_s}^{fuzzy} \quad \text{IV. 9}$$

IV.8.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique Q_s par FFOSMC:

Définition de la surface de commande de la Q_s en se basant sur l'équation comme suit :

$$S(Q_s) = Q_{s_ref} - Q_s \quad \text{IV. 10}$$

On a :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_Q_s}^n \quad \text{IV. 11}$$

La commande équivalente est déterminée à partir de l'équation III.39 est :

$$V_{sc}^{d_eq} = \frac{L_{sc}}{1.5V_{sp}^q \alpha_1} \left[\dot{Q}_{s_ref} + 1.5V_{sp}^q \alpha_4 \dot{\psi}_r^d \right] + R_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} \dot{I}_r^d - \omega_c \psi_{sc}^q \quad \text{IV. 12}$$

Conséquent on va remplacer la surface de glissant par le régulateur floue comme suite :

$$V_{sc_Q_s}^n = V_{sc_Q_s}^{fuzzy} \quad \text{IV. 13}$$

L'expression de la tension de commande pour FFOSMC est formulée est :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_Q_s}^{fuzzy} \quad \text{IV. 14}$$

IV.8.3 Surface de glissement du courant statorique quadratique par FFOSMC :

La surface de commande du courant de la puissance réactive, définie en se basant sur l'équation, peut être formulée de la manière suivante :

$$S(I_{sc}^q) = I_{sc}^{q_ref} - I_{sc}^q \quad \text{IV. 15}$$

On a :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_I_{sc}^q}^n \quad \text{IV. 16}$$

La commande équivalente est déterminé par l'équation III.47 et s'exprime comme suit :

$$V_{sc}^{q_eq} = L_{sc} \dot{I}_{sc}^{q_ref} + R_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} \dot{I}_r^q + \omega_c \psi_{sc}^d \quad \text{IV. 17}$$

Par conséquent, la surface de glissement sera remplacée par le régulateur flou de la manière suivante :

$$V_{sc_I_{sc}^q}^n = V_{sc_I_{sc}^q}^{fuzzy} \quad \text{IV. 18}$$

L'expression de tension de commande par FFOSMC devient :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_I_{sc}^q}^{fuzzy} \quad \text{IV. 19}$$

IV.8.4 Surface de régulation du courant statorique direct par FFOSMC

La surface de commande du courant de la puissance active, peut être formulée comme suit :

$$S(I_{sc}^d) = I_{sc}^{d_ref} - I_{sc}^d \tag{IV. 20}$$

On a :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_I_{sc}^d}^n \tag{IV. 21}$$

La commande équivalente, selon l'équation III.55, est donnée par :

$$V_{sc}^{d_eq} = L_{sc} \dot{I}_{sc}^{d_ref} + R_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \psi_{sc}^d \tag{IV. 22}$$

Par conséquent, la surface de glissement sera remplacée par le régulateur flou, comme suit :

$$V_{sc_I_{sc}^d}^n = V_{sc_I_{sc}^d}^{fuzzy} \tag{IV. 23}$$

L'expression de tension de commande par FFOSMC devient :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_I_{sc}^d}^{fuzzy} \tag{IV. 24}$$

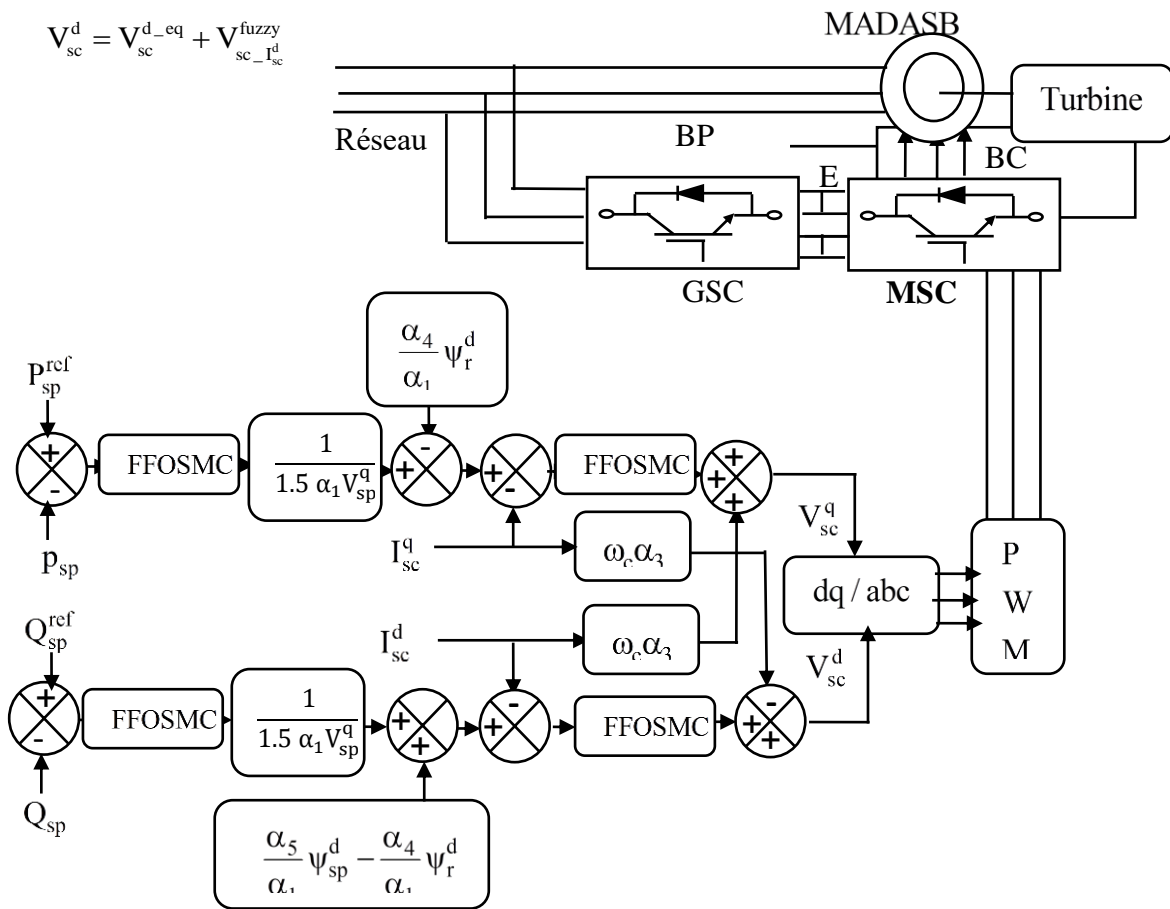


Figure IV. 7: la commande par mode glissant d'ordre 1 Floue de MADASB

IV.9 Application de la commande par mode de glissement floue d'ordre supérieur sur la MADASB

IV.9.1 Surface de régulation de la puissance active au niveau du stator P_s par FHOSMC

La surface de commande de la P_s peut être donnée de la manière suivante :

$$S(P_{sp}) = P_{sp_ref} - P_{sp} \quad \text{IV. 25}$$

On a :

$$V_{sc}^q = -\delta_1 |S_{P_s}|^{1/2} \text{sign}(S_{P_s}) - \beta_1 \int \text{sign}(S_{P_s}) dt \quad \text{IV. 26}$$

δ_1 et β_1 sont des constantes positives.

Par conséquent, la surface de glissement sera substituée par le régulateur flou, comme décrit ci-dessous :

$$V_{sc}^q = -\delta_1 |S_{P_s}|^{1/2} \text{fuzzy} - \beta_1 \int \text{fuzzy} dt \quad \text{IV. 27}$$

IV.9.2 Surface de régulation de la puissance réactive statorique Q_s par FHOSMC

Ainsi, la surface de commande de la P_s peut être exprimée par l'équation suivante :

$$S(Q_{sp}) = Q_{sp_ref} - Q_{sp} \quad \text{IV. 28}$$

On a :

$$V_{sc}^d = -\delta_2 |S_{Q_s}|^{1/2} \text{sign}(S_{Q_s}) - \beta_2 \int \text{sign}(S_{Q_s}) dt \quad \text{IV. 29}$$

δ_2 et β_2 sont des constantes positives.

Par conséquent, la surface de glissement sera remplacée par le régulateur flou, comme illustré ci-dessous

$$V_{sc}^d = -\delta_2 |S_{Q_s}|^{1/2} \text{fuzzy} - \beta_2 \int \text{fuzzy} dt \quad \text{IV. 30}$$

IV.9.3 Surface de glissement du courant statorique quadratique par FHOSMC

L'équation qui définit la surface de commande du courant la puissance réactive est la suivante :

$$S(I_{sc}^q) = I_{sc}^{q-ref} - I_{sc}^q \quad \text{IV. 31}$$

On a :

$$V_{sc}^q = -\delta_3 \left| S_{I_{sc}^q} \right|^{1/2} \text{sign}(S_{I_{sc}^q}) - \beta_3 \int \text{sign}(S_{I_{sc}^q}) dt \quad \text{IV. 32}$$

δ_3 et β_3 sont des constantes positives.

Ainsi, nous allons substituer la surface de glissement par le régulateur flou, comme suit :

$$V_{sc}^q = -\delta_3 \left| S_{I_{sc}^q} \right|^{1/2} \text{fuzzy} - \beta_3 \int \text{fuzzy} dt \quad \text{IV. 33}$$

IV.9.4 Surface de glissement du courant statorique direct par FHOSMC

On peut définir la surface de contrôle de P_s , calculée à partir de l'équation suivante:

$$S(I_{sc}^d) = I_{sc}^{d-ref} - I_{sc}^d \quad \text{IV. 35}$$

On a :

$$V_{sc}^d = -\delta_4 \left| S_{I_{sc}^d} \right|^{1/2} \text{sign}(S_{I_{sc}^d}) - \beta_4 \int \text{sign}(S_{I_{sc}^d}) dt \quad \text{IV. 36}$$

δ_4 et β_4 sont des constantes positives.

En conséquence, la surface de glissement sera remplacée par le régulateur flou, comme indiqué ci-dessous :

$$V_{sc}^d = -\delta_4 \left| S_{I_{sc}^d} \right|^{1/2} \text{fuzzy} - \beta_4 \int \text{fuzzy} dt \quad \text{IV. 37}$$

La Figure IV.8 illustre la commande FHOSMC développée pour réguler les Ps et Qs de la MADASB

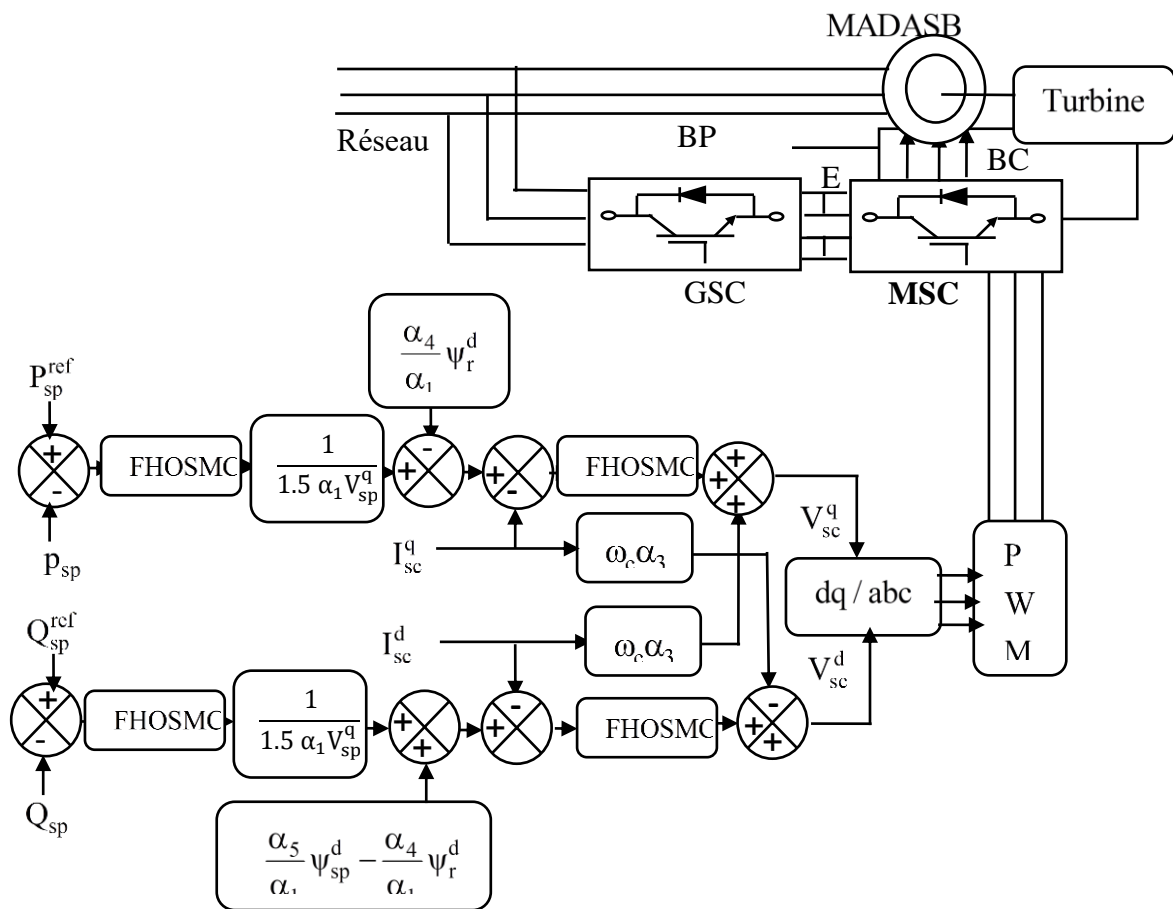


Figure IV. 8:La MADASB est soumise à l'application de la commande floue par FHOSMC

IV.6 Résultats de simulation de la commande FFOSMC et FHOSMC

Une simulation a été effectuée afin d'évaluer les performances du régulateur MADASB utilisant la commande par mode glissant floue et de tester sa robustesse. Les résultats de cette simulation sont visualisés dans les figures ci-dessous, illustrent les caractéristiques de contrôle du MADASB en utilisant la technique de mode glissant floue proposée [9].

IV.6.1 Résultats de simulation sans variation paramétrique

Dans la Figure IV.9, on peut observer la courbe de la Ps générée par le système MADASB avec deux stratégies de commande différentes, à savoir FFOSMC et FHOSMC. Dans notre étude, l'application de la stratégie par FHOSMC en SMC pour réguler à la fois la puissance active et réactive a démontré une amélioration significative par rapport à la commande FFOSMC en mode glissant. Les courbes des puissances réactives du stator, présentées dans la Figure IV.10, suivent de près les valeurs de référence. Il est évident que la

commande FHOSMC présente des performances supérieures en termes d'amélioration des performances par rapport à la commande FFOSMC.

La Figure IV.11 illustre la variation de la puissance active générée par le système MADASB en utilisant les stratégies de commande FFOSMC et FHOSMC. Dans notre étude, on a remarqué une amélioration significative de la régulation de la P_s et Q_s en utilisant la commande FHOSMC en SMC par rapport à la commande FFOSMC en SMC. Les courbes de puissance réactive du stator, présentées dans la Figure IV.13, Les valeurs obtenues suivent de près les valeurs de référence. Il est manifeste que la control par FHOSMC démontre une amélioration notable des performances.

Dans la Figure IV.12, les courants du stator de la phase A montrent une forme sinusoïdale avec des phases opposées. Il est notable que le courant suit les variations de P_s . Une observation importante est l'atténuation notable des ondulations du courant lorsque le contrôleur FHOSMC est utilisé, par rapport au contrôleur FFOSMC. Cela indique que le contrôleur FHOSMC parvient à réduire de manière significative les fluctuations du courant par rapport au contrôleur FFOSMC.

La Figure IV.13 présente le courant statorique pour les deux stratégies de control FFOSMC et FHOSMC. Il est évident que la commande FHOSMC réduit considérablement l'ondulation du courant par rapport à la commande FFOSMC.

La Figure IV.14 présente le courant statorique du bobinage de commande sur la phase A, avec des signaux sinusoïdaux pour les deux stratégies de commande. Une observation importante est que l'ondulation du courant est considérablement réduite par le contrôle FHOSMC par rapport au contrôle FFOSMC.

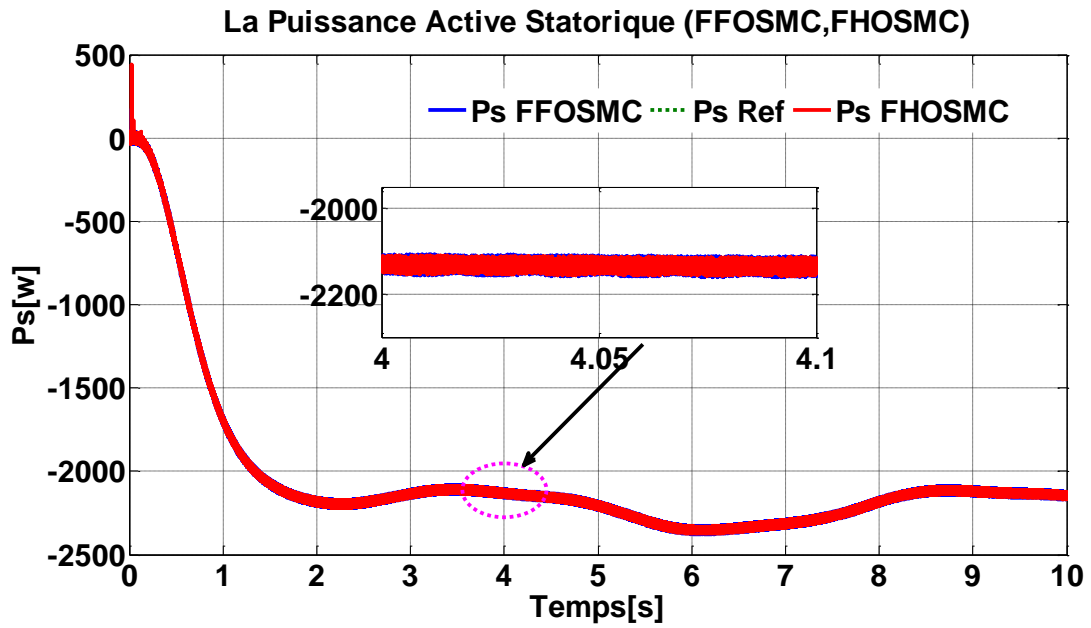


Figure IV.9: La comparaison de Q_s entre les méthodes de control FFOSMC et FHOSMC

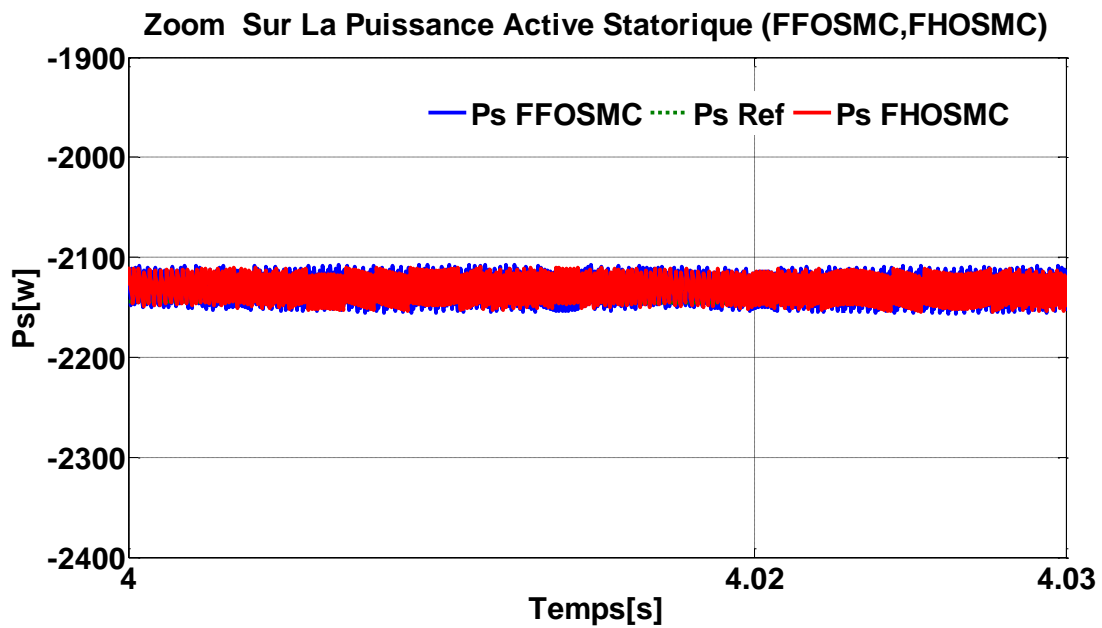


Figure IV.10: Zoom sur la réponse de la puissance active (FFOSMC et FHOSMC)

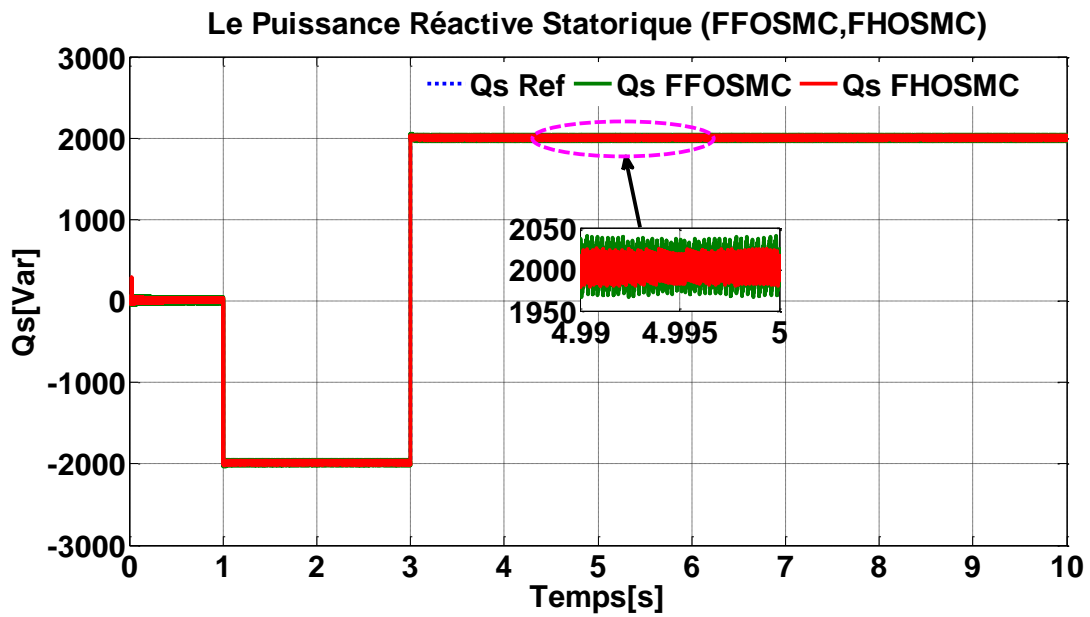


Figure IV 11: La comparaison de Q_s entre les méthodes de contrôle FFOSMC et FHOSMC

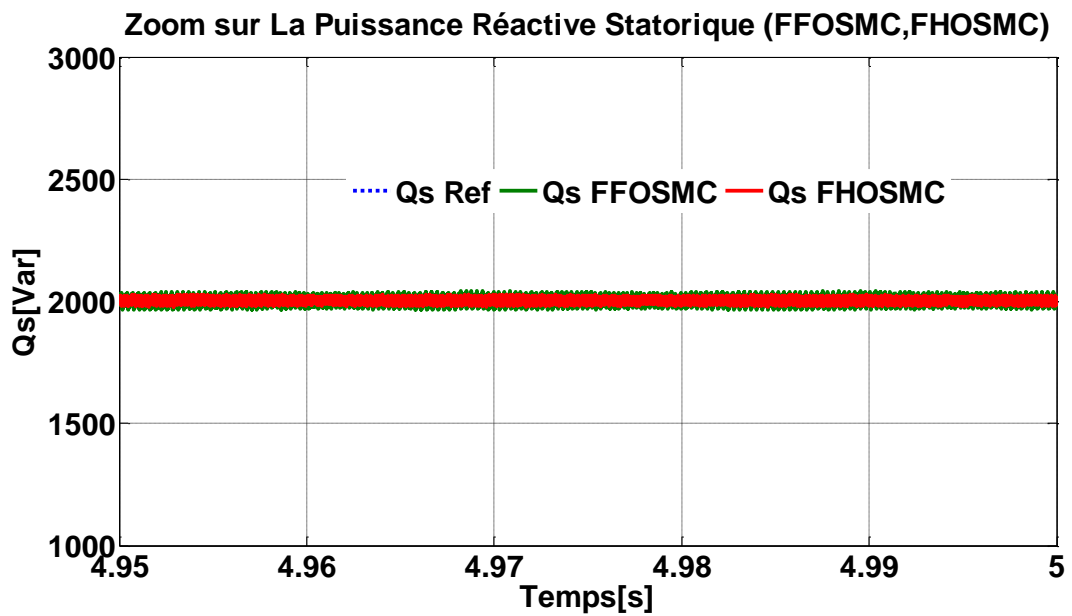


Figure IV.12: Zoom sur la réponse de la puissance réactive (FFOSMC et FHOSMC).

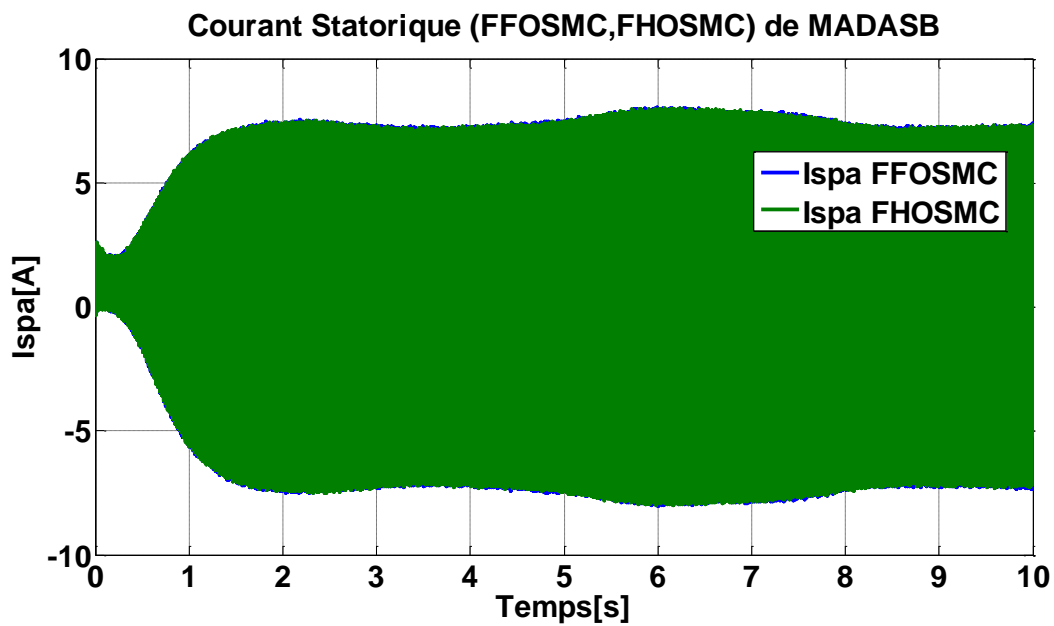
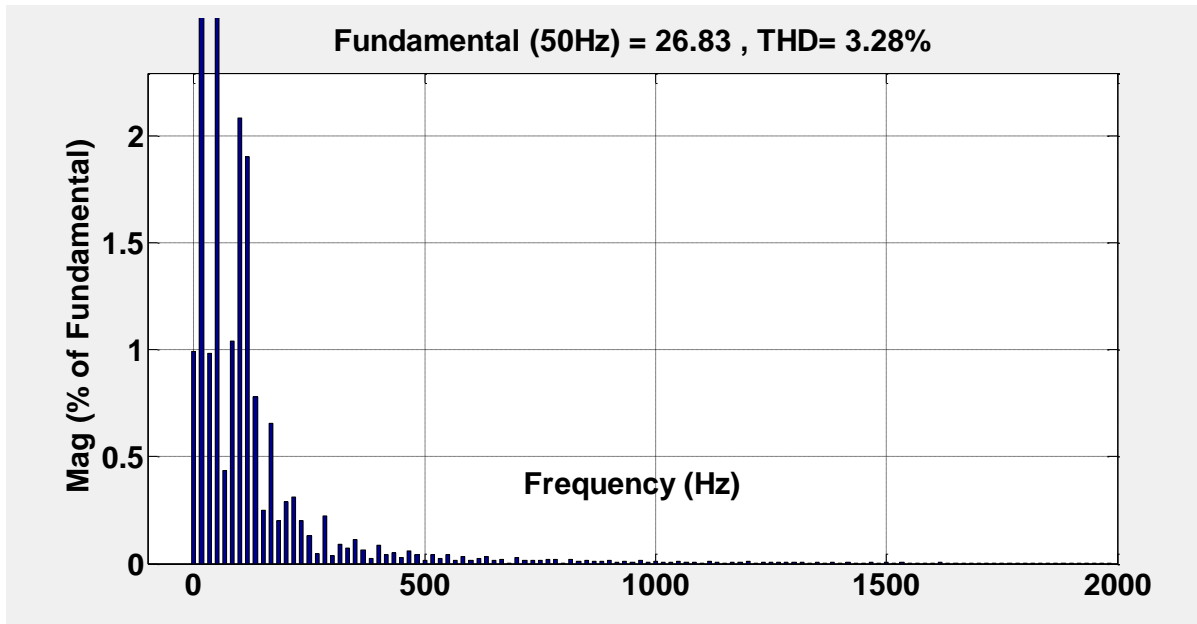
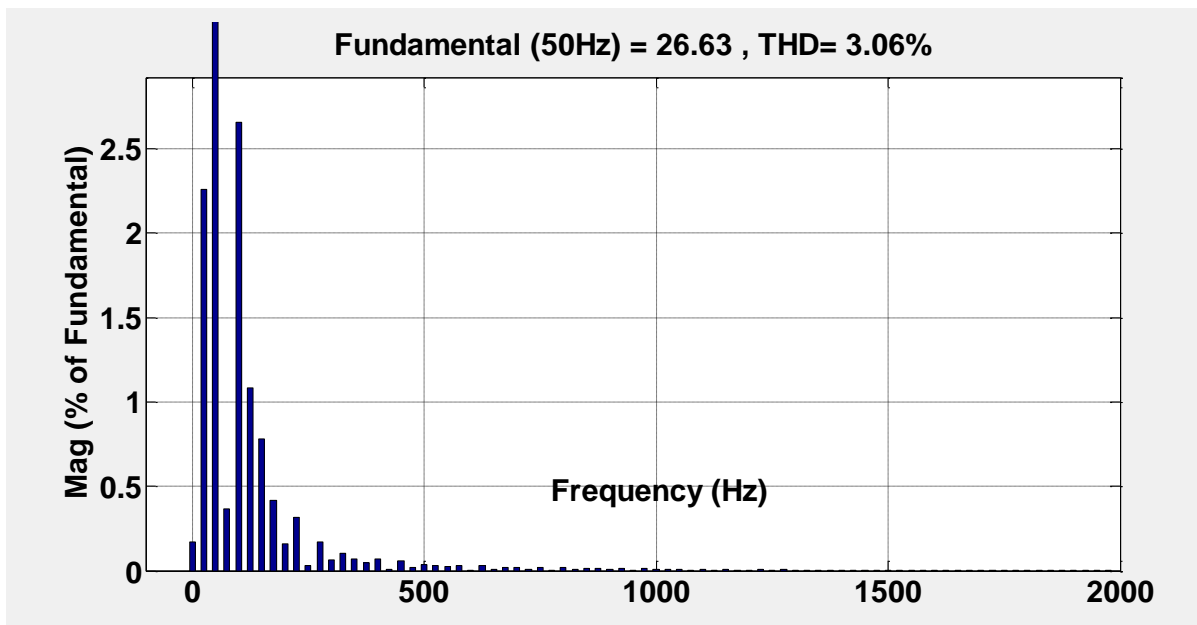


Figure IV .13: Les couranst statoriques pour les deux stratégies de commande FFOSMC et FHOSMC



(a)



(b)

La Figure IV.14 Présente une analyse de la FFT du courant statorique pour FFOSMC et FHOSMC.

Le graphique (a) correspond à FFOSMC tandis que le graphique (b) correspond à FHOSMC. Cette analyse permet d'évaluer l'efficacité de la méthode de commande proposée en termes de réduction des harmoniques et de qualité du courant statorique. Lors de l'analyse des spectres d'harmoniques (THD) du courant statorique, on observe que la distorsion harmonique actuelle

est plus élevée pour FFOSMC que pour FHOSMC. Cela indique que FHOSMC présente de meilleures performances en termes de réduction des distorsions harmoniques.

En conclusion, l'algorithme FHOSMC proposé démontre de meilleures performances avec un faible THD, ce qui confirme son efficacité par rapport à FFOSMC.

III.5.2 Résultats de simulation avec paramètres variables

Pour évaluer l'impact de paramètres variables sur la méthode de control FHOSMC, on a étudié l'influence de la variation du paramètre de résistance du stator pour les FFOSMC et FHOSMC en augmentant sa valeur de 50% au temps $t = 6$ secondes. Les résultats de cette évaluation sont présentés dans les figures IV.17 et IV.20, qui illustrent les variations des puissances active (P_s) et réactive (Q_s).

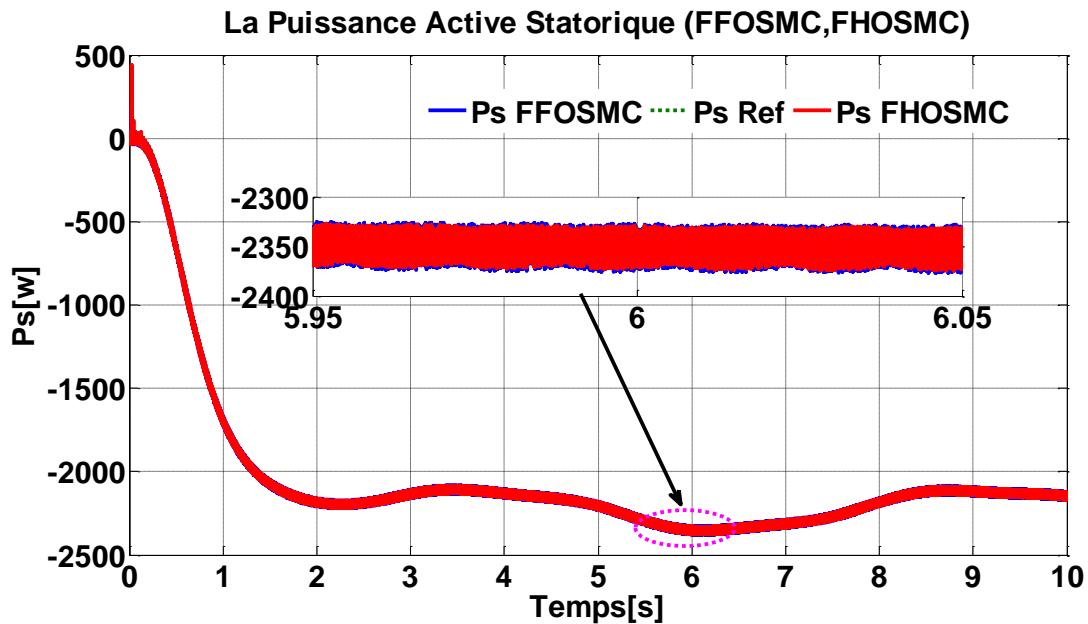


Figure IV 15: La variation de la puissance active statorique en fonction des changements de résistance statorique : résultats de simulation

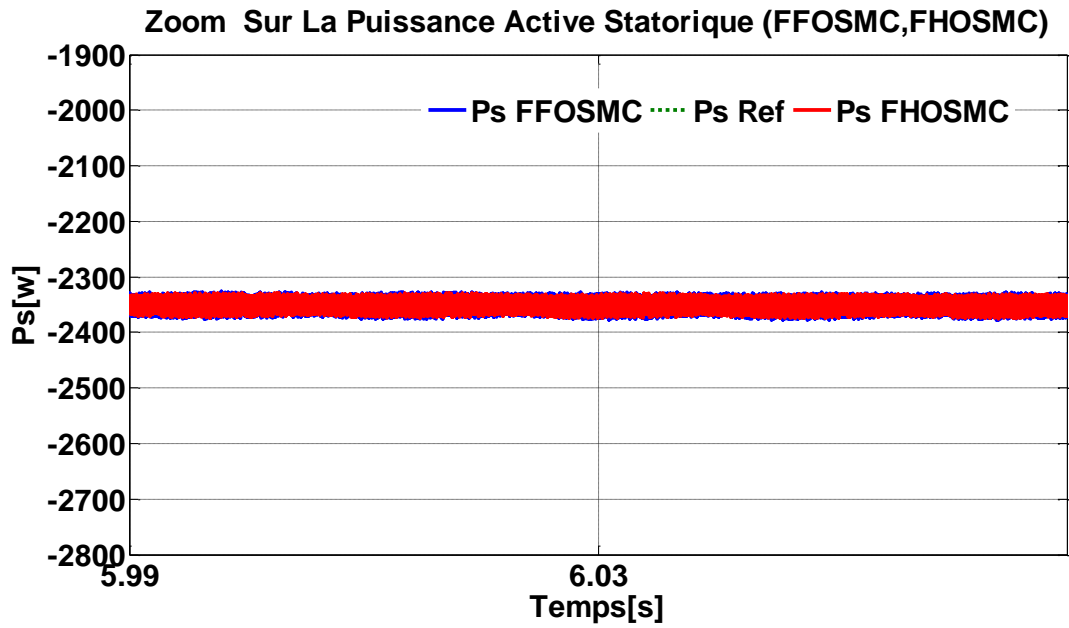


Figure IV 16: Analyse la réponse de Ps à des paramètres variables, en utilisant les stratégies de contrôle FFOSMC et FHOSMC.

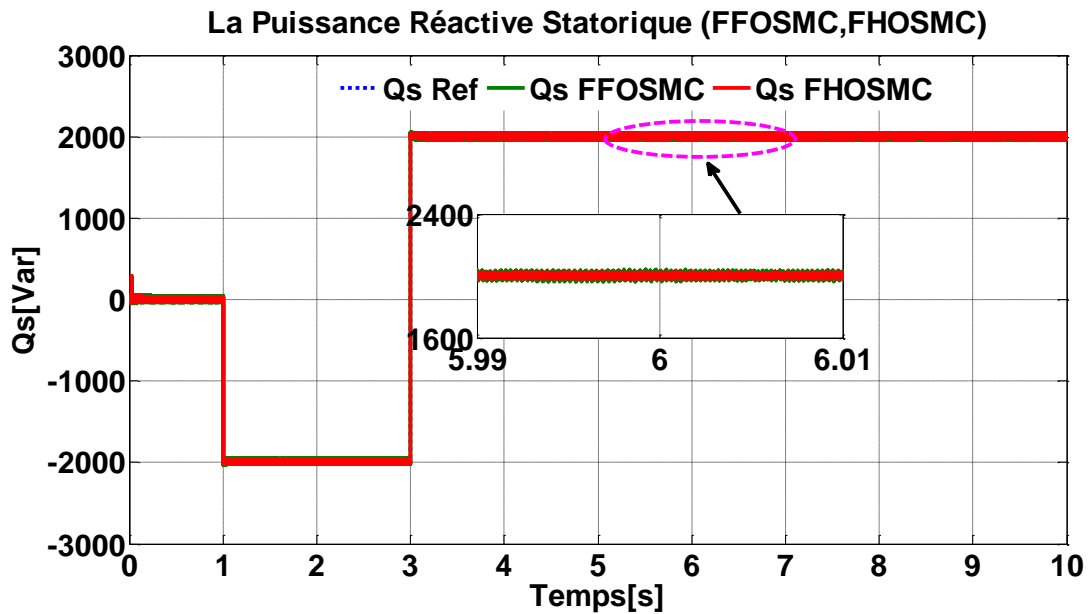


Figure IV 17: Les résultats de la simulation mettent en évidence la variation de la puissance réactive statorique avec des changements de la résistance statorique

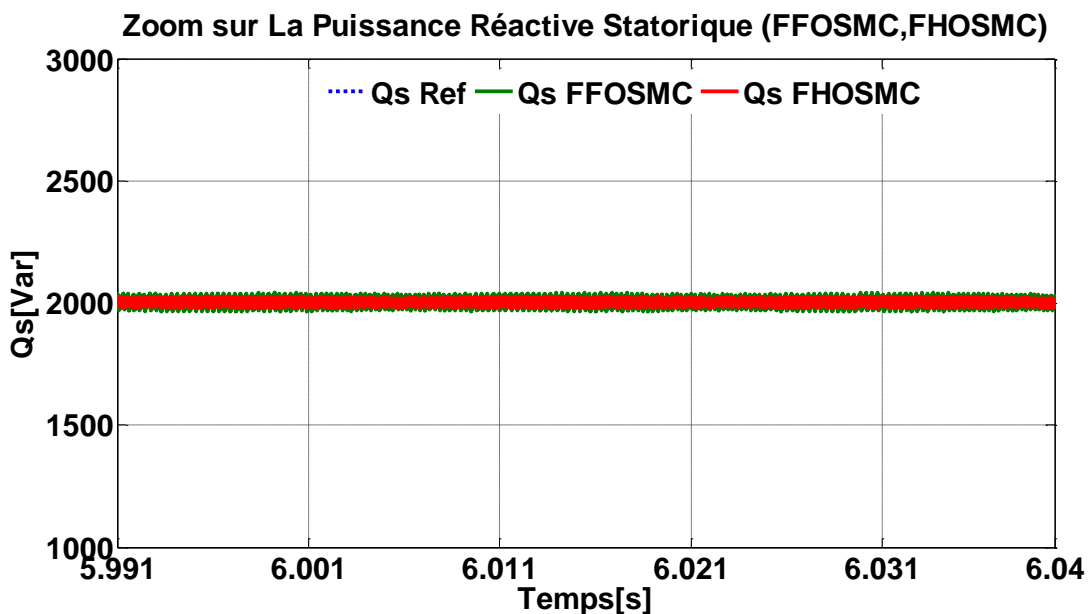


Figure IV 18: Analyse la réponse de P_s à des paramètres variables, en utilisant les stratégies de contrôle FFOSMC et FHOSMC.

III.5.3. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus démontrent que les fluctuations des paramètres de la machine n'influent pas négativement sur toutes les réponses dynamiques. Cela démontre que le régulateur FSOSMC a répondu de manière satisfaisante aux exigences de rapidité, de précision et maintenir la capacité de la stabilité malgré les influences extérieures et aux variations des paramètres internes de la machine.

Le tableau III. propose une analyse quantitative des deux approches de contrôle de puissance. La comparaison entre ces méthodes montre que le schéma proposé (FHOSMC) se distingue par une réduction significative du phénomène de chattering et une réponse transitoire idéale.

Approche	FFOSMC	FHOSMC
Robustesse aux Changements de paramètres.	Faible	Faible
Analyse harmonique du courant statorique.	Moyen	Faible
Chattering	Petit chattering	Chattering est très petit
Performance de P_s au régime transitoire	Stabilisation rapide en peu de temps.	Stabilisation rapide en peu de temps.
Temps de montée P_s	0.015s	0.012s
Performance transitoire de la puissance réactive	Stabilisation rapide en peu de temps.	Stabilisation rapide en peu de temps.
Le temps de montée de P_s	0.018s	0.014

Tableau IV.3: Comparaison des performances des deux stratégies.

Conclusion

Ce chapitre expose une méthode de control robuste novatrice qui combine les principes du contrôle en mode glissant (SMC) et du (FLC). Cette stratégie de commande présente plusieurs avantages, tels qu'un modèle système moins complexe et une conception simple et facile à mettre en œuvre.

Les simulations effectuées ont démontré l'optimisation de rendement et de la robustesse du contrôleur ont été constatées, même en cas de variations des paramètres du système. En particulier, la commande FHOSMC a montré une réduction significative du phénomène de chattering (oscillations rapides indésirables) par rapport à la première commande FFOSMC.

En conclusion, une évaluation des résultats obtenus avec différentes méthodes de commande a été réalisée. Les résultats affirment que les avantages de l'approche FHOSMC en termes de performances et de réduction du chattering par rapport à la méthode FFOSMC.

Références

- [1] **T. Boumediene**, «Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone Double Alimentée utilisée en Aérogénérateur ».Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [2] **Keltoum, L., Leila, B., & Abderrahmen, B.** «Speed Control of a Doubly-Fed Induction Motor (DFIM) Based on Fuzzy Sliding Mode Controller». International Journal of Intelligent Engineering and Systems, 10(3), 20-29. (2017).
- [3] **OUADA, Laid; SEBTI, B.**«Comparative Study Between Fuzzy and Sliding Mode Control Based on a BDFIG»,.International Journal of Energetica, 2019, 4.2: 01-07.
- [4] **SOUFIANE, KARIM, & El KHIER, HAC HI.**«Commande Hybride Glissant Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation» .Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA 2019
- [5] **ARDJOUN, Sid Ahmed El Mahdi; MOHAMED, ABID.** «Commande par Mode Glissant Flou d'un Système Éolien à Base d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation». 2èmes Journées Internationales sur les Energies Renouvelables et le Développement Durable, 2012.
- [6] **B. TOUAL**,«Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [7] **B. Ismail**,«Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction », Thèse de doctorat, Université de Batna2,2016.
- [8] **I. Bendaas, F. Nacéri, et S. Belkacem**,« Improving Asynchronous Motor Speed and Flux Loop Control by Using Hybrid Fuzzy-SMC Controllers», International Journal of Automation and Computing», Vol. 11, No. 4, pp. 361-367, August 2014
- [9] **Yaichi, Ibrahim, et al.** «Super-twisting sliding mode control of a doubly-fed induction generator based on the svm strategy».Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science 63.3 (2019): 178-190.

Chapitre V

Commande par mode glissant neuro-Flou de la MADASB

V.1 introduction

Les principaux désavantages liés aux algorithmes de contrôle appliqués (FFOSMC et FHOSMC), qui entraînent souvent des résultats moins efficaces, nous ont ramenés à l'idée de recourir à des lois de commande qui ne sont pas sensibles aux perturbations et aux cas non pertinents. linéaires. Les lois de la commande appelées NFFOSMC offrent une solution efficace à ces problèmes.

Au cours de ce chapitre, une commande NF a été utilisée en combinaison avec une commande par mode glissant de type 1 (First Order Sliding Mode, FOSM) et d'ordre supérieur (Higher Order Sliding Mode, HOSM) en utilisant la MLI. Il y a eu l'élimination des hystérésis, ce qui a entraîné la suppression des contraintes de scrutation rapide. La méthode HOSM permet d'améliorer considérablement les fluctuations de la puissance active et réactive de la MADASB.

V.2 La combinaison des réseaux neuronaux et de la logique floue

Les réseaux de neurones et la FL, bien que structurés différemment, partagent de nombreuses similitudes en s'inspirant tous deux de la pensée humaine. En effet, ils ne nécessitent pas de modèle mathématique précis pour être utilisés, car ils se basent sur les valeurs numériques des entrées et sorties pour les réseaux de neurones ou sur un système de FL dans le cas de la FL. De plus, les résultats obtenus peuvent souvent être imprévisibles.

La combinaison de ces deux techniques permet d'accomplir des tâches supplémentaires. La FL permet de traiter des connaissances avec un degré d'incertitude, tandis que les réseaux de neurones peuvent modéliser et reproduire l'apprentissage humain. Ainsi, l'idée de combiner ces deux approches a émergé afin de produire des systèmes artificiels intelligents peut résoudre des problèmes de manière similaire à celle des êtres humains.

En tirant parti des avantages de FL et des réseaux de neurones, nous pouvons développer des systèmes capables de gérer des informations incertaines et d'apprendre à partir de données. Cette combinaison permet des résultats plus précis et de résoudre des problèmes complexes. Grâce à cette approche hybride, nous pouvons créer des solutions intelligentes qui s'adaptent aux situations réelles et qui peuvent être utilisées dans de nombreux domaines, tels que la prise de décision, le contrôle automatique, la reconnaissance de formes, et bien d'autres.

La combinaison des méthodes des réseaux de neurones et de la logique floue permet d'obtenir des systèmes hybrides, tels que les systèmes neuronaux-flous (ou systèmes neuronaux-diffus), qui peuvent s'adapter en temps réel à de nouvelles situations et règles.

Cette intégration offre une plus grande expressivité et flexibilité aux réseaux de neurones, ainsi qu'une meilleure interprétabilité des règles pour la NF. Ces systèmes hybrides se rapprochent davantage de la structure de la pensée humaine et permettent d'élargir leur domaine d'application.

L'union de ces deux approches est essentielle pour exploiter les avantages de chacune. Les connaissances floues offrent une simplicité et une interopérabilité des règles, tandis que les réseaux de neurones possèdent une capacité d'apprentissage. Les systèmes hybrides permettent de réduire le temps d'apprentissage tout en intégrant des connaissances a priori dans le processus de diagnostic. Cette combinaison est cruciale pour améliorer la performance et la précision du système, notamment dans des domaines tels que la sélection de chemins [1]

V.2 Avantage du model ANFIS

Le modèle ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) présente les avantages suivants[2]:,

- ✓ Exploitation des connaissances existantes : Le modèle ANFIS utilise une base de règles pour exploiter les connaissances préexistantes. Cela permet de mettre en œuvre des principes généraux, d'intégrer des règles générales, tandis que les détails sont offerts par le réseau neuronal.
- ✓ Réduction de la taille de la base de règles : Grâce à l'utilisation du réseau neuronal, la taille des règles de base peut être réduite. C'est suffisant d'avoir des règles générales, et les cas particuliers ou les exceptions peuvent être gérés par le réseau neuronal.
- ✓ Simplification de l'apprentissage: Le modèle ANFIS simplifie le processus d'apprentissage en utilisant le réseau neuronal pour étudier des cas spécifiques. Ainsi, il n'est pas nécessaire de résoudre le problème dans sa globalité, ce qui réduit la complexité de l'apprentissage.
- ✓ Efficacité dès le début de l'apprentissage et évitement de comportements erronés initiaux : Le modèle ANFIS présente une efficacité immédiate à partir du début de l'apprentissage. Il est capable d'éviter les comportements erronés initiaux grâce à l'utilisation du réseau neuronal, permet d'obtenir une résultats rapide et très précis.

En résumé, le modèle ANFIS offre une combinaison unique de la logique floue et des réseaux de neurones, ce qui lui confère des avantages tels que l'exploitation des connaissances

existantes, la réduction de la taille de la base de règles, la simplification de l'apprentissage et une efficacité immédiate.

V.3 Les étapes de la structure de l'ANFIS

- ↪ Couche 1: chaque nœud correspondant pendant cette couche crée la plage d'appartenance pour les vecteurs d'entrée $A_i, i = 1, \dots, 7$
- ↪ Couche 2: le nœud génère le croisement en multipliant tous les signaux entrants:

$$O_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_i}(y) \text{ For } i = 1, \dots, 49$$
- ↪ Nœuds moyens (couche 3): divisé par la somme de toutes les autres entrées
- ↪ $O_i^3 = \bar{w}_i = \frac{w_i}{\sum_{i=1}^{49} w_i}$
- ↪ Nœuds conséquents (couche 4): calculez la contribution de la i-nième règle dans la sortie avec la fonction de nœud suivante: $O_i^4 = \bar{w}_i y_i = \bar{w}_i (p_i e + q_i d e + r_i)$ où, est la sortie de la couche 3, et (pi, qi, ri) sont l'ensemble de paramètres du i-nième nœud.
- ↪ Nœud de sortie (couche 5): le neurone de la couche 5 est un neurone fixe, à une entrée donnée; Le réseau fournit une réponse qui est donnée par:

$$O_i^5 = \sum_{i=1}^{49} \bar{w}_i f_i = \frac{\sum_{i=1}^{49} w_i f_i}{\sum_{i=1}^{49} w_i}$$

V.4 Modèle ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System)

L'ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) est un système adaptatif de sortie neuro-floue qui utilise un réseau neuronal à cinq couches. Chaque couche de ce réseau correspond à une étape de réalisation du système d'inférence floue de type Takagi-Sugeno. Pour simplifier, supposons que le système d'inférence est composé de deux variables d'entrée floues, x et y, ainsi que d'une variable de sortie, f. De plus, considérons une base de règles contenant deux règles floues de type Takagi-Sugeno, comme illustré dans la figure suivante [3]

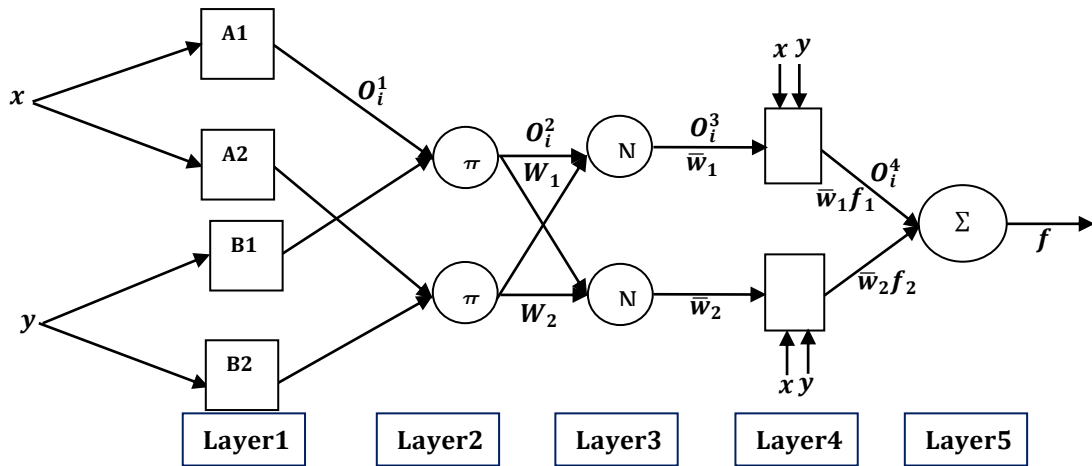


Figure V. 1: Architecture ANFIS

V.4.1 Apprentissage de L'ANFIS

L'ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) est un système d'inférence neuro-floue adaptatif qui ajuste ses paramètres lors de la phase d'apprentissage. Cette phase commence par la construction d'un réseau initial, suivi de l'application d'une méthode d'apprentissage par rétro propagation. Pour améliorer l'efficacité et la précision de cet algorithme d'apprentissage, Jang a proposé en 1997 une méthode hybride combinant la descente de gradient et la méthode des moindres carrés.

Dans cette approche hybride, la méthode de descente de gradient est utilisée pour ajuster les paramètres des prémisses tout en maintenant les paramètres conséquents fixes. Parallèlement, la méthode des moindres carrés est utilisée pour ajuster les paramètres conséquents tout en maintenant les paramètres des prémisses fixes. Cette combinaison permet d'optimiser de manière efficace et précise les deux types de paramètres de l'ANFIS.

V.5 Système d'inférence de commande par mode glissement neuro-flou adaptatif

La Figure V.2 illustre un schéma typique de l'ANFIS, où les nœuds circulaires représentent des nœuds fixes et les nœuds carrés représentent des nœuds d'adaptation. Dans ce schéma, x et y sont deux entrées et f est une sortie. Le modèle d'inférence flou de type Sugeno est souvent utilisé dans diverses applications en raison de ses avantages, tels qu'une interopérabilité élevée, une efficacité accrue et des techniques d'adaptation.

Dans cette étude, l'ANFIS utilise une inférence floue de type Sugeno avec une règle de fonction floue de la forme : " Si e est A_i et de est B_i alors y = f(e, de) représentent les

ensembles flous définis. L'architecture de l'ANFIS utilisée comprend cinq couches, où A , et B les combinaisons flous antérieures sont notées comme Π , et $y = f(e, de)$ la fonction d'onde dans la conséquence est notée comme Π .

Pour l'apprentissage, le nombre d'époques a été réglé sur 40 et la tolérance d'erreur sur 10^{-6} . Ces paramètres permettent de guider le processus d'adaptation de l'ANFIS afin d'obtenir des résultats précis et fiables [4].

V.6 Description du système de contrôle

A partir de la Figure V.2, on peut observer le schéma de commande neuro-floue proposé pour contrôler les puissances P_s et Q_s du contrôleur MADASB. Les deux entrées de ce schéma sont l'erreur du courant et la dérivée de l'erreur.

Ce chapitre présente l'application de la stratégie de commande neuro-floue aux deux boucles de courant du stator de puissance, ainsi qu'aux deux boucles de puissance active et réactive. Cette approche repose sur une méthode basée sur un chemin global, décrite en détail dans la référence [4].

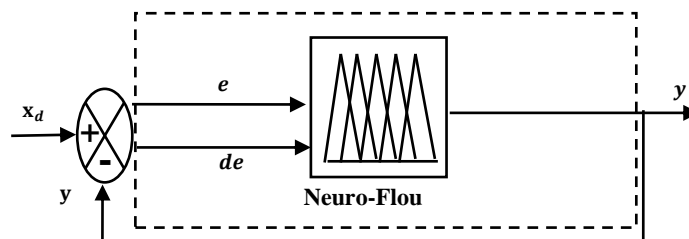


Figure V. 2: Commande par neuro-flou

V.7 Commande par mode glissant neuro-flou de la MADASB

Dans ce chapitre, on va développer un contrôleur (NFSMC) avec une surface de glissement non linéaire pour un système de réservoir couplé. L'objectif principal est de résoudre le problème du chatterring et de surmonter les difficultés liées au calcul du contrôle équivalent. Pour cela, deux types de surfaces de glissement non linéaires de premier ordre et de deuxième ordre sont présentés, formant la base du contrôleur de mode coulissant (SMC) développé. Une preuve mathématique de la stabilité et de la convergence du système est également présentée pour réduire le bavardage dans le SMC, une couche limite fixe est utilisée autour de la surface de commutation. À l'intérieur de cette couche limite, la logique floue est appliquée pour éviter le phénomène du chatterring d'un contrôle de MG, en lissant le signal de commutation. En

dehors de la couche limite, le contrôle de mode coulissant est utilisé pour guider les états du système vers la couche limite. De plus, un réseau neuronal à action directe (NN) est utilisé pour calculer le contrôleur équivalent. Les poids du réseau sont mis à jour de manière à ce que le terme de contrôle correctif du NFSMC converge vers zéro. Le NN contribue également à atténuer le bavardage, car un gain élevé dans le terme de contrôle correctif entraînerait un bavardage plus important qu'un gain faible [5].

V.8 Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 neuro-flou sur la MADASB

Dans ce chapitre, nous explorons l'application de la NF basée sur SMC à la MADASB. Le but de cette approche est de remplacer la surface de glissement du contrôle afin d'éliminer le phénomène de chattering, comme illustré dans la figure fournie. Des résultats de simulation seront aussi exposés pour vérifier l'efficacité de cette approche [6].

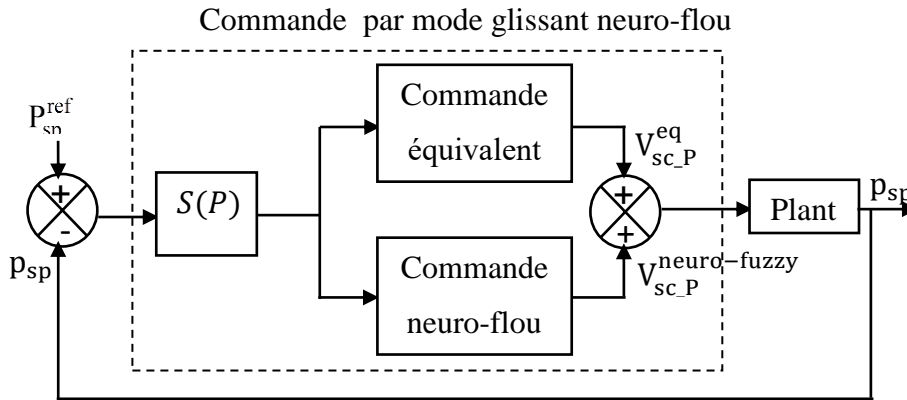


Figure V. 3: Diagramme fondamental illustrant NFFOSMC.

V.8.1 Surface de glissement de la puissance active statorique par NFFOSMC:

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(P_s) = P_{s_ref} - P_s \quad V. 1$$

On a :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_P_s}^n \quad V. 2$$

En se basant sur l'équation III.28, la commande équivalente peut être exprimée comme suit :

$$V_{sc}^{q_eq} = \frac{L_{sc}}{1.5V_{sp}^q \alpha_1} \left[\dot{P}_{s_ref} + 1.5V_{sp}^q \alpha_4 \dot{\Psi}_r^q \right] + R_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} \dot{I}_r^q + \omega_c \Psi_{sc}^d \quad V. 3$$

Alors, on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc_P}^n = V_{sc_P_s}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 4$$

L'expression de tension de commande par NFFOSMC devient :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_P_s}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 5$$

V.8.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique par NFFOSMC

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(Q_s) = Q_{s_ref} - Q_s \quad V. 6$$

On a :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_Q_s}^n \quad V. 7$$

En utilisant l'équation III.39, On peut formuler la commande équivalente de la manière suivante :

$$V_{sc}^{d_eq} = \frac{L_{sc}}{1.5V_{sp}^q \alpha_1} \left[\dot{Q}_{s_ref} + 1.5V_{sp}^q \alpha_4 \dot{\psi}_r^d \right] + R_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} \dot{I}_r^d - \omega_c \psi_{sc}^q \quad V. 8$$

Alors, on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc_Q_s}^n = V_{sc_Q_s}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 9$$

L'expression de tension de commande par NFFOSMC devient :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_Q_s}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 10$$

V.8.3 Surface de glissement du courant statorique quadratique par NFFOSMC

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(I_{sc}^q) = I_{sc}^{q_ref} - I_{sc}^q \quad V. 11$$

On a :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_I_{sc}^q}^n \quad V. 12$$

A partir l'équation III.47 les tensions de control sont :

$$V_{sc}^{q_eq} = L_{sc} \dot{I}_{sc}^{q_ref} + R_{sc} I_{sc}^q + L_{mc} \dot{I}_r^q + \omega_c \psi_{sc}^d \quad V. 13$$

Par conséquent, on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc_I_{sc}^q}^n = V_{sc_I_{sc}^q}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 14$$

L'expression de tension de commande par NFFOSMC devient :

$$V_{sc}^q = V_{sc}^{q_eq} + V_{sc_I_{sc}^q}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 15$$

V.8.4 Surface de glissement du courant statorique direct par NFFOSMC

La surface de commande de I_s peut être définie comme suite :

$$S(I_{sc}^d) = I_{sc}^{d_ref} - I_{sc}^d \quad V. 16$$

On a :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_I_{sc}^d}^n \quad V. 17$$

A partir l'équation III.55 La commande équivalente est définie par :

$$V_{sc}^{d_eq} = L_{sc} \dot{I}_{sc}^{d_ref} + R_{sc} I_{sc}^d + L_{mc} \dot{I}_r - \omega_c \Psi_{sc}^q \quad V. 18$$

Par conséquent, on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc_I_{sc}^d}^n = V_{sc_I_{sc}^d}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 19$$

L'expression de tension de commande par NFFOSMC devient :

$$V_{sc}^d = V_{sc}^{d_eq} + V_{sc_I_{sc}^d}^{Neuro-Fuzzy} \quad V. 20$$

La Figure V.4 représente une control par NFFOSMC pour réguler la puissance active et réactive de la MADASB.

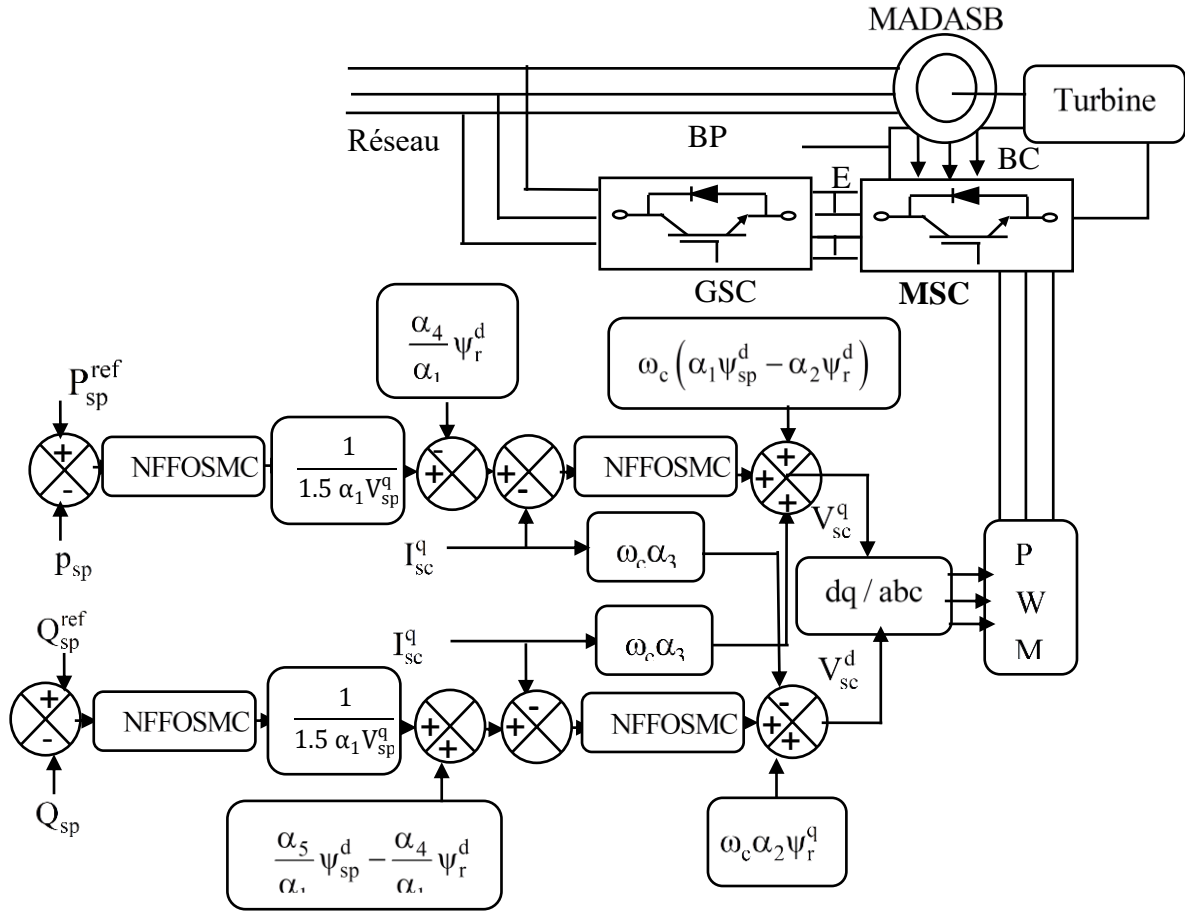


Figure V. 4: Application de la commande par mode de glissement neuro-flou d'ordre 1 sur la MADASB.

V.9 Application de la commande par mode de glissement neuro-flou d'ordre supérieur sur la MADASB

V.9.1 Surface de glissement de la puissance active statorique par NFHOSMC

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(P_{sp}) = P_{sp_ref} - P_{sp} \quad \text{V. 21}$$

On a :

$$V_{sc}^q = -\delta_{11} \text{sign}(S_{P_s}) - \beta_{11} |S_{P_s}|^{1/2} \text{sign}(S_{P_s}) \quad \text{V. 22}$$

δ_{11} et β_{11} sont des constantes positives.

Par conséquent , on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc}^q = -\delta_{11}(\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{P_s}) - \beta_{11} |S_{P_s}|^{1/2} (\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{P_s}) \quad \text{V. 23}$$

V.9.2 Surface de glissement de la puissance réactive statorique par NFHOSMC

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(Q_{sp}) = Q_{sp_ref} - Q_{sp} \quad \text{V. 24}$$

On a :

$$V_{sc}^d = -\delta_{22} \text{sign}(S_{Q_s}) - \beta_{22} |S_{Q_s}|^{1/2} \text{sign}(S_{Q_s}) \quad \text{V. 25}$$

δ_{22} et β_{22} sont des constantes positives.

Par conséquent , on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc}^d = -\delta_{22}(\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{Q_s}) - \beta_{22} |S_{Q_s}|^{1/2} (\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{Q_s}) \quad \text{V. 26}$$

V.9.3 Surface de régulation du courant statorique quadratique par NFHOSMC

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(I_{sc}^q) = I_{sc}^{q_ref} - I_{sc}^q \quad \text{V. 27}$$

On a :

$$V_{sc}^q = -\delta_{33} \text{sign}(S_{I_{sc}^q}) - \beta_{33} |S_{I_{sc}^q}|^{1/2} \text{sign}(S_{I_{sc}^q}) \quad \text{V. 28}$$

δ_{33} et β_{33} sont des constantes positives.

Par conséquent , on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc}^q = -\delta_{33}(\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{I_{sc}^q}) - \beta_{33} |S_{I_{sc}^q}|^{1/2} (\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{I_{sc}^q}) \quad \text{V. 29}$$

V.9.4 Surface de glissement du courant statorique direct par NFHOSMC

L'équation suivante permet de définir la surface de commande de la puissance active :

$$S(I_{sc}^d) = I_{sc}^{d_ref} - I_{sc}^d \quad \text{V. 30}$$

On a :

$$V_{sc}^d = -\delta_{44} \text{sign}(S_{I_{sc}^d}) - \beta_{44} |S_{I_{sc}^d}|^{1/2} \text{sign}(S_{I_{sc}^d}) \quad \text{V. 31}$$

δ_{44} et β_{44} sont des constantes positives.

Par conséquent, on va remplacer la surface de glissant par le régulateur flou comme suite :

$$V_{sc}^d = -\delta_{44} (\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{I_{sc}^d}) - \beta_{44} |S_{I_{sc}^d}|^{1/2} (\text{neuro} - \text{fuzzy})(S_{I_{sc}^d}) \quad \text{V. 32}$$

La figure V.5 illustre la méthode de commande NFHOSMC conçue pour réguler P_s et Q_s de la MADASB

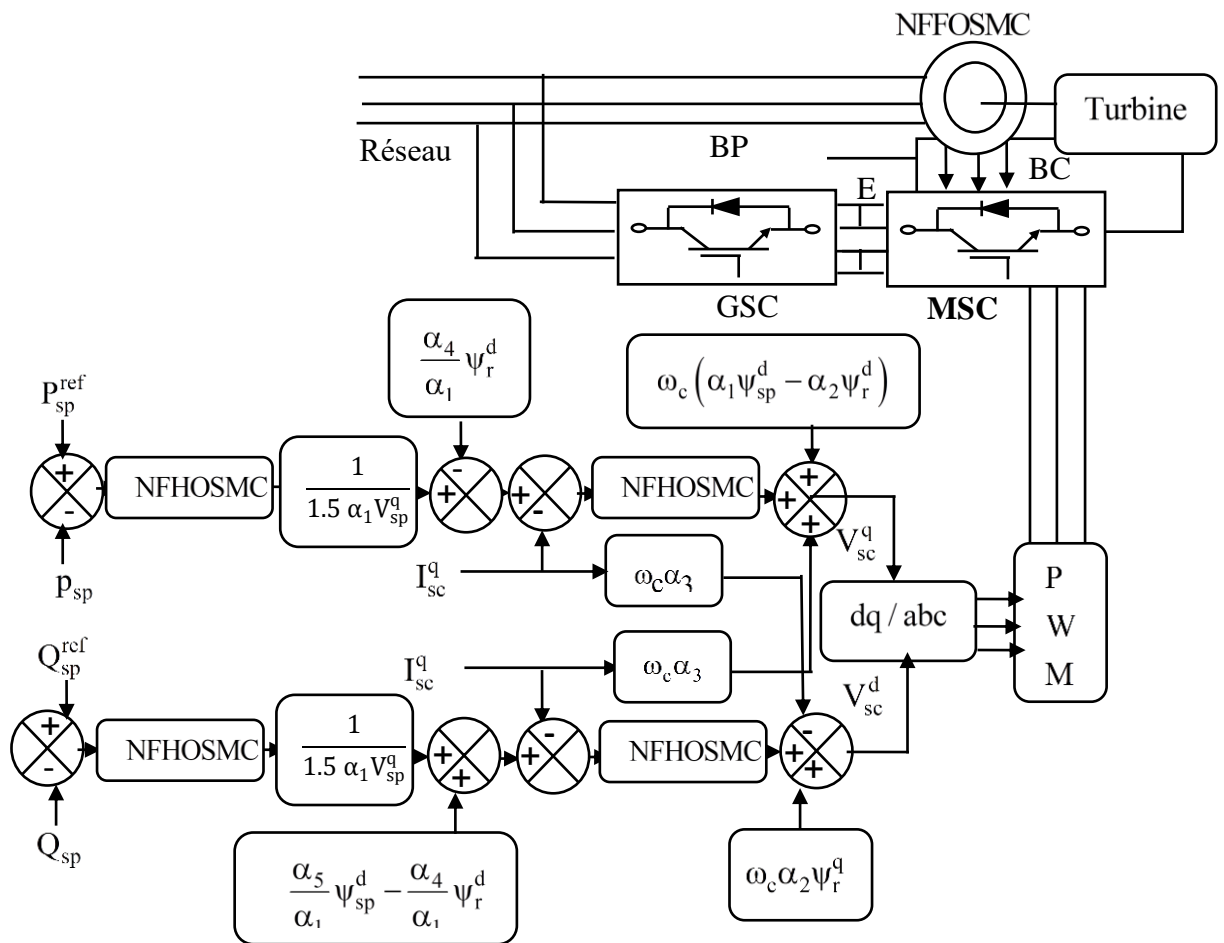


Figure V. 5: Application de la NFHOSMC neuro-flou sur la MADASB.

V. 10 Résultats et interprétations

V.10.1 Résultats de la simulation avec des paramètres constants.

La Figure V.6 illustre graphiquement la courbe de P_s générée par MADASB en utilisant les méthodes de commande NFFOSMC et NFHOSMC. On observe une amélioration significative de NFHOSMC par rapport NFFOSMC en termes de puissance active.

Dans la Figure V.8, On peut constater que NFHOSMC offre de meilleures performances que NFFOSMC en suivant précisément les valeurs de contrôle et en réduisant les fluctuations de puissance réactive.

La Figure V.10 illustrant les courants de la phase A du stator, ces derniers adoptent une forme sinusoïdale et affichent des phases opposées. Le courant suit les variations de la P_s , et on peut noter une réduction notable des fluctuations du courant avec le contrôleur NFHOSMC par rapport au NFFOSMC.

Dans la Figure V.11, le courant du stator de bobinage de commande de la phase A est présenté pour les deux méthodes de contrôle, NFFOSMC et NFHOSMC. On peut constater que la commande NFHOSMC réduit également considérablement les fluctuations de courant par rapport à la commande NFFOSMC.

Enfin, la Figure V.12 montre le courant du rotor en phase A avec une forme d'onde sinusoïdale pour les deux stratégies de commande. On note une réduction significative des fluctuations de courant avec NFHOSMC par rapport à NFFOSMC. Ces résultats illustrent les avantages de l'utilisation de la commande NFHOSMC pour améliorer les performances du système.

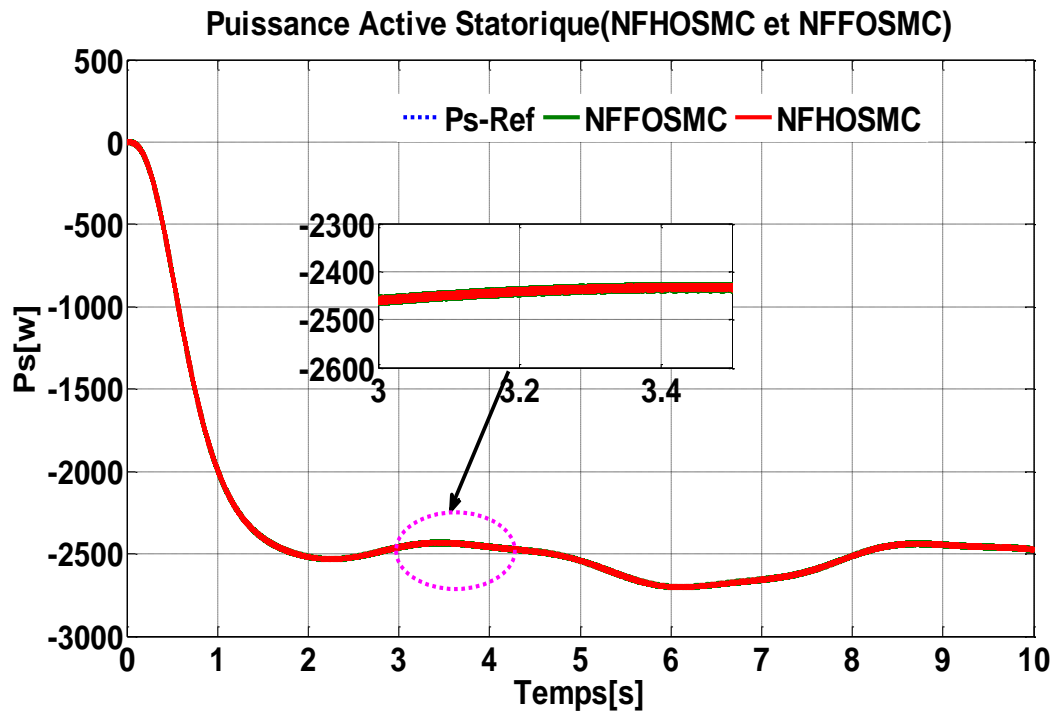


Figure V. 6: Puissance active de la MADASB par NFHOSMC et NFFOSMC.

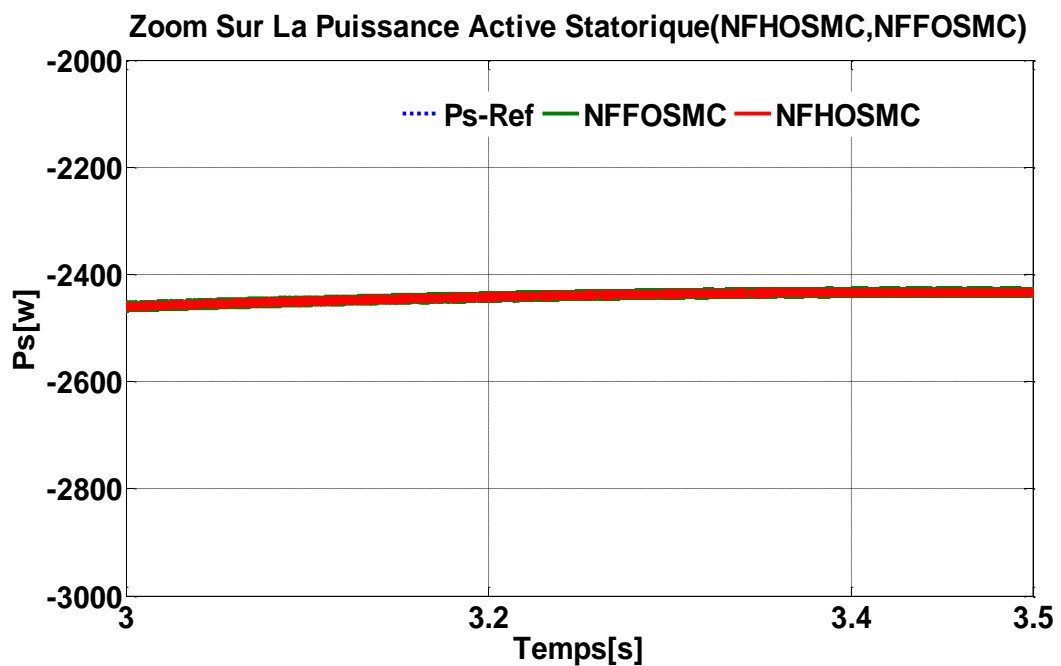


Figure V.7: Zoom sur la réponse de la puissance active (NFFOSMC et NFHOSMC)

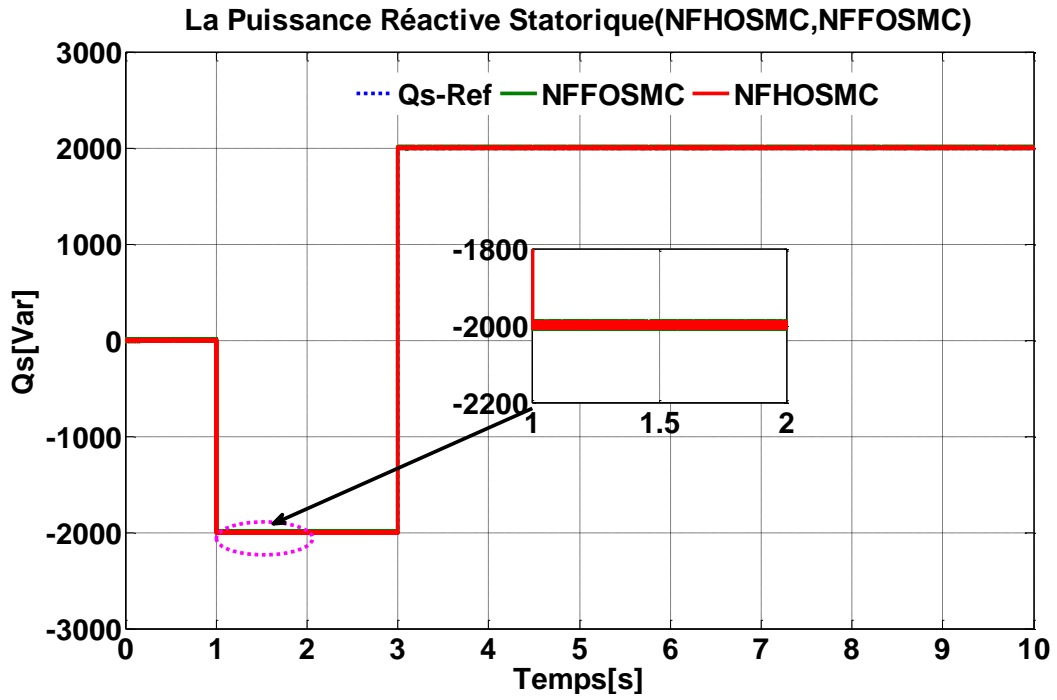


Figure V. 8: Puissance réactive de la MADASB par NFHOSMC et NFFOSMC

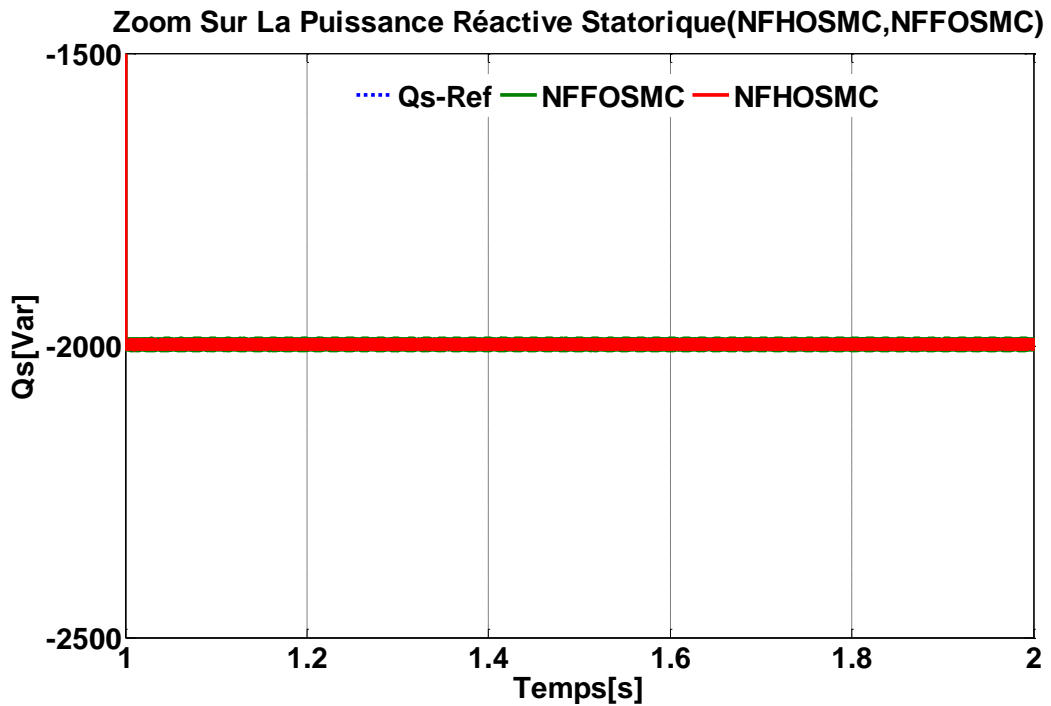


Figure V. 9: Zoom sur la réponse de la puissance réactive en utilisant les stratégies de commande NFFOSMC et NFHOSMC.

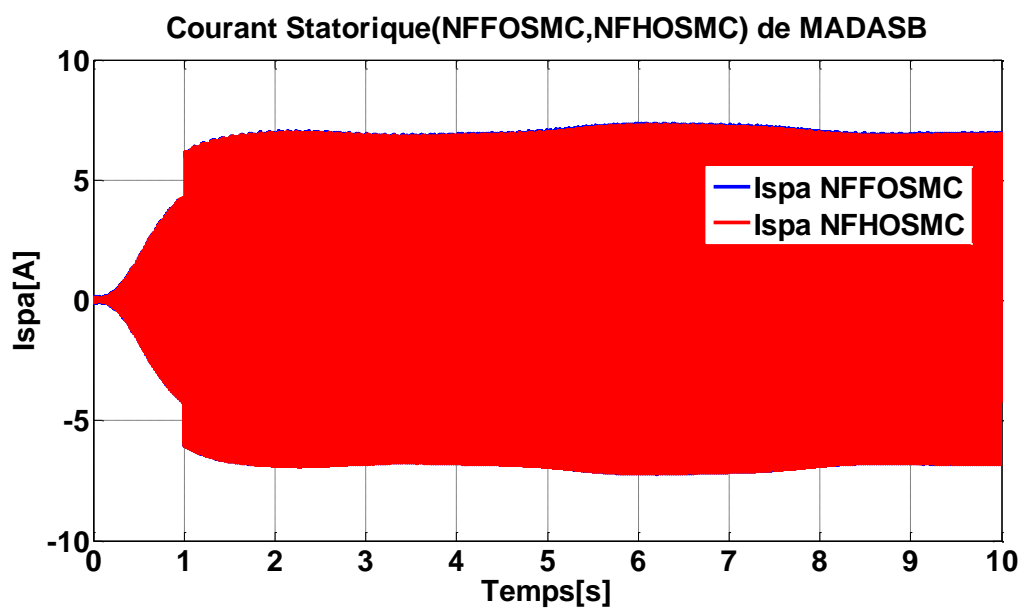
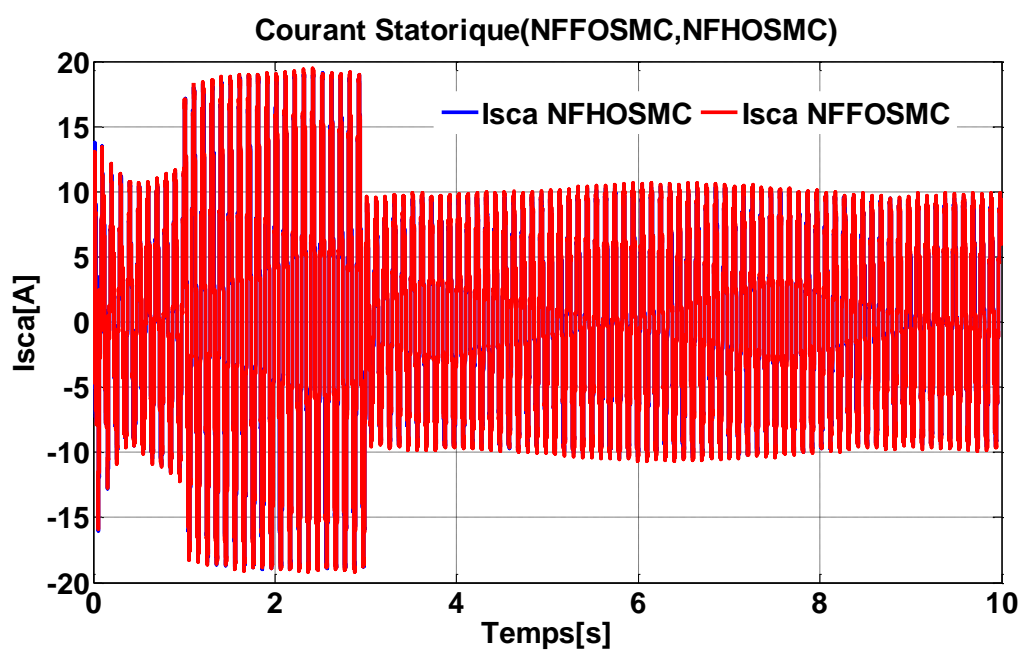
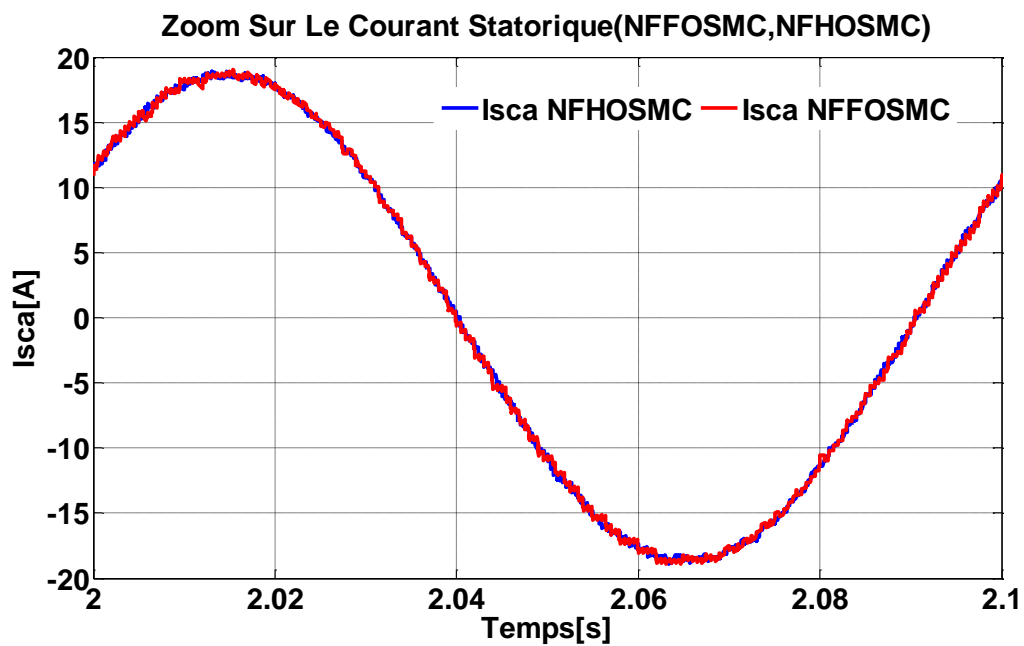


Figure V.10: Courant de stator de puissance par (NFFOSMC et NFHOSMC)

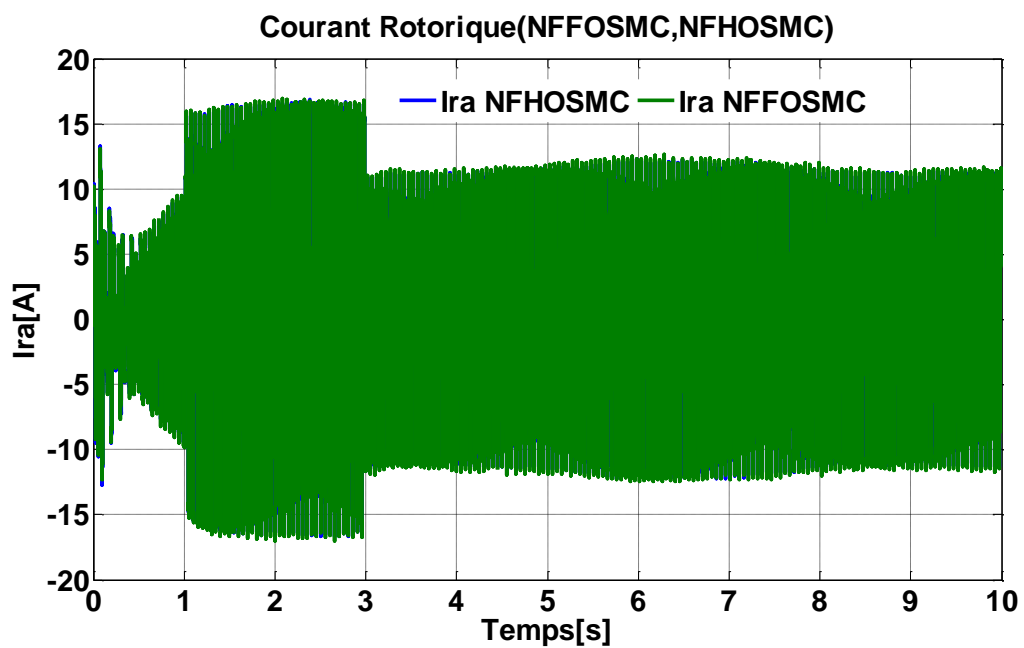


(a)



(b)

Figure V.11: Le courant statorique de bobinage de commande sur la phase A



(a)

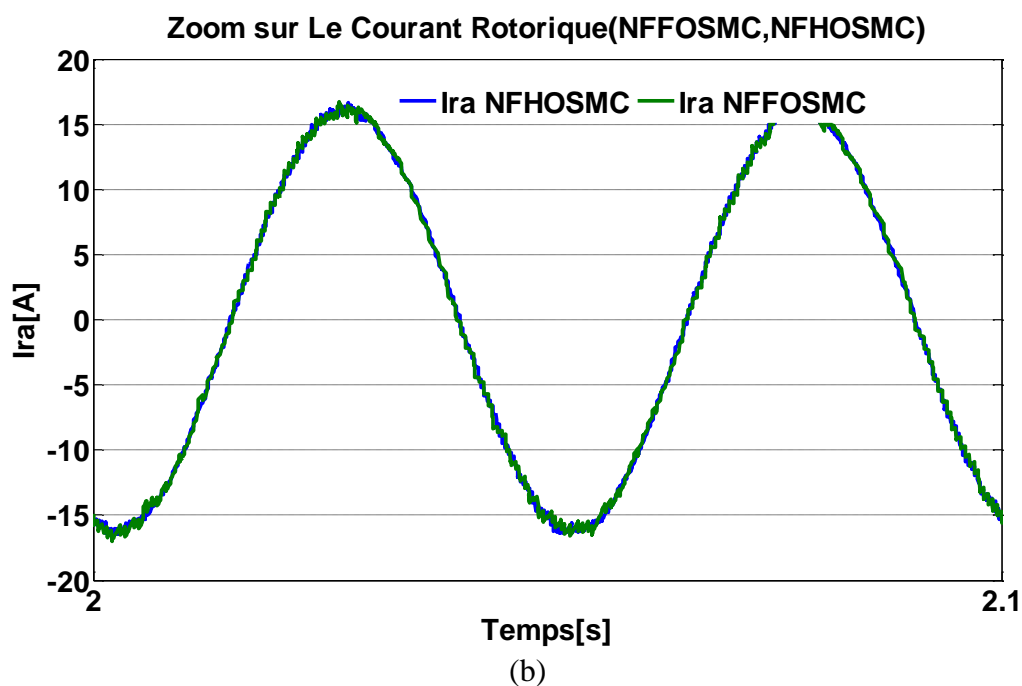
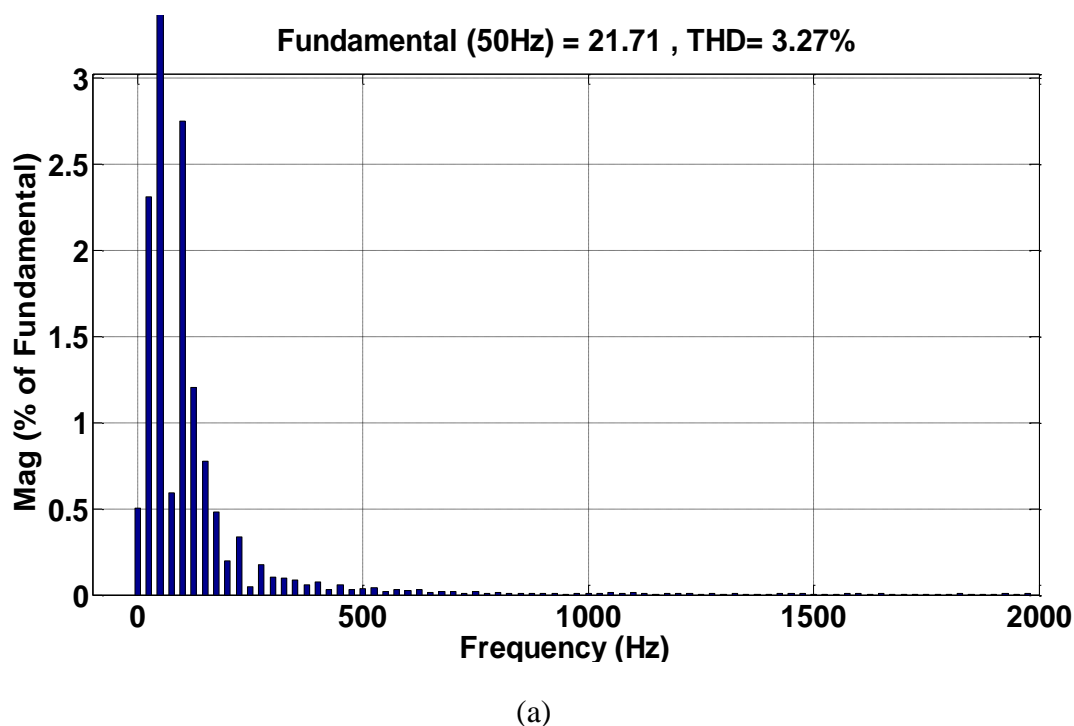


Figure V.12: Le courant rotorique est présenté pour les deux stratégies de commande (NFFOSMC et NFHOSMC).



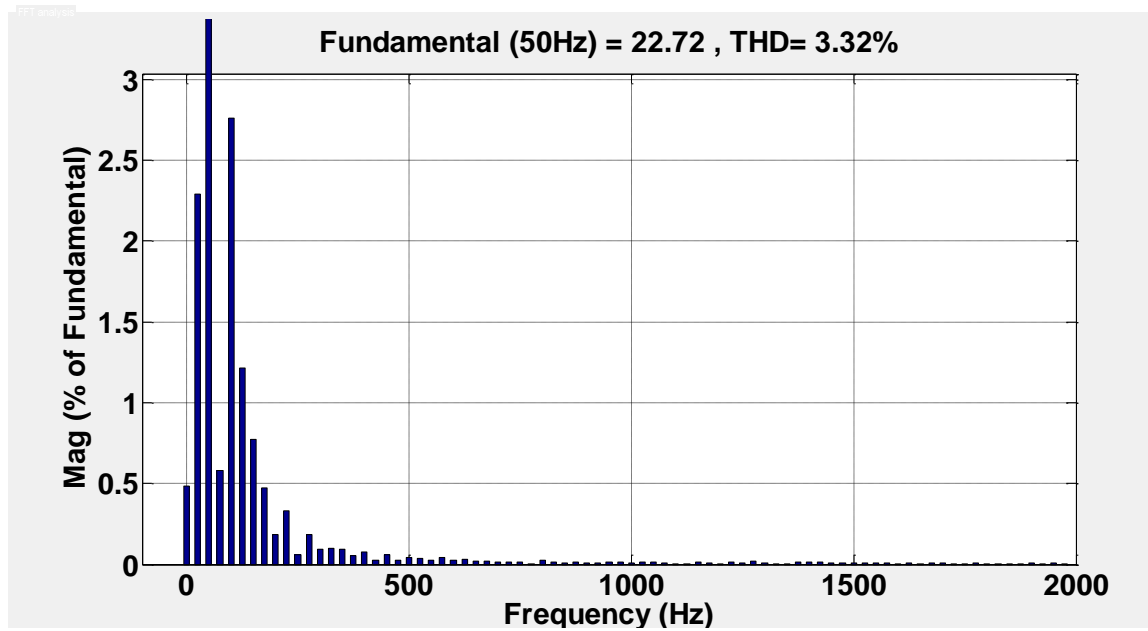


Figure V.13: La FFT du courant statorique, (a) NFFOSMC, (b) NFHOSMC.

Dans le but d'apprécier l'efficacité de la méthode de contrôle, une analyse des spectres d'harmoniques (THD) du courant statorique a été effectuée pour les méthodes NFFOSMC et NFHOSMC. Les résultats, illustrés dans la Figure V.13 (a) et (b), montrent que le THD du courant statorique est plus bas avec NFHOSMC que NFFOSMC, soulignant ainsi l'efficacité de l'algorithme NFHOSMC à réduire les harmoniques et à améliorer globalement le système.

V.11 Test de robustesse avec variations paramétriques:

Les deux techniques de commande (NFFOSMC et NFHOSMC) ont été évaluées pour leur robustesse en présence de variations de paramètres, notamment une augmentation de 150% de la résistance (R_{sc}) à $t=6s$. Les résultats des simulations (Figures V.14 et V.16) démontrent clairement que ces variations n'affectent ni la dynamique de suivi des consignes ni le fonctionnement global de la machine. Cela confirme l'adaptabilité des deux méthodes de commande proposées dans des conditions variables.

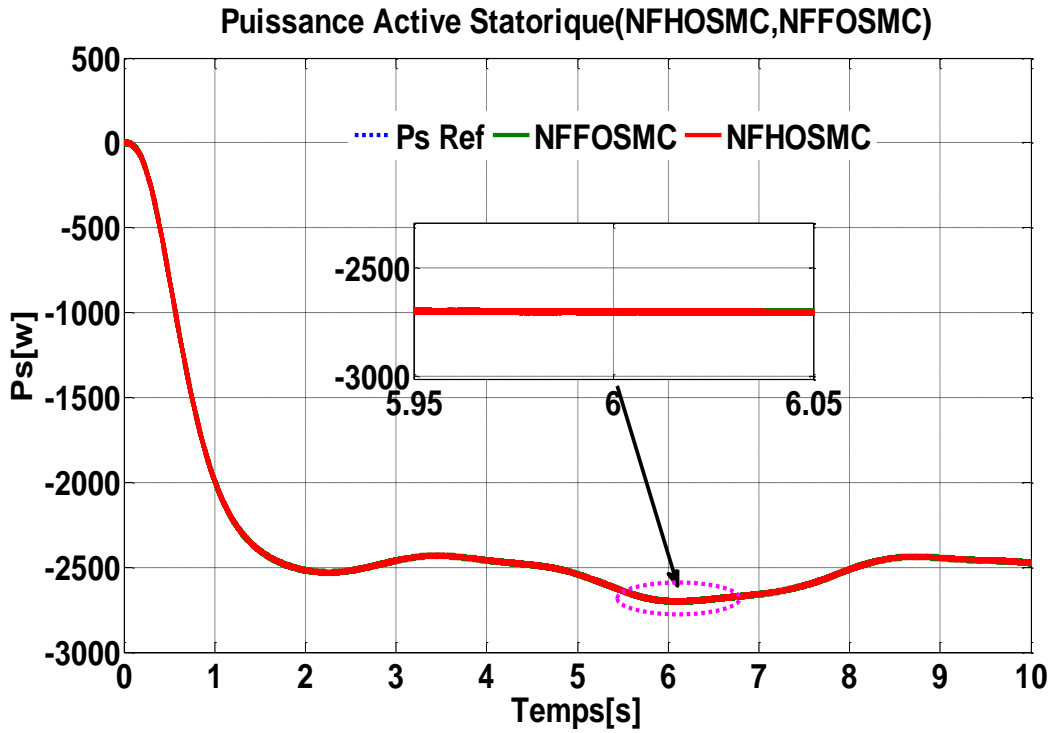


Figure V 14: La puissance réactive, P_s , sous l'influence des variations de la résistance statorique.

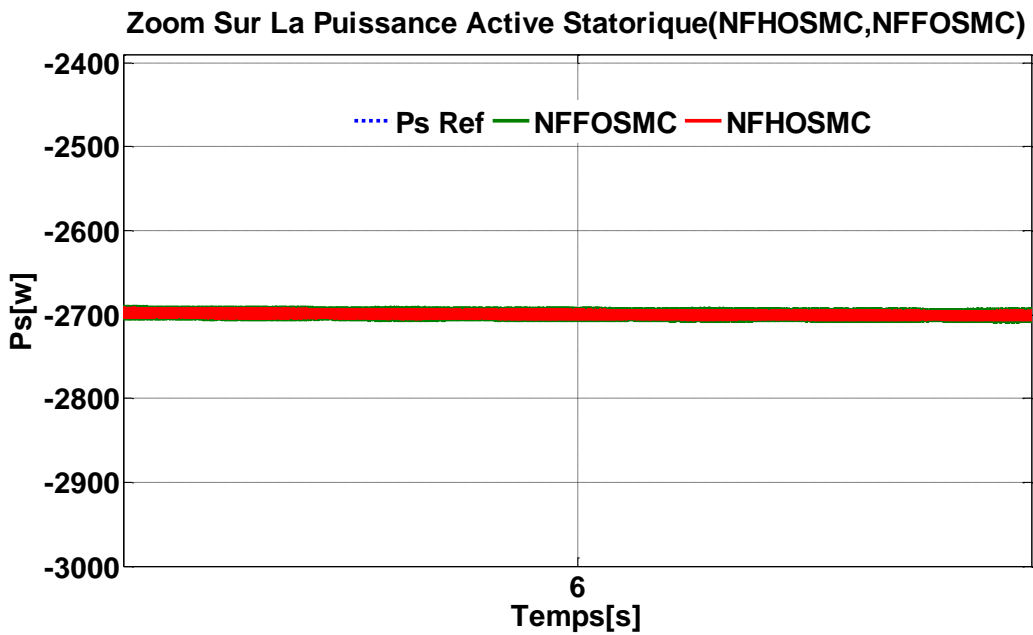


Figure V 15: Zoom la P_s en cas de variation des paramètres, en utilisant les stratégies de contrôle NFFOSMC et NFHOSMC

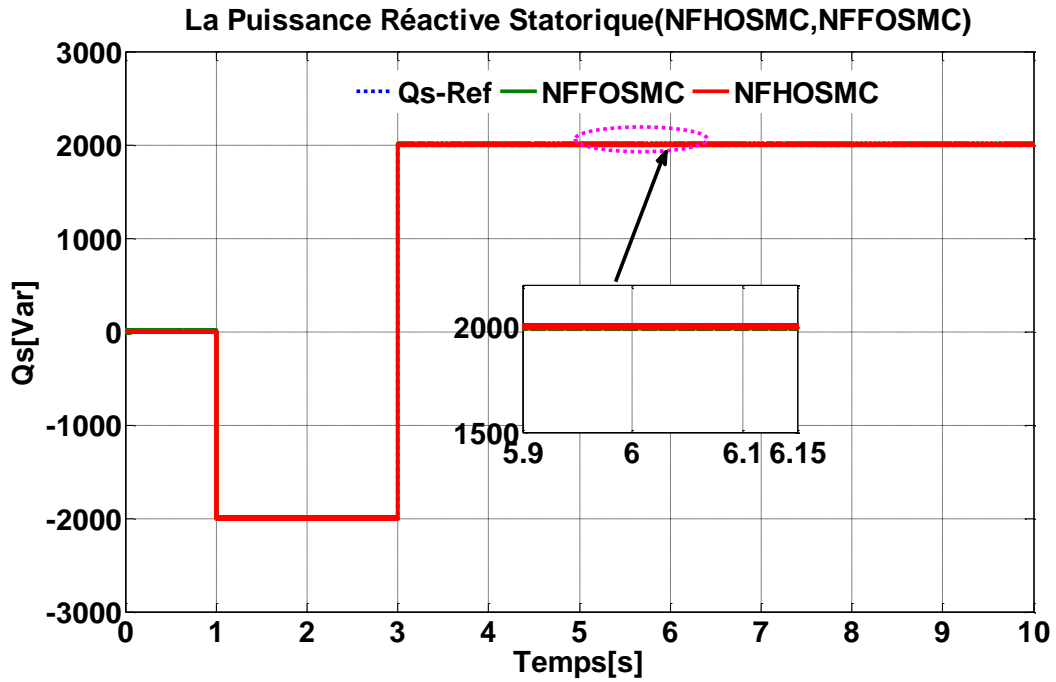


Figure V 16: Les résultats de simulation Illustrer la variation de Q_s selon la résistance statorique.

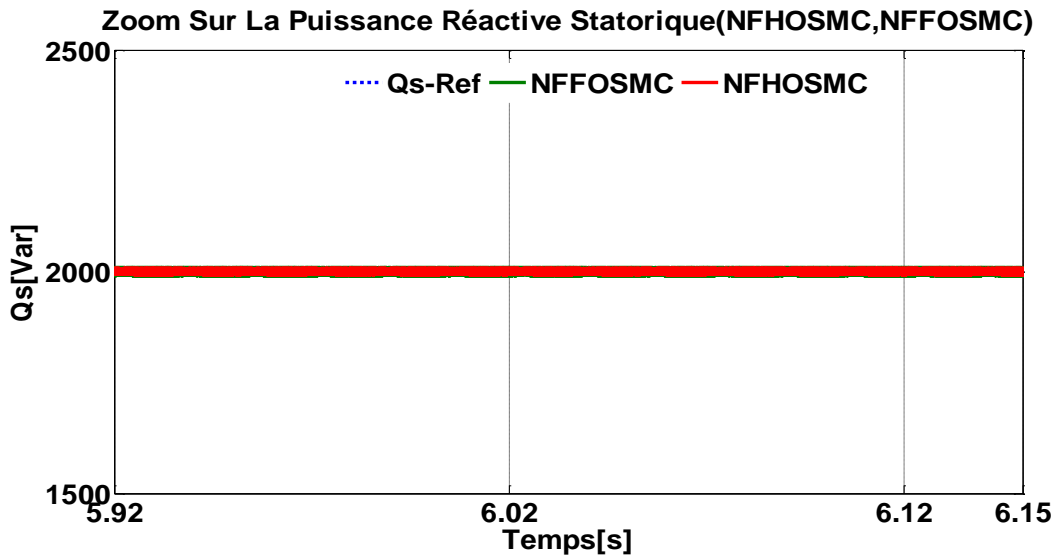


Figure V 17 : Zoom sur la réponse de la puissance réactive avec variation paramétrique sous les stratégies de contrôle NFFOSMC et NFHOSMC .

V.12. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus démontrent que les variations des paramètres de la machine n'ont aucun impact négatif sur les réponses dynamiques. Le régulateur NFSOSMC répond aux exigences en termes de rapidité, de précision et de robustesse, tant pour les perturbations externes que pour les variations internes des paramètres de la machine. Une analyse quantitative des deux approches est présentée dans le tableau V.1, mettant en évidence que le

schéma proposé (NFHOSMC) présente moins de chattering et offre une réponse transitoire idéale.

Approche	FFOSMC	FHOSMC
Robustesse aux variations de paramètres.	Faible	Très Faible
Analyse harmonique du courant statorique.	Moyen	Très Faible
Chattering	Petit chattering	Très Petit chattering
La réponse de la puissance active au régime transitoire	La stabilisation est rapide, une réponse relativement rapide.	Le temps de stabilisation a été réduit au maximum et vitesse de réponse rapide
Temps de montée de Ps optimisé.	0.025s	0.010s
(Performance transitoire Ps)	(Relativement rapide avec une stabilisation rapide)	(Temps de stabilisation réduit et vitesse de réponse rapide)
Temps de montée de la puissance active optimisé.	0.021s	0.012

Tableau V.1: Comparer les performances des deux méthodes.

Conclusion:

L'emploi d'une commande moderne peut donner de bonnes performances malgré la nature non linéaire et les variations des paramètres de MADASB pendant son fonctionnement, ce qui représente un défi en termes de contrôle.

Dans ce travail, on a présenté une stratégie de commande adaptative neuro-floue assurant la stabilité qui se caractérise par des lois de contrôle faciles d'application, sans besoin d'informations précises sur la structure ou les paramètres du modèle dynamique de la MADASB. Les systèmes neuro-flous sont utilisés pour approximer le modèle du système à réguler, et la méthode NF se base sur des techniques de neurones flous.

Les deux techniques de contrôle adaptatif, NFHOSM et NFFOSM, ont été testées en présence de changement de paramètre du système. Les résultats obtenus ont démontré que la méthode NFHOSM présente une forte robustesse face à ces variations par rapport à la méthode NFFOSM, cela confirme l'efficacité de la méthode proposée.

Référence

- [1] **Belakehal, S., et al.** «Modélisation et commande d'une génératrice Synchronne à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne». *Revue des énergies renouvelables* 13.1 (2010).
- [2] **Ardjoun, Sid Ahmed El-Mehdi, Mouloud Denai, and Mohamed Abid.** «Robustification du contrôle des éoliennes pour une meilleure intégration dans un réseau déséquilibré». *Proceedings of Algerian Large Electrical Network Conference, CAGRE 2019.* IEEE, 2019.
- [3] **Rouhani, Dhia Eddine.** «Modélisation et commande d'un drone quadri-rotor par les réseaux Neuro-Flous et PID». (2019).
- [4] **ACHBI, Mohammed Said.** «Commande tolérante aux défauts en utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels et les Systèmes d'Inférence Floue». *Diss. Université Mohamed Khider-Biskra*, 2012.
- [5] **GHANI, MAMA, FATIMA DIHMANE, and SMAIL MANSOURI.** «COMMANDE VECTORILLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMONTATION PAR LA LOGIQUE FLOUE». *Diss. Université Ahmed Draia-ADRAR*, 2017.
- [6] **Benlahbib, Boualam.** «Supervision d'un système hybride éolienne-photovoltaïque connecté au réseau électrique». *Diss.* 2019.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

L'énorme consommation de l'énergie électrique, les hauts prix des hydrocarbures entraînent plusieurs pays à inventer des programmes nationaux et autres internationaux consacrés à produire de l'énergie électrique à partir des ressources renouvelables.

Cette thèse vise d'accomplir une commande directe des puissances de la MADASB et de concevoir un contrôle robuste face aux incertitudes paramétriques.

Premièrement, nous avons présenté et analysé les différentes structures de conversion éolienne qui utilisent les machines électriques. La structure utilisant MADASB était avantageuse en fonctionnement à vitesse variable, en minimisant le dimensionnement des convertisseurs statiques. Après une étude aérodynamique et une brève description des différentes zones de fonctionnement, cette partie est consacrée à la modélisation globale de la turbine éolienne avec le système d'orientation des pales. Le comportement de la turbine pourrait d'être remarqué à partir d'un modèle de simulation pour différentes conditions de fonctionnement. Les résultats de simulation prouvent l'efficacité de la méthode de limitation de la puissance reçue par la turbine éolienne.

D'autre part, on a mentionné la commande vectorielle avec ses différents types. La méthode directe où les puissances active et réactive sont mesurées et comparées à leurs références. La méthode indirecte sans boucles des puissances dont les courants de stator de commande sont utilisés pour contrôler les puissances. Le but de la commande vectorielle indirecte avec boucle de puissance est d'avoir un bon suivi aux consignes de références.

Nous avons remarqué que méthode directe de commande des puissances est pratiquement simple. Par contre, la méthode indirecte avec boucle de puissance offre un système performant et robuste.

Pour minimiser les contraintes provenant des régulateurs PI classiques utilisés dans la commande vectorielle, nous avons appliqué un régulateur flou par mode glissant d'ordres 1 et 2 pour améliorer les performances de la MADASB. Nous avons obtenu une amélioration au niveau de temps de réponse et une atténuation des harmoniques.

Enfin, dans notre travail, nous avons aussi développé une autre technique de commande avancée réduisant les oscillations des puissances, cette stratégie de contrôle hybride appelée Neuro-Fuzzy Sliding Mode Control (NFSMC) basée sur le générateur à induction à double alimentation sans balais (BDFIG) de 2,5 KW. Cela remplace la surface glissante du contrôle

pour exclure le phénomène de (chattering) provoqué par l'action de contrôle discontinue. Cette technique offre des fonctionnalités attrayantes, telles que la robustesse aux variations de paramètres Cette méthode améliore significativement les oscillations des puissances.

Annexes

Loi de BETZ

A.I. Loi de BETZ, [1]

La loi de BETZ définit qu'une éolienne ne peut pas convertir plus de 16/27 (ou 59%) de l'énergie cinétique contenue dans le vent en énergie mécanique.

Considérons le système éolien à axe horizontal illustré à la Figure A.1, dans lequel nous avons montré les vitesses du vent en amont de la turbine V_1 et V_2 en aval.

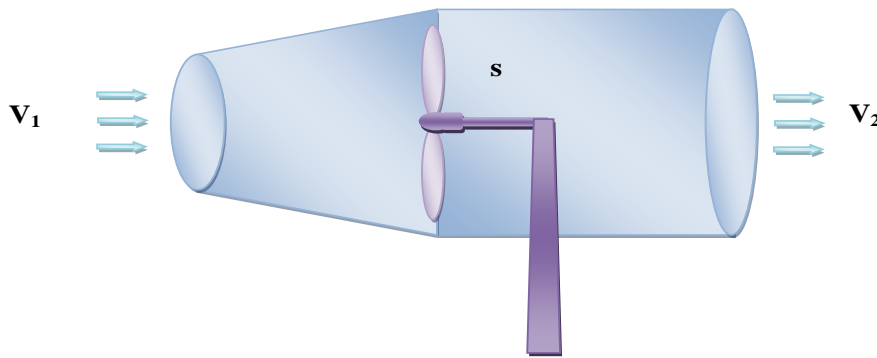


Figure A.I. 1: Tube de courant autour d'une éolienne.

Selon la théorie de Betz, l'énergie récupérable d'une éolienne est due à une variation de l'énergie cinétique du vent.

$$P_m = \Delta E_c = \frac{1}{2} m (V_1^2 - V_2^2) \quad (\text{A.I.1})$$

La masse d'air en mouvement de densité ρ traversant une surface S des pales en une seconde par une moyenne de vitesse.

$$m = \rho S v = \rho S \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (\text{A.I.2})$$

L'effort qui s'exerce sur l'éolienne est donné par le théorème de la variation de la quantité de mouvement :

$$\vec{F} = \rho S v (\vec{V}_1 - \vec{V}_2) \quad (\text{A.I.3})$$

Cet effort crée une puissance:

$$P_m = \vec{F} \vec{V} = \rho S v^2 (V_1 - V_2) \quad (\text{A.I.4})$$

Qui est évidemment la même que celle donnée par (A.I.1). Ainsi, la combinaison de (A.I.1) et (A.I.4) donne :

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (\text{A.I.5})$$

Avec :

V_1 : vitesse du vent dans le plan du rotor en m/s ;

V_2 : vitesse du vent à l'aval du rotor en m/s ;

S : surface balayée par l'hélice en m^2 ;

On pose que $K = \frac{V_2}{V_1}$ on peut écrire :

$$P_m = \frac{1}{4} \rho S V_1^3 (1 + K)^2 (1 - K) \quad (\text{A.I.6})$$

Cette puissance admet une valeur maximale pour la valeur de K qui annule sa dérivée $\frac{dP_m}{dK} = 2(1 + K)(1 - K)^2 = 0$, (soit pour $K=1$ où $K=1/3$ 'K=1 aucun sens physique').

Soit $K=1/3$, Alors

$$P_{\max} = \frac{16}{27} \times \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot V_1^3 \approx 0.6 \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot V_1^3 \quad (\text{A.I.7})$$

On montre que l'énergie récupérable dépend du rapport V_2 / V_1 et atteint un pic lorsqu'elle est égale à $1/3$. Dans ces conditions, l'énergie récupérable est égale à $16/27$ de l'énergie cinétique totale. Par conséquent, au mieux, moins de 60% de cette énergie peut être récupérée.

Alors pour un vent théoriquement non perturbé traversant cette surface S sans diminution de vitesse soit à la vitesse V_1 , la puissance P_{mt} correspondante serait alors :

$$P_{mt} = \rho S \frac{V_1^3}{2} \quad (\text{A.I.8})$$

Correcteurs du Vitesse de la Turbine

A.II. Correcteur de la vitesse de la turbine:

Dans le chapitre I, paragraphe (I.6), une structure de commande d'une turbine éolienne basée sur un asservissement de sa vitesse a été définie.

Plusieurs correcteurs de vitesse peuvent être envisagés. Dans cette annexe, nous détaillons la conception d'un correcteur proportionnel intégral à avance de phase et d'un correcteur proportionnel intégral avec anticipation, [98], [99].

A.II.1. Correcteur proportionnel intégral à avance de phase

Le correcteur considéré a pour expression (figure A.2):

$$C_{em_réf} = \frac{a_0 + a_1 P}{1 + \tau P} \cdot (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (\text{A.II.1})$$

a_0 , a_1 et τ sont les paramètres du correcteur à déterminer et P est la grandeur de Laplace.

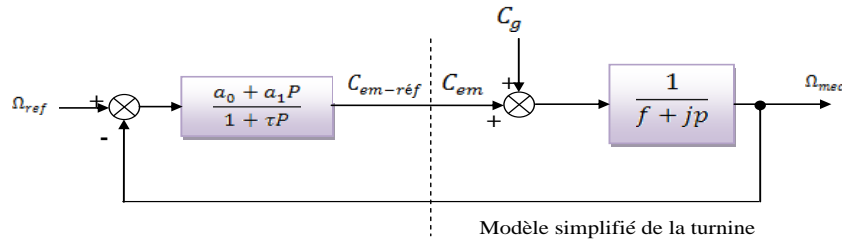


Figure A.II. 1: Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase.

La fonction de transfert en boucle fermée se met sous la forme mathématique suivante:

$$\Omega_{mec} = F(p)\Omega_{ref} + P(p) \cdot C_g \quad (\text{A.II.2})$$

Où $F(s)$ est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse:

$$F(p) = \frac{a_1 p + a_0}{J \cdot \tau \cdot p^2 + (f \cdot \tau + J + a_1) \cdot p + a_0 + f} \quad (\text{A.II.3})$$

Et $P(s)$ est la fonction de transfert de la perturbation C_g :

$$P(p) = \frac{\tau p + 1}{J \cdot \tau \cdot p^2 + (f \cdot \tau + J + a_1) \cdot p + a_0 + f} \quad (\text{A.II.4})$$

Pour atténuer l'action du couple éolien C_g , il faut que le paramètre a_0 soit élevé.

L'équation (A.II.4) peut s'écrire :

$$P(p) = \frac{j \cdot \tau}{a_0 + f} \cdot \frac{\tau p + 1}{\frac{p^2}{\left(\frac{a_0 + f}{j \cdot \tau}\right)} + \frac{f \cdot \tau + j + a_0}{a_0 + f} \cdot p + 1} \quad (\text{A.II.5})$$

Les paramètres (a_1 et τ), sont déterminés de manière à avoir une fonction de transfert du 2^{ème} ordre, ayant une pulsation naturelle ω_n et un coefficient d'amortissement ξ définis comme suit :

$$\frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} = \frac{f \cdot \tau + j + a_0}{a_0 + f} \quad \text{et} \quad \omega_n^2 = \frac{a_0 + f}{j \cdot \tau} \quad (\text{A.II.6})$$

Les paramètres a_0 et a_1 sont déduits de (A.II.6) comme suit :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0 + f}{j \cdot \tau}} \quad (\text{A.II.7})$$

$$\xi = \frac{f \cdot \tau + j + a_1}{a_0 + f} \cdot \frac{\omega_n}{2} \quad (\text{A.II.8})$$

$$a_0 = \omega_n^2 \cdot j \cdot \tau \quad (\text{A.II.9})$$

$$a_1 = \frac{2 \xi (a_0 + f)}{\omega_n} - f \cdot \tau - j \quad (\text{A.II.10})$$

En choisissant un temps de réponse tr convenable pour le démarrage de la génératrice, de telle sorte qu'on limite les variations de la puissance électrique générées, on considère la fonction de transfert anticipatrice suivante (Figure A.II.2) :

$$F'(p) = \frac{j \cdot \tau p^2 + (f \cdot \tau + j + a_1) p + a_0 + f}{(a_1 \cdot p + a_0) \cdot \left(\frac{tr}{3} p + 1\right)} \quad (\text{A.II.11})$$

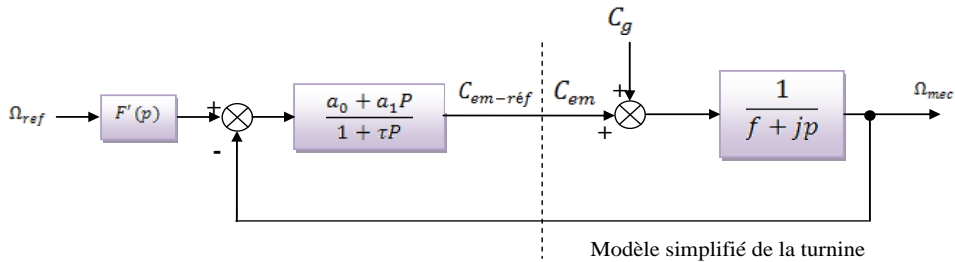


Figure A.II. 2: Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase

A.II.2. Correcteur proportionnel intégral avec anticipation

Le correcteur considéré a pour expression (Figure A.4).

$$C_{em_réf} = \left(b_1 + \frac{b_0}{p}\right) \cdot (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (\text{A.II.11})$$

b_0, b_1 sont respectivement le gain intégral et le gain proportionnel du correcteur.

La fonction de transfert est déterminée de la même manière que la précédente:

$$F(p) = \frac{b_1 \cdot p + b_0}{j \cdot p^2 + (f + b_1) \cdot p + b_0} \quad (\text{A.II.12})$$

$$P(p) = \frac{p}{j \cdot p^2 + (f + b_1) \cdot p + b_0} \quad (\text{A.II.13})$$

Pour atténuer l'action du couple éolien C_g , il faut que le paramètre b_0 soit élevé. Comme précédemment, les paramètres (b_1 et b_0), sont déterminés de manière à avoir une fonction de transfert du 2^{ème} ordre, ayant une pulsation naturelle ω_n et un coefficient d'amortissement ξ définis comme suit :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{b_0}{j}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{f + b_1}{b_0} \cdot \frac{\omega_n}{2} \quad (\text{A.II.14})$$

Donc les paramètres b_0 et b_1 sont déterminés comme suit :

$$b_0 = \omega_n^2 j \quad \text{et} \quad b_1 = \frac{2b_0\xi}{\omega_n} - f - j \quad (\text{A.II.15})$$

Pour un coefficient d'amortissement ζ et un temps de réponse tr imposés en boucle fermée, on considère la fonction anticipatrice suivante (Figure A.4):

$$F'(p) = \frac{j \cdot p^2 + (f + b_1) \cdot p + b_0}{(b_1 \cdot p + b_0) \cdot \left(\frac{tr}{3} \cdot p + 1\right)} \quad (\text{A.II.16})$$

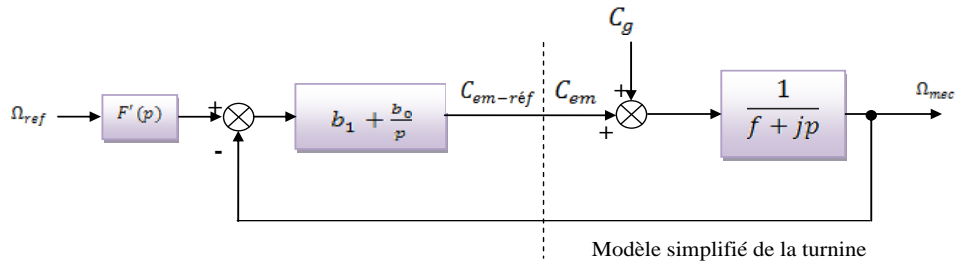


Figure A.II. 3: Schéma bloc du correcteur PI avec anticipation

Dimensionnement du Régulateur PI de la Commande Vectorielle Direct

A.III. Dimensionnement du Régulateur PI de la Commande Vectorielle Direct :

Le but de la correction est de doter l'asservissement des qualités attendues, par le calcul et l'implantation du correcteur nécessaire. Le correcteur constitue la partie «intelligente de l'asservissement et sa détermination judicieuse confère à l'asservissement ses qualités. Compenser (ou corriger) un système asservi consiste à modifier ses propriétés par l'action d'un réseau correcteur, de façon à le stabiliser s'il y a lieu, et à lui conférer de bonnes performances,

A.III.1.Synthèse de la régulation PI

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour commander la cascade de deux MADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale de système de génération éolien.

Figure A.5 montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $K_p + \frac{K_i}{p}$, correspondant aux deux régulateurs utilisés dans Figure A.III.1

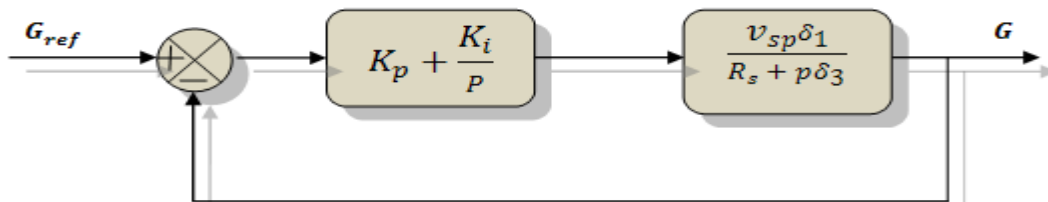


Figure A.III. 1: Système régulé par un PI

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante:

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{v_{sp} \delta_1}{p + \frac{R_s}{\delta_3}} \quad (\text{A. III. 1})$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\delta_3} \quad (\text{A. III. 2})$$

Notons toutefois que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs dépendent de ces paramètres. Si tel n'est pas le cas, la compensation est moins performante.

Si on effectue la compensation, on obtient la FTBO suivante :

$$\text{FTBO} = \frac{K_p \frac{v_{sp} \delta_1}{\delta_3}}{p} \quad (\text{A. III. 3})$$

Cela nous donne en boucle fermée :

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1 + \tau_r p} \text{ avec } \tau_r = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{\delta_3}{v_{sp} \delta_1} \quad (\text{A. III. 4})$$

Avec τ_r le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécanique sont importantes.

S'imposer une valeur plus faible n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble, mais risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoires en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables.

On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$K_p = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{\delta_3}{v_{sp} \delta_1} = 1.8693 \text{ et } K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{R_s}{v_{sp} \delta_1} = 60.4005 \quad (\text{A. III. 5})$$

Paramètres de la turbine et de la MADASB

A.V. Paramètre de la Turbine :

Paramètres de la Turbine	
Rayon de la pale, R	3m
Nombre de pales	3
Multiplicateur, G	5.4m
Moment d'inertie, J	315 Kg.m ²
coefficient de frottement, f	0.001 N.m.s ⁻¹
Vitesse du vent (Cut-in)	4 m/s
Vitesse du vent de découpe (Cut-out)	6.5 m/s
Vitesse nominale du vent, v	7 m/s

A.V. Paramètre de la MADASB

	PW	CW	Rotor
Résistance(ohm)	$R_p = 1.732$	$R_c = 1.079$	$R_r = 0.473$
Inductance statorique (mH)	$L_p = 714.8$	$L_c = 121.7$	$L_r = 132.6$
Inductance mutuel (mH)	$L_m = 242.1$	$L_c = 242.1$	
Puissance nominale P_n	2.5KW		
Courant nominal, I_n	10 A		
Fréquence du stator, f	50 Hz		