



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



Thèse

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

Présentée pour l'obtention du titre de :

Docteur en Sciences en Électrotechnique

Option : Commande Electrique

Sous le Thème :

**Commande des Entraînements Electriques des Chaînes de
Conversion d'Energies Renouvelables**

Présenté par :

CHOUG Noredine

Soutenue le : 08/04/2021

Devant le jury composé de :

Mr. NACERI Farid	Professeur	Univ. Batna 2	Président
Mr. BENAGGOUNE Saïd	Professeur	Univ. Batna 2	Rapporteur
Mme. ZIDANI Fatiha	Professeur	Univ. Batna 2	Examinatrice
Mr. BENAKCHA Abdelhamid	Professeur	Univ. Biskra	Examineur
Mr. ZELLOUMA Laid	Professeur	Univ. EL Oued	Examineur
Mr. MERABET Elkhair	Professeur	Univ. Bordj Bou Arreridj	Examineur
Mr. BELKACEM Sebti	Professeur	Univ. Batna 2	Invité

Année universitaire 2019/2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Louange à **DIEU** qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Je tiens tout particulièrement à remercier :

En premier lieu je voudrais remercier **Saïd BENAGGOUE**, Professeur à l'université de **Batna 2** et directeur de cette thèse pour la confiance qu'il m'a accordée. Je tiens à lui exprimer ma plus profonde reconnaissance d'avoir dirigé mon travail.

Monsieur **Pr. NACERI Farid**, Professeur à l'université de **Batna 2** d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury.

Mme ZIDANI Fatiha, Professeur à l'université de **Batna 2**.

Monsieur **BENAKCHA Abdelhamid**, Professeur à l'université de **Biskra**.

Monsieur **ZELLOUMA Laid**, Professeur à l'université de **El Oued**.

Monsieur **MERABET Elkhair**, Professeur à l'université de **Bordj Bou Arreridj**.

Monsieur **BELKACEM Sebti**, Professeur à l'université de **Batna 2**.

D'avoir bien voulu s'intéresser à mon travail et d'avoir accepté de le juger.

J'exprime toute ma gratitude aux enseignants et personnel administratif du département d'électrotechnique de l'université de Batna 2 pour leur aide précieuse, leur respect et leur gentillesse.

DEDICACE

Je dédie ce travail :

A mes parents qui m'ont soutenu pendant toute la durée de ces longues études,

A ma chère femme,

A mes chères petites filles « *RAOUANE* » « *IKRAME* » « *ARIGE* »,

A mes chers frères et sœurs,

à mes meilleures amies *AMMAR AICHOUCHE* et *DJAALAB DJEMAI* et à tous ceux que

j'aime.

CHOUÛG NOREDDINE

TABLE

DE

MATIÈRES

Table de matière**Remerciements****Dédicace****Résumé**

Table de matière	I
Liste des figures.....	IV
Liste des tableaux	VII
Liste des symboles.....	X
Introduction Generale.....	1
I Modélisation et Commande de la Chaîne de Conversion Eolienne a Base de la GADA	
Introduction	5
I Modélisation de la chaîne de conversion éolienne	5
I.1 Modélisation de vent	6
I.2 Modélisation de la turbine éolienne	7
I.2.1 Modèle aérodynamique	7
I.2.2 Modèle de la partie mécanique.....	9
I.3 Stratégie de commande de la turbine éolienne	10
I.3.1 Extraction du maximum de la puissance du vent	10
I.3.2 Régulation du système à calage (pitch control)	11
I.3.3 Stratégie de maximisation de puissance MPPT	12
I.3.3.1 Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.	12
I.3.3.2 Contrôle mppt sans asservissement de la vitesse de rotation.	14
I.4 Résultats de simulations	16
I.5 Modélisation de la MADA	18
I.5.1 Modes de fonctionnement de la MADA	18
I.5.2 Hypothèses simplificatrices	20
I.5.3 Modèle de la GADA dans le repère triphase	21
I.5.4 Transformation de park	22
I.5.5 Modèle de la GADA dans le repère de park	23
I.6 Commande vectorielle de la GADA	25
I.6.1 Modèle de la GADA avec orientation du flux statorique	25
I.6.2 Commande vectorielle directe des puissances active et réactive	28
I.6.3 Commande vectorielle indirecte des puissances active et réactive	29
I.7 Modélisation des convertisseurs statiques	30
I.7.1 Modélisation et commande de l'onduleur	30
I.7.1.1 Commande par modulation sinus triangle	33

I.7.2 Modelisation du redresseur	34
I.7.3 Modelisation du filtre	35
I.8 Resultats de simulations	36
Conclusion.....	40
II Commande placement de poles RST de la GADA	
Introduction	42
II.1 Synthese d'un regulateur RST	42
II.1.1 Principe du régulateur RST	43
II.1.2 Résolution de l'équation de Bézout	44
II.1.3 Stratégie de placement de pôles robustes	47
II.1.3.1 Horizon de commande	47
II.1.3.2 Horizon de filtrage	48
II.2 Application a la regulation des puissances active et reactive de la GADA	49
II.3 Resultats de simulations	52
Conclusion.....	57
III Commande par logique floue de la GADA	
Introduction	58
III.1 Systemes flous	59
III.1.1 La théorie des sous-ensembles flous	59
III.1.2 Variables linguistiques	59
III.1.3 Opérations sur les ensembles flous.....	60
III.1.3.1 Egalité.....	61
III.1.3.2 Inclusion	61
III.1.3.3 Intersection	61
III.1.3.4 Union	61
III.1.4 Fonction d'appartenance.....	61
III.2 Structure interne d'un systeme flou.....	62
III.2.1 Fuzzification	63
III.2.2 Base de connaissances	64
III.2.3 Moteur d'inférence floue.....	65
III.2.3.1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani).....	65
III.2.3.2 Méthode d'inférence max - produit (méthode de Larsen).....	67
III.2.3.3 Méthode d'inférence somme-prod.....	68
III.2.4 Défuzzification.....	68
III.3 Structures de base d'un controleur flou.....	69
III.3.1 Correcteurs flous de type PD.....	70
III.3.2 Correcteurs flous de type PI	70
III.3.3 Correcteurs flous de type PID	70

III.4 Application la commande par la logique flou de la GADA	71
III.5 Resultats de simulations	73
Conclusion.....	77
IV Commande hybride des puissances active et reactive de la GADA	
Introduction	79
IV.1. Regulateur floue avec gain de commande adaptative	79
IV.1.1. Description du régulateur flou à gain de commande adaptative	80
IV.2. Commande hybride RST-FLOU	82
IV.2.1 Choix des variables	83
IV.2.2 Fuzzification.....	84
IV.2.3 Moteur d'inférence	84
IV.2.4 Défuzzification	85
IV.3 Analyse de stabilite	85
IV.4 Resultats de simulations	86
Conclusion.....	90
V Etude Comparative	
Introduction	91
V.1.Resultats de simulation.....	91
V.1.1Suivie de consigne	91
V.1.2 Essais vitesse variable	93
V.1.3 Robustesse	97
Conclusion.....	104
Conclusion Generale	105
Bibliographie	107
Annexes I.....	117
Annexes II	120
Annexes III.....	121

Liste des
Figures et
Tableaux

Liste des Figures

CHAPITRE I

Fig.I.1: Système éolien à vitesse variable basé sur une GADA.. 6

Fig.I.2: Profil de la vitesse du vent..... 7

Fig.I.3: Coefficient de puissance C_p en fonction du ratio de vitesse λ de la turbine de la puissance 1.5 MW 8

Fig.I.4: Partie mécanique de l'éolienne 9

Fig.I.5: Schéma bloc du modèle de la turbine 10

Fig.I.6: Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable 10

Fig.I.7: Schéma bloc du contrôle du l'angle de calage..... 11

Fig.I.8: Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation. 13

Fig.I.9: Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation 13

Fig.I.10: Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation. 15

Fig.I.11: Résultats de simulation du MPPT avec asservissement de la vitesse..... 17

Fig.I.12: Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de la vitesse 18

Fig.I.13: Différentes modes de fonctionnement de la MADA 19

Fig.I.14: Représentation symbolique de la MADA et détail de la phase statorique « a »..... 21

Fig.I.15: Schéma bloc d'une PLL..... 25

Fig.I.16: Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux statoriqu..... 25

Fig.I.17: Modèle simplifié de la GADA..... 27

Fig.I.18: Commande vectorielle directe de la GADA..... 29

Fig.I.19: Commande vectorielle indirecte de la GADA..... 29

Fig.I.20: Schéma de l'onduleur triphasé..... 31

Fig.I.21: Principe de la technique triangle-sinusoidale 35

Fig.I.22: Représentation du redresseur triphasé 36

Fig.I.23: Représentation du filtre passe –bas..... 37

Fig.I.24: Résultats de simulation de la commande vectorielle pour la puissance active..... 38

Fig.I.25: Résultats de simulation de la commande vectorielle pour la puissance réactive..... 39

Fig.I.26: Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour les deux commandes direct et indirect..... 39

Fig.I.27: Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les deux commandes direct et indirect..... 40

Fig.I.28: Tension de bus continu. 41

CHAPITRE II

Fig.II.1: Représentation générale d'une régulation RST..... 43

Fig.II.2: Placement des pôles de l'horizon de commande..... 47

Fig.II.3: Placement des pôles de l'horizon de filtrage..... 48

Fig.II.4: Schéma bloc d'un système régulé par RST 49

Fig.II.5: Schéma bloc de la Commande de la GADA avec régulation RST 52

Fig.II.6: Réponse de la puissance active statorique..... 53

Fig.II.7: Réponse de la puissance réactive statorique pour les deux régulateurs PI et RST.... 54

Fig.II.8: Erreur entre les puissances actives statorique 54

Fig.II.9:Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} et V_{sa} pour les deux régulateurs PI et RST	55
Fig.II.10:Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les deux régulateurs PI et RST	56

CHAPITRE III

Fig.III.1: Représentation graphique des termes linguistiques..	60
Fig.III.2: Exemple de fonctions d'appartenance	62
Fig.III.3: Structure interne d'un système flou	62
Fig.III.4: Méthode de Fuzzification pour une mesure exacte.....	64
Fig.III.5: Méthode de Fuzzification pour une mesure incertaine	64
Fig.III.6: Définition de ALORS dans la méthode d'inférence max-min	66
Fig.III.7: Définition de OU dans la méthode d'inférence max-min.....	66
Fig.III.8: Fonction d'appartenance résultante	67
Fig.III.9: Définition de OU dans la méthode d'inférence max-prod.....	67
Fig.III.10:Défuzzification par valeur maximum.....	68
Fig.III.11:Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées	69
Fig.III.12:Correcteur flou de type PD	70
Fig.III.13:Correcteur flou de type PI.....	70
Fig.III.14:Correcteur flou de type PID	70
Fig.III.15:Schéma bloc d'un régulateur flou des puissances active et réactive.....	71
Fig.III.16:Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée e , Δe et de sortie Δu	72
Fig.III.17:Schéma bloc de la Commande de la GADA avec régulation FLC	73
Fig.III.18:Réponses de la Puissance active statorique pour les deux régulateurs FLC et RST	74
Fig.III.19: Réponses de la Puissance réactive statorique pour les deux régulateurs FLC et RST	75
Fig.III.20:Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour.....	75
Fig.III.21:Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour.....	76

CHAPITRE IV

Fig.IV.1: Schéma d'un contrôleur flou des puissances active et réactive avec gain adaptatif.....	79
Fig.IV.2: fonction d'appartenance du gain de la commande.....	80
Fig.IV.3: Régulateur RST avec la commande à priori	81
Fig.IV.4: Structure de commande RST-flou	82
Fig.IV.5: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées e et e et de sortie U_3	83
Fig.IV.6: Schéma bloc de la Commande Hybride de la GADA.....	85
Fig.IV.7: Réponses de la Puissance active statorique pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP	86
Fig.IV.8: Erreur entre les puissances actives.....	87
Fig.IV.9 :Réponses de la Puissance réactive statorique pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP	87

Fig.IV.10:Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP	88
Fig.IV.11:Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP	89

CHAPITRE V

Fig.V.1: Suivi de consigne de puissances active..	92
Fig.V.2: Suivi de consigne de puissances réactive.	93
Fig.V.3: Réponse de la puissance active statorique.....	94
Fig.V.4: Réponse de la puissance réactive statorique	95
Fig.V.5: Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour les quatre régulateurs.....	96
Fig.V.6:Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les quatre régulateurs	97
Fig.V.7:Puissance active statorique sous la variation de la résistance rotorique	98
Fig.V.8:Puissance réactive statorique sous la variation de la résistance rotorique	99
Fig.V.9:Puissance active statorique sous la variation de l'inductance rotorique	99
Fig.V.10:Puissance réactive statorique sous la variation de l'inductance rotorique	100
Fig.V.11:Puissance active statorique sous la variation de l'inductance mutuelle	101
Fig.V.12:Puissance réactive statorique sous la variation de l'inductance mutuelle.....	102

ANNEXES

Fig.A.1: Contrôle des puissances d'un système régulé par un PI..	117
Fig.A.2: Contrôle des courants d'un système régulé par un PI.	119

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

Tab.I.1: Ecoulement de la puissance de la MADA..	20
--	----

CHAPITRE III

Tab.III.1: Base des réglages des régulateurs de la puissance active et réactiv.....	72
---	----

CHAPITRE IV

Tab.IV.1: La décision sur le gain de la variation de la commande..	81
Tab.IV.2: Matrice d'inférence du régulateur flou..	85

CHAPITRE V

Tab.V.1: Comparaison des performances des quatre commandes de puissance active..	103
Tab.V.2: Comparaison des performances des quatre commandes de puissance réactive... ..	104

ANNEXES

Tab.A.1: Paramètre de la turbine.....	120
Tab.A.2: Paramètre de la GADA de 1.5MW... ..	120
Tab.A.3: Les gains des régulateurs PI.....	121
Tab.A.4: Les gains des régulateurs FLC.. ..	121
Tab.A.5: Les gains des régulateurs RST-FLC.....	121
Tab.A.6: Les gains des régulateurs FLC-ADP... ..	121

Liste des

Symboles

LISTE DES SYMBOLES**NOMENCLATURE****MODELE DU TURBINE**

P_v	: Puissance du vent.
ρ	: Densité de l'aire.
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 de 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.

MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTE

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 totale 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	: Grandeur statorique et rotorique.
V_s, V_r	: Tension du stator et du rotor.
I_s, I_r	: Courant du stator et du rotor.
φ_s, φ_r	: Flux du stator et du rotor.
R_s, R_r	: Résistance 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	: Puissance active et réactive du stator.
P_r, Q_r	: Puissance 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.

SUPERSCRIPTS (LES EXPOSANTS 'SYMBOLE')

s	: Référenciée au stator.
r	: Référenciée au rotor.

*	-ref	: Valeur de reference.
°		: Degré.
P		: Référence liée à la puissance active.
Q		: Référence liée à la puissance réactive.
_max		: Valeur maximal.
_min		: Valeur minimal.
_est		: Valeur estimé.
_opt		: Valeur optimal.
Δ		: Différence entre deux valeurs.

SUBSCRIPTS (INDICES)

α - β		: Axe α - β stationnaire.
d,q		: Axe d, q synchrone (direct et en quadrature).
a,b,c / A,B,C		: Référence triphasée.
WECS		: Wind energy conversion system.
MPPT		: Maximum power point tracking.
MADA		: Machine asynchrone double alimentée.
AC		: Alternating current.
DC		: Direct current.
PWM		: Pulse with modulation.
PI		: Proportional integral.
DFIM		: Doubly fed induction machine.
PLL		: Phase-locked loop.
GADA		: Générateur asynchrone double alimentée.
CCM		: Convertisseur coté machine..
CCR		: Convertisseur coté réseau.
PWM		: Pulse with modulation.
FLC		: Fuzzy logic control.
CV		: Commande vectorielle.
f_c		: Fréquence de coupure.
$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$: Gains de régulateur flou.
Δe		: Variation de l'erreur.
$F(s)$: Fonction du transfert du filtre.
RST		: Reference signal tracking.
RST-ADP		: Régulateur flou avec gain de commande adaptative.
RST-FLC		: régulateur hybride par la logique floue.

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Introduction Générale

L'énergie éolienne est une forme indirecte de l'énergie solaire. En effet, c'est le réchauffement inégalement réparti à la surface de la planète qui provoque les vents. Cette énergie propre et de moins en moins coûteuse avec les progrès technologiques, permet une production électrique décentralisée faiblement émettrice de gaz à effet de serre. Tous ces facteurs ont fait de l'éolien, l'énergie renouvelable la plus prometteuse.

Ainsi, durant les dernières décennies, l'utilisation des méthodes alternatives de production d'électricité, et notamment l'énergie éolienne, ont connu une forte et rapide croissance à travers le monde. Par conséquent, l'énergie éolienne raccordée au réseau a augmenté, et devrait être un contributeur important à la production d'électricité, avec un taux de pénétration pouvant atteindre 50%, dans certains pays comme le Danemark, la Norvège, la Suède et l'Allemagne [1],[2].

Durant la dernière décennie, le marché des générateurs éoliens à vitesse variable s'est orienté vers des puissances supérieures à 1 MW notamment pour tirer parti au maximum du gisement éolien sur le site d'implantation. Ces générateurs utilisent souvent la machine asynchrone à double alimentation (MADA) comme génératrice étaient donnés ses avantages par rapport aux autres types des éoliennes à vitesse variable (machine synchrone à aimants permanents). En effet, les convertisseurs statiques triphasés de puissance dimensionnée pour une partie de la puissance nominale de la MADA impliquent moins de pertes par commutation, et un coût de production du convertisseur moins élevé. La MADA permet aussi un fonctionnement sur une plage de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme pour les deux modes hypo-synchrone et hyper-synchrone, assurant ainsi un dimensionnement réduit des convertisseurs statiques de puissance, c'est pour ces raisons que la MADA est particulièrement utilisée pour les applications à haute puissance [3], [4], [5].

Dans ce contexte, ce présent travail est consacré au contrôle des puissances active et réactive d'un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA), où la configuration du système, les types de convertisseurs ainsi que les techniques de commande adoptée seront considérés.

La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Cependant, il existe des autres commandes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et

robustes à savoir la commande par placement de pôles RST ou L'intelligence artificielle...etc.

Le régulateur du type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs du type Proportionnel - Intégral. Il permet de mieux gérer la compromise rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes [7].

La logique floue est une branche des mathématiques, basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. A ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique [8] [9] [10]. À partir des années 70 cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes, Ces travaux permettaient de mettre en œuvre des commandes de façon heuristique. Dans les années 80 la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre de commande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique.

De nos jours, la logique floue est un axe de recherche important sur lequel se focalisent de nombreux scientifiques. Des retombées technologiques sont d'ores et déjà disponibles, tant dans le domaine grand public (appareils photo, machines à laver, fours à micro-ondes), que dans le domaine industriel (réglage et commande de processus complexes liés à l'énergie, aux transports, à la transformation de la matière, à la robotique, aux machines-outils).

La commande robuste a attiré l'attention d'un nombre important d'automaticiens durant les dernières décennies. Plusieurs approches, développées dans ce cadre, ont trouvé de plus en plus d'applications dans la conduite de procédés industrielles. Le problème de garantie de la robustesse dans le cas d'incertitudes paramétriques a suscité un grand intérêt de la part des ingénieurs. En effet, la prise en compte des imperfections de la modélisation et des perturbations externes est devenue un objectif incontournable en commande robuste. Parmi les problèmes rencontrés dans ce formalisme, de plus en plus complexes et délicats, figurent en premier lieu, ceux liés à la synthèse de correcteurs robustes à structure canonique RST. Ce type de correcteurs polynomiaux et d'une utilisation très répandue pour la conduite de

procédé industriels varié. Les problèmes de synthèse, en particulier ceux relatifs à la commande numérique polynomiale RST, peuvent être reformulés sous forme de problèmes d'optimisation multicritères.

L'intégration de la logique floue dans la commande classique est aussi une solution intéressante pour assurer une régulation optimale qui répond aux exigences de l'utilisateur même dans un environnement difficile et variable [11], il est nécessaire de développer un mécanisme basé sur la logique floue parmi lequel deux types des régulateurs différents des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation à savoir le contrôle par la logique floue avec gain de commande adaptative. Cette technique proposée est basée sur l'adaptation du gain de commande par la logique et le second un contrôleur RST avec hybridation par la logique floue.

Dans ce contexte, ce présent travail est consacré au contrôle des puissances active et réactive d'un système de conversion d'énergie éolienne et de développer des méthodes de commande pour améliorer le rendement et la production de l'énergie électrique. Le contenu de cette thèse est structuré en cinq chapitres :

Le premier chapitre, sera consacré à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation à partir de laquelle sont reposés les travaux de cette thèse. Dans la première partie, nous présenterons la modélisation des différents éléments constituant le système pour établir les différentes commandes associées. C'est aussi dans ce chapitre la stratégie MPPT est présentée. Cette dernière repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne pour chaque vitesse du vent. Une fois cette partie mécanique en fonctionnement, nous allons nous attacher à la génération d'électricités par la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (GADA) et de son convertisseur statique qui alimente le rotor. Dans la deuxième partie, la commande vectorielle avec orientation du flux statorique va nous permettre de réaliser une commande indépendante des puissances active et réactive de la GADA, en utilisant des régulateurs classiques du type (PI). Deux types de commandes vectorielles sont développés. La première appelée commande vectorielle directe dans laquelle on effectue la régulation directement des puissances sans prendre en compte les couplages internes existant entre les énergies dans la GADA. La deuxième c'est la commande vectorielle indirecte qui s'occupe d'abord du réglage des courants rotoriques de la GADA ensuite le réglage en cascade des puissances, ce chapitre est terminé par une comparaison entre les deux commandes.

Le deuxième chapitre met en œuvre la commande vectorielle basée sur le régulateur polynomial à trois branches RST en se basant sur la théorie de placement de pôles.

Dans le troisième chapitre, On s'intéresse au remplacement du régulateur RST des puissances active et réactive, au sein de la commande vectorielle par un régulateur flou. Nous commençons par définir et expliquer la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous et ainsi que le mode de raisonnement propre aux variables floues. Nous développons un contrôleur flou nécessaire à l'amélioration des performances de la commande vectorielle.

Dans le quatrième chapitre nous traitons deux types de contrôles à savoir le contrôle par la logique floue avec gain de commande adaptative et le contrôleur hybride RST-flou. Les deux types de contrôles ont été appliqués pour le contrôle direct des puissances active et réactive d'une (GADA) utilisée dans une chaîne de conversion d'énergie éolienne.

Le dernier chapitre sera consacré à l'étude comparative entre les quatre commandes proposées dans cette thèse afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles.

Finalement, on termine notre thèse par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche envisagées.

CHAPITRE I

**MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE
DE LA CHAÎNE DE CONVERSION EOLIENNE A
BASE DE LA GADA**

Introduction

Le développement durable et les énergies renouvelables suscitent aujourd'hui l'intérêt de plusieurs équipes de recherche. Ainsi, le développement des éoliennes représente un grand investissement dans le domaine de la recherche technologique.

Il existe deux grandes familles d'éoliennes : celle à axe vertical et celle à axe horizontal. Actuellement, les éoliennes à axe horizontal sont largement plus utilisées que les éoliennes à axe vertical pour des raisons économiques liées à leur fabrication et à leur installation. Parmi les éoliennes à axe horizontal, on distingue celles à vitesse fixe et celles à vitesse variable. Ces dernières sont les plus couramment utilisées pour la production d'énergie électrique sur le réseau électrique. En effet, les éoliennes à vitesse variable, contrairement aux éoliennes à vitesse fixe, fonctionnent sur une large plage de vitesses permettant ainsi une maximisation des puissances extraites pour de faibles vitesses du vent et le maintien d'une puissance constante pour des vitesses de vent élevées [6].

De nos jours, le système éolien à vitesse variable à base de génératrice asynchrone double alimentation (GADA) est la plus utilisée dans les fermes éoliennes, elle présente plusieurs avantages en comparaison avec la machine à cage. Elle permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variante de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme, de plus le contrôle des tensions rotoriques nous permet de commander indépendamment les puissances active et réactive [16].

Ce chapitre traite deux parties : la première partie concerne la modélisation et la commande d'un système de conversion éolien à vitesse variable basé sur une GADA. Par la suite, on présente la technique d'extraction du maximum de la puissance MPPT. La seconde partie concerne la commande vectorielle (directe et indirecte) des puissances active et réactive statorique de la GADA, appliquée au système éolien de 1.5 MW. Nous terminerons par présenter les résultats de simulation moyennant le logiciel MATLAB/SIMULINK et leurs interprétations.

I. Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

La chaîne de conversion éolienne est constituée de la turbine entraînant la GADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur de vitesse. Le stator est directement connecté au réseau électrique tandis que le rotor est connecté au réseau via deux

convertisseurs statiques bidirectionnels mis en cascade à travers un bus continu [12], [13], [14] [15]. Sont illustrées sur la Figure (I.1)

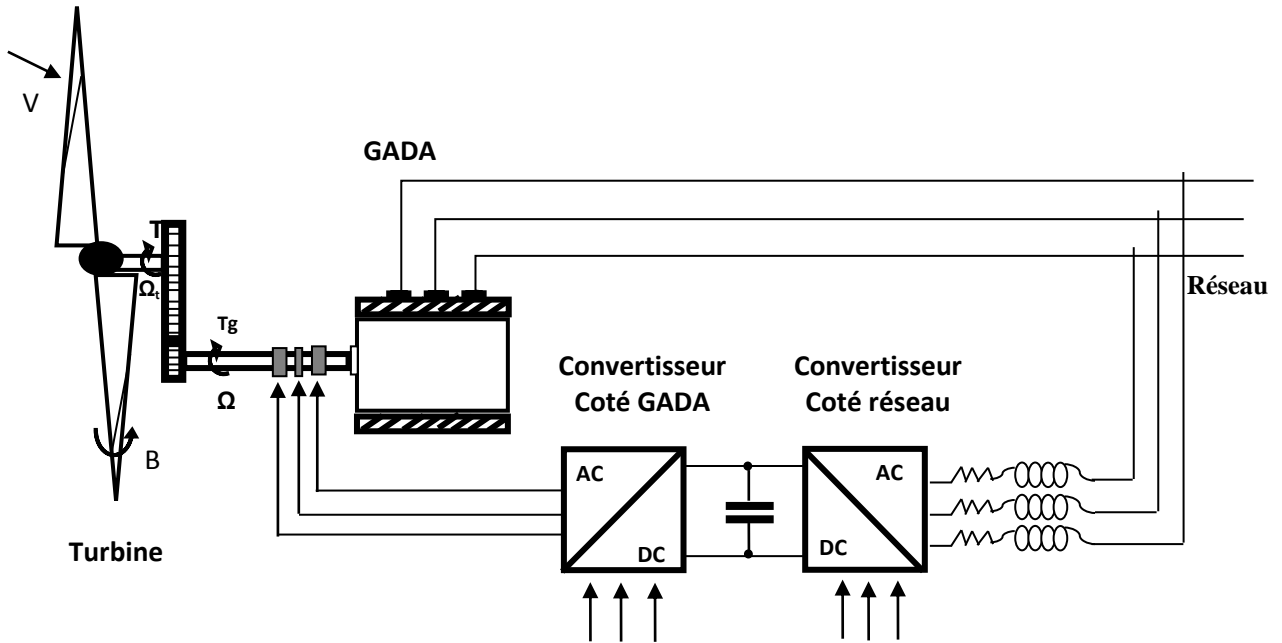


Figure I.1 Système éolien à vitesse variable basé sur une GADA.

I.1 Modélisation de vent

La ressource en vent, du point de vue de sa distribution statique, est essentielle dans un projet éolien et constitue un facteur déterminant pour le calcul de la production de l'électricité et de la rentabilité. Mathématiquement, la vitesse du vent est un vecteur tridimensionnel. Néanmoins, la direction du vecteur de vitesse du vent n'a pas d'importance pour une turbine à axe vertical. Même pour une petite éolienne tripale à axe horizontal, cette direction n'est pas prise en compte dans le modèle de la turbine éolienne car elle est réglée par la dérive sur la queue de la turbine. Le vent ne peut pas être représenté par des expressions exclusivement déterministes. La modélisation du vent n'est pas une chose aisée car les variations spatiales vont du kilomètre au centimètre et celles dans le temps de la seconde à des mois.

La vitesse du vent peut être modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques conformément à [16], [17], [18], [19] :

$$V_v(t) = A + \sum_{n=1}^i (a_n \sin(b_n \cdot w_v \cdot t)) \quad (I.1)$$

Avec : A : est constante, a_n et b_n w_v : représentent respectivement : l'amplitude et la pulsation de l'échantillon du vent.

Dans un contexte de la modélisation théorique, le profil de vent doit satisfaire deux critères :

- 1) La durée du profil doit être limitée pour réduire le temps de simulation ;
- 2) Le profil du vent doit être représentatif des caractéristiques du gisement (intensité, variabilité, distribution statistique...).

La composante $V_v(t)$ est donnée par [18]:

$$V_v(t) = 8 + 0.4 \sin(1.47t) + 2 \sin(0.5665t) + \sin(5.75t) + 0.8 \sin(4.266t) \quad (\text{I.2})$$

La figure I.2 représente le profil du vent simulé

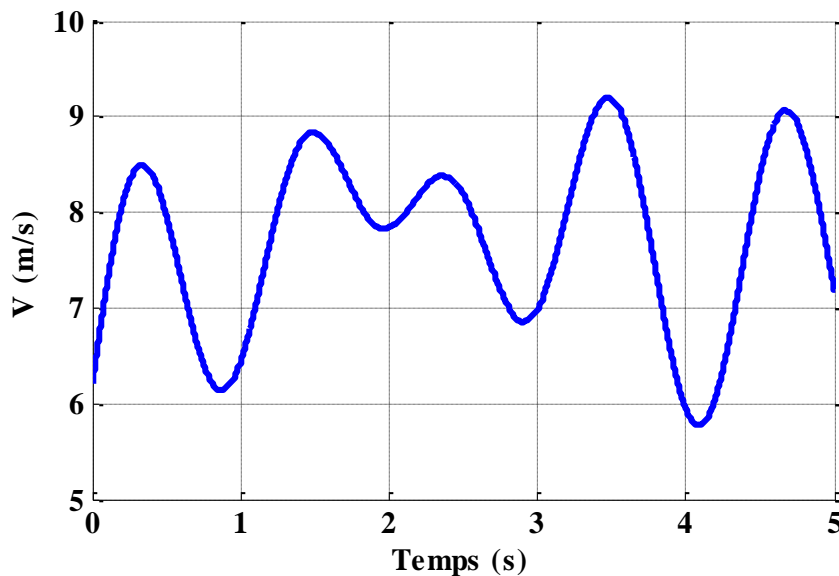


Figure I.2 Profil de la vitesse du vent.

I.2 Modélisation de la turbine éolienne:

I.2.1 Modèle aérodynamique :

Le vent de vitesse V_v , appliqué sur les pâles de l'éolienne, entraîne sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine, notée P_{aero} , s'exprimant par [20] :

$$P_{aero} = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_v^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{I.3})$$

La vitesse spécifique de l'éolienne ou ratio de vitesse, est défini comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pâles ($\Omega_t \cdot R$) et la vitesse du vent V_v

$$\lambda = \frac{\Omega_{turb} \cdot R}{V_v} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

Ω_t : est la vitesse de rotation de la turbine.

β : Angle d'orientation des pâles ou angle de calage.

ρ : La densité de l'air

V_v : La vitesse du vent en (m/s).

R : Rayon de l'éolienne (m).

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient présente une limite théorique, appelée limite de Betz, égale à 0,593 [21], [22].

Dans cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage des pâles β dont l'expression a pour origine les travaux de [23] ,[24].

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.5 - 0.0167(\beta - 2)) \sin\left(\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18.5 - 0.3\beta}\right) - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (I.5)$$

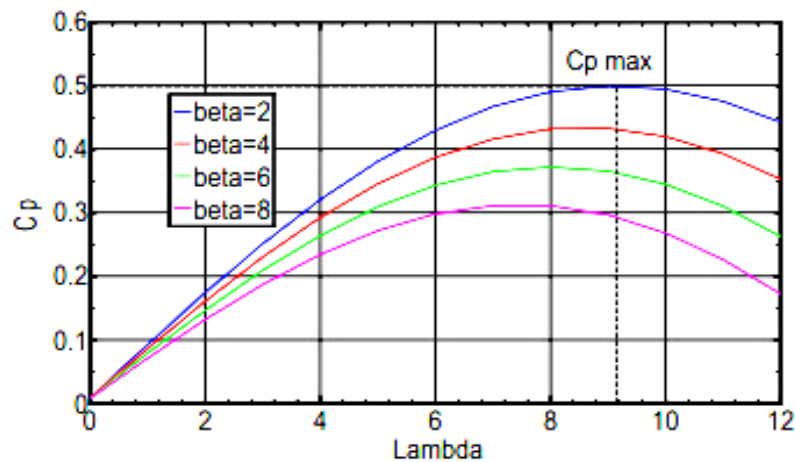


Figure I.3 Coefficient de puissance C_p en fonction du ratio de vitesse λ de la turbine de la puissance 1.5 MW [22].

La turbine permet de convertir l'énergie aérodynamique du vent en énergie mécanique. Son couple aérodynamique C_{aero} est donné par [25] l'expression suivante :

$$C_{aero} = \frac{1}{2 \cdot \Omega} \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_v^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (I.6)$$

I.2.2 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pâles orientables de longueur R . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse Ω_{turb} , relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique.

Les trois pâles sont considérées de conception identique, de plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pâles et donc une égalité de toutes les forces de poussée. On peut alors considérer l'ensemble des trois pâles comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques comme nous le montre la Figure I.4 [26].

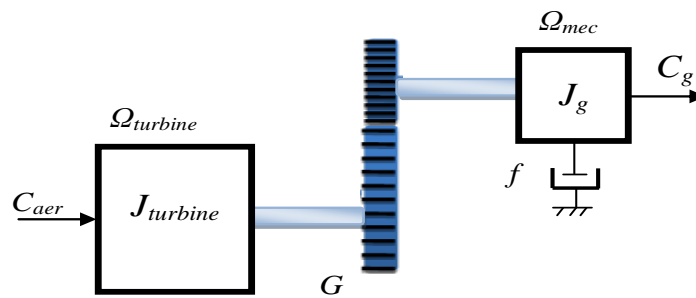


Figure I.4 Partie mécanique de l'éolienne.

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la GADA. Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes:

$$C_g = \frac{C_{aero}}{G} \quad (I.7)$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (I.8)$$

C_g : Le couple de la turbine sur l'arbre de la GADA

G : Le gain du multiplicateur.

L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique C_m appliqué au rotor :

$$J_T \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = C_g - C_{em} - f \cdot \Omega_m \quad (I.9)$$

$$J_T = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (I.10)$$

C_{em} : Le couple électromagnétique de la GADA.

J_g : L'inertie de la GADA.

J_t : L'inertie de la turbine.

J_T : L'inertie totale.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Finalement, nous pouvons établir le schéma bloc de la turbine éolienne Figure I.5 en associant les équations aérodynamiques et mécaniques.

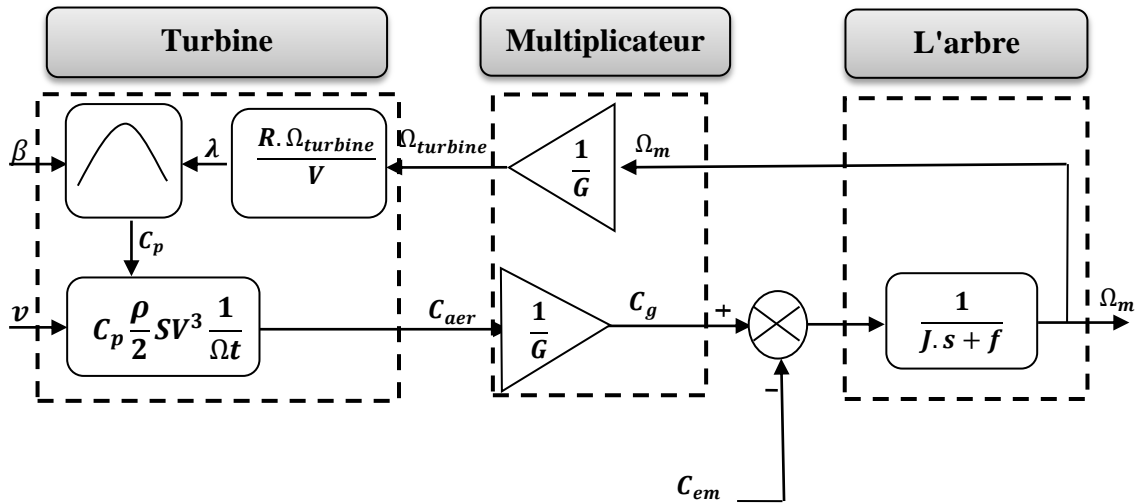


Figure I.5 Schéma bloc du modèle de la turbine.

I.3 Stratégie de commande de la turbine éolienne

I.3.1 Extraction du maximum de la puissance du vent

Le fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable peut être défini selon trois zones, comme l'illustre la figure I.6 [26].

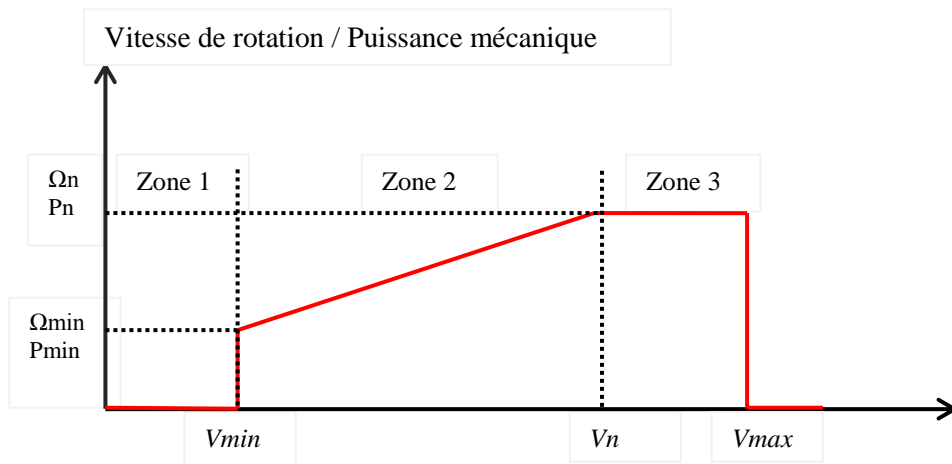


Figure I.6 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.

- **Zone 1** : la vitesse du vent est faible, insuffisante pour permettre de démarrer l'éolienne ; la vitesse de rotation et la puissance mécanique sont alors égales à zéro,

- **Zone 2 :** le vent atteint une vitesse minimale v_{\min} pour permettre le démarrage. Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale v_n correspondante aux valeurs nominales de la puissance mécanique P_n et de la vitesse de rotation Ω_n .
- **Zone 3 :** Le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leurs valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Ces limitations peuvent s'effectuer, par exemple, en orientant les pâles de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pâles β).

I.3.2 Régulation du système a calage (pitch control)

On développe une loi de régulation pour l'angle de calage pour limiter la puissance P fournie par éolienne. L'angle du vent relatif par rapport au plan de rotation de l'hélice se calcule de la manière suivante [28], [29]:

$$\delta = \arctan \frac{\Omega_t R}{V_v} \quad (\text{I.11})$$

La relation qui permet d'obtenir l'angle d'incidence α du vent relatif qui attaque le profil de la pôle s'exprime par :

$$\alpha = \delta + \beta \quad (\text{I.12})$$

L'angle de calage des pâles β est adapté en permanence afin de maximiser le rendement de l'hélice et d'obtenir un système de conversion d'énergie le plus efficace possible. Figure I.7 représente le schéma bloc de contrôle de l'angle de calage β :

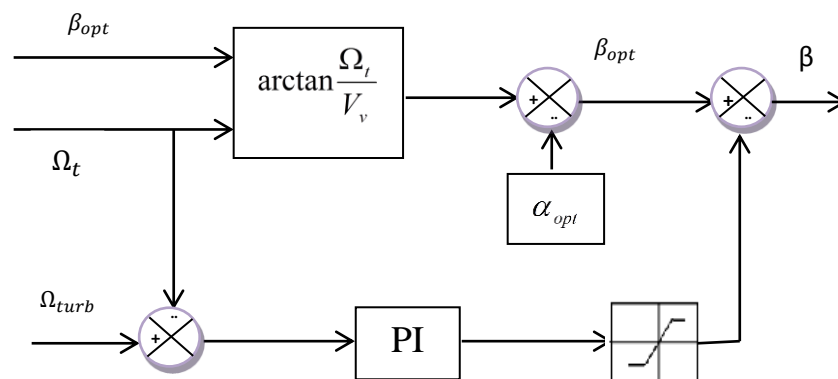


Figure I.7 Schéma bloc du contrôle de l'angle de calage

I.3.3 Stratégie de maximisation de puissance MPPT

Dans la zone 2, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la GADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce principe est connu sous la terminologie MPPT. On peut distinguer deux modes de contrôle [26], [30], [31], [32] :

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

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2.

I.3.3.1 Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

La stratégie de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique de la génératrice de manière à fixer la vitesse de rotation mécanique à une vitesse de référence permettant d'extraire le maximum de puissance de la turbine. Ainsi, un asservissement de la vitesse de rotation de la GADA doit être effectué.

Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), la puissance mécanique est maximale si la valeur maximale du coefficient C_p est atteinte. Celle-ci est obtenue si la vitesse relative λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} . Par conséquent, la vitesse de rotation de référence de la GADA Ω_g^* est obtenue à partir de l'équation (I.8) comme suit :

$$\Omega_r^* = G \Omega_t^* \quad (I.13)$$

Avec

$$\Omega_r^* = \frac{\lambda_{opt} V}{R} \quad (I.14)$$

Le couple électromagnétique de référence C_g^* permettant d'avoir une vitesse de rotation Ω_g égale à sa valeur de référence Ω_g^* obtenue en sortie du régulateur de vitesse. Un régulateur de type (PI) permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple de la GADA C_g considéré comme une perturbation.

Le schéma de principe du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est montré à la Figure I.8.

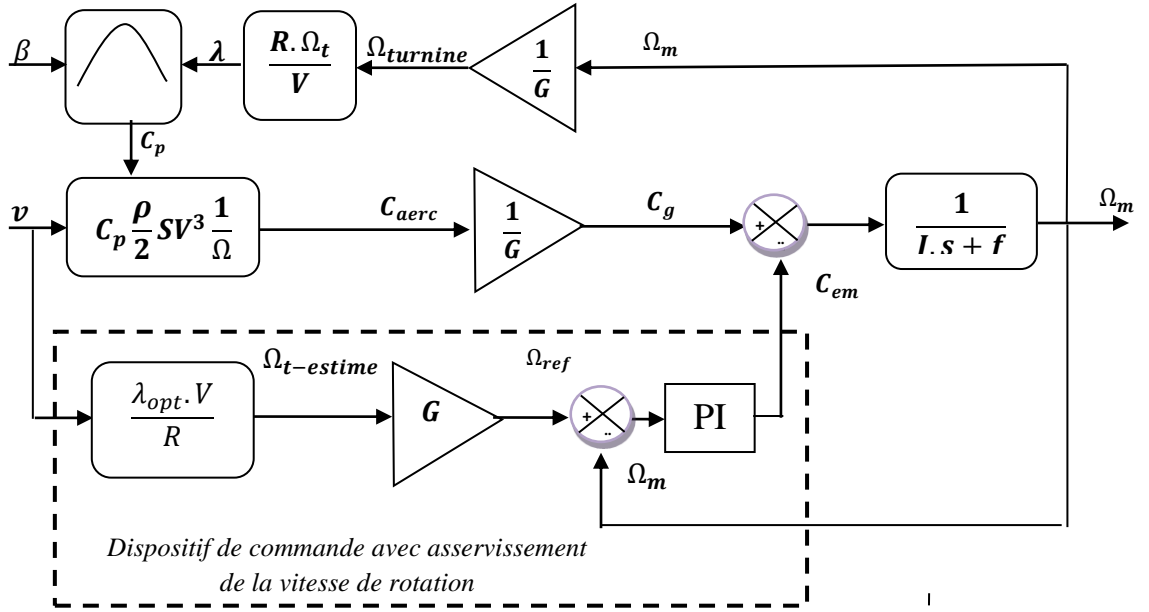


Figure I.8 Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

On va utiliser dans cette partie le régulateur (PI) pour contrôler la vitesse de rotation. Dans l'objectif est d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, on utilise une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur pour annuler tout dépassement du couple qui peut nuire au fonctionnement du système.

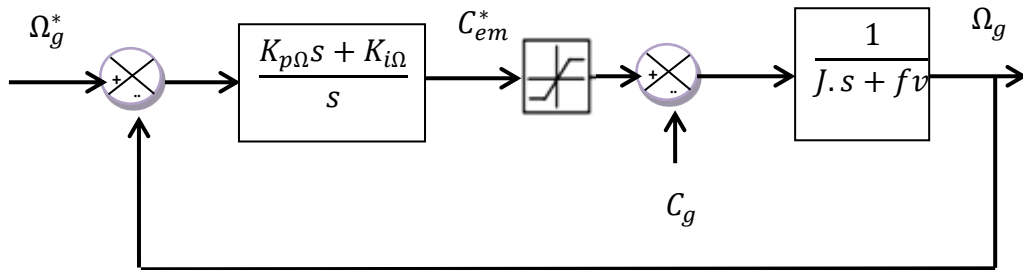


Figure I.9 Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\Omega_g = F(s).\Omega_g^* + G(s)C_g \quad (I.15)$$

D'où F(s) est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (I.16)$$

Et G(s) est la fonction de la perturbation :

$$G(s) = \frac{s}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (I.17)$$

Par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_{i\Omega}}{J}} \\ \xi = \frac{f_v + K_{p\Omega}}{J \cdot 2\omega_n} \end{cases} \quad (I.18)$$

Pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement, on trouve:

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = \omega_n^2 \cdot J \\ K_{p\Omega} = 2 \cdot \xi \cdot J \cdot \omega_n - f_v \end{cases} \quad (I.19)$$

I.3.3.2 Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu devant les constantes de temps électriques, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul, à partir de l'équation (I-9) nous pouvons écrire :

$$J_T \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = C_g - C_{em} - f \cdot \Omega_m = 0 \quad (I.20)$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($f_v \cdot \Omega_m = 0$)

par rapport au couple mécanique C_{em} , on peut alors écrire :

$$C_g = C_{em} \quad (I.21)$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée \hat{V}_t , est obtenue par:

$$\hat{\Omega}_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (I.22)$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée \hat{V}_v , est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse de rotation de la turbine :

$$\hat{V} = \frac{\hat{\Omega}_t \cdot R}{\lambda_{opt}} \quad (I.23)$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être par :

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2} C_p^{\max} \rho \pi R^3 \hat{V}^2 \quad (I.24)$$

Afin d'extraire le maximum de puissance, il faut fixer la vitesse relative à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'obtenir le coefficient de puissance maximum C_p^{max} . Le couple électromagnétique de référence s'exprime donc par :

$$C_{em}^* = \frac{1}{2\lambda_{opt}^2} C_p^{max} \rho \pi R^5 \hat{\Omega}_t^2 \quad (I.25)$$

Le couple électromagnétique de référence est alors obtenu à partir de l'estimation du couple de la turbine éolienne :

$$C_t^* = \frac{1}{2} C_p^{max} \rho \pi R^3 \left(\frac{\hat{\Omega}_t R}{\lambda_{opt}} \right) \quad (I.26)$$

$$C_{em}^* = \frac{\hat{C}_t}{G} \quad (I.27)$$

La figure I.10 présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

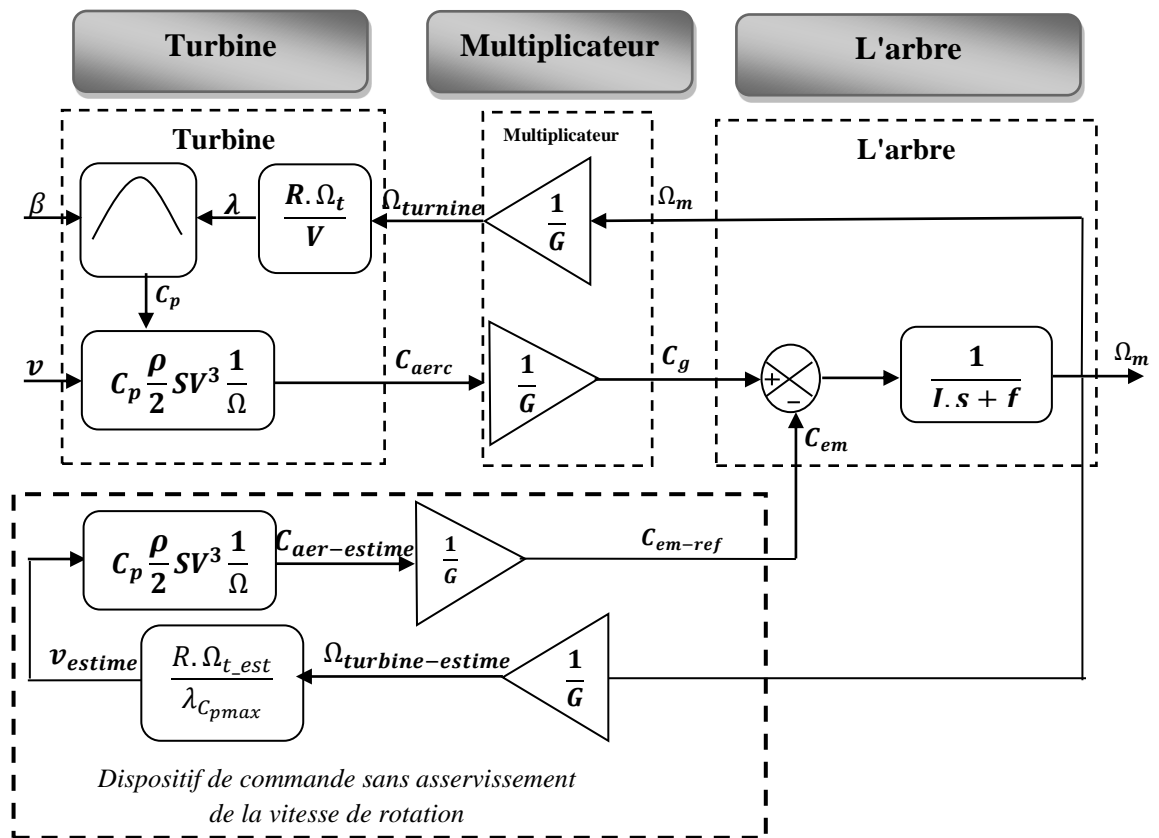
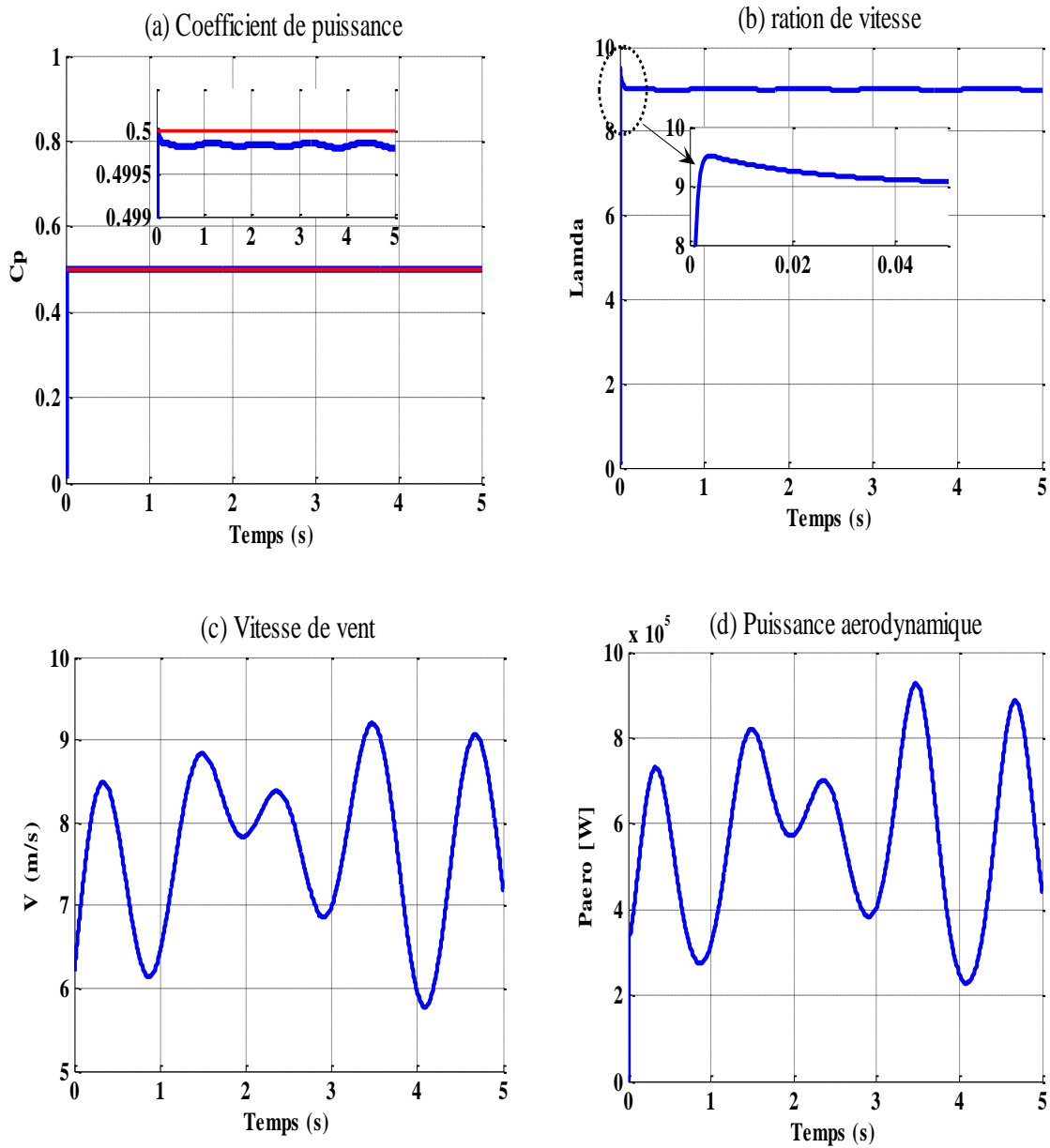


Figure I.10 Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

I.4 Résultats de simulation

L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK, en considérant une éolienne de 1.5MW dont les paramètres sont donnés en annexe.

Les figures I.11(a, b, c, d, e, f) et I.12 (a, b, c, d, e, f) présentent les résultats de simulation pour les deux stratégies de contrôle MPPT avec et sans asservissement de la vitesse de rotation étudiée précédemment.



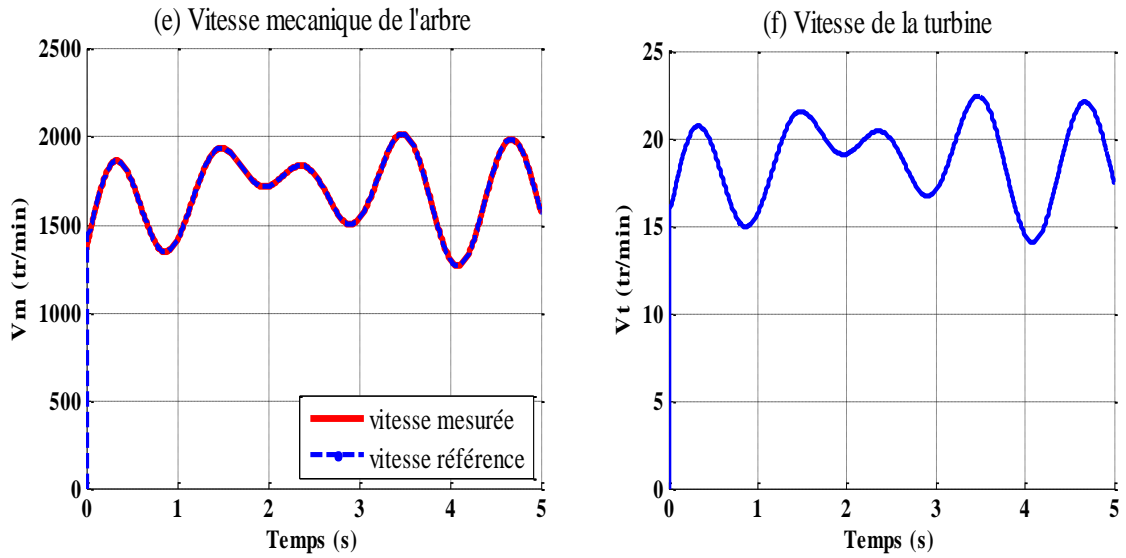
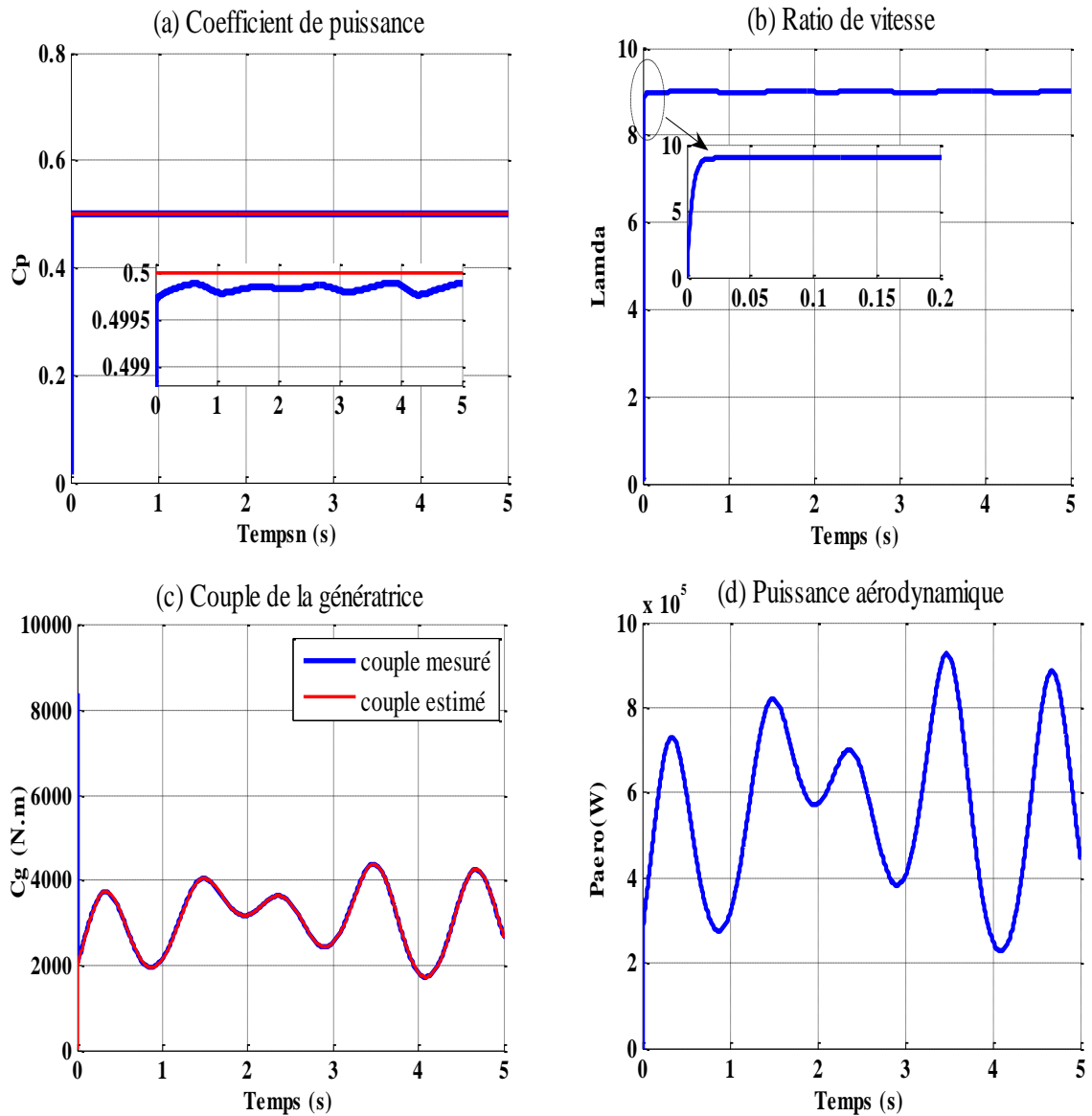


Figure I.11 Résultats de simulation du MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.



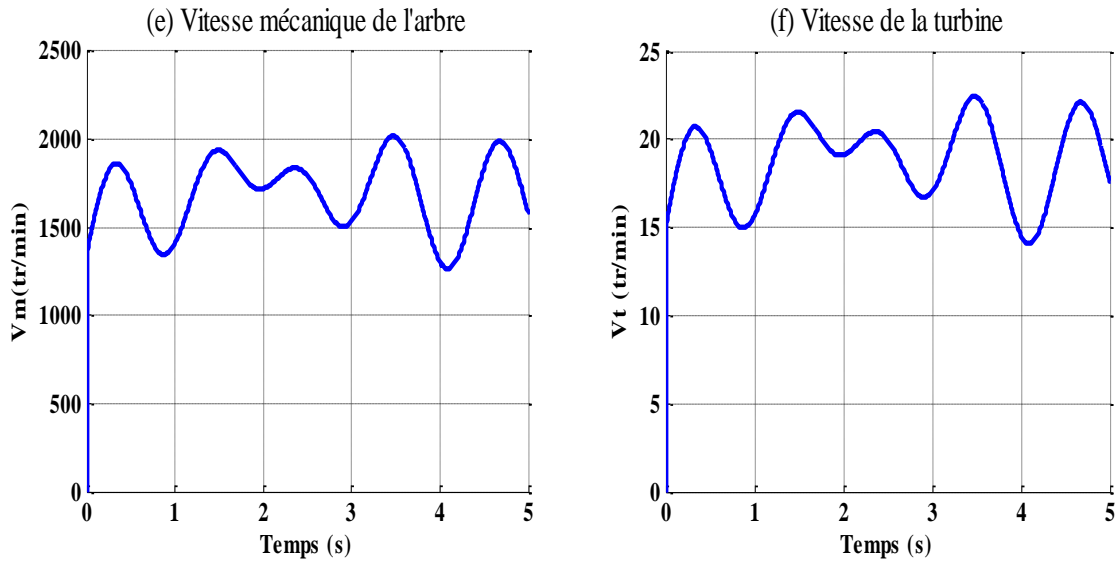


Figure I.12 Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

D'après les résultats obtenus avec la stratégie de contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation on observe clairement que l'erreur entre la vitesse mécanique mesurée et la vitesse mécanique de référence est presque nulle surtout en régime permanent où les deux vitesses sont confondues et la deuxième stratégie montre une erreur égale presque à zéro entre le couple aérodynamique mesuré et estimé de la GADA.

Enfin, les résultats obtenus pour les deux stratégies de contrôle MPPT montrent de bonnes performances statiques et dynamiques, un temps de réponse souhaitable offert par les deux techniques ; ce qui justifie le choix de la méthode MPPT pour le contrôle de la turbine, mais pour MPPT avec asservissement une mesure erronée de la vitesse conduit forcément à une dégradation de la puissance captée selon la stratégie de commande précédente alors pour MPPT sans asservissement l'inconvénient principal est tout de même que la dynamique du système en boucle fermée ne compense pas la dynamique du système mécanique, ce qui conduit à une réponse relativement lente du système par rapport à des variations du vent.

I.5 Modélisation de la MADA

I.5.1 Modes de fonctionnement de la MADA

En général, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. En

effet nous avons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur.

Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [27], [29], [33].

Lors du fonctionnement de la MADA en moteur, la puissance P_s est fournie par le réseau au stator de cette dernière. Durant le mode hypo-synchrone (figure I .13.a), où la vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme, la puissance de glissement P_r transite à travers les deux convertisseurs pour être réinjectée au réseau. Pendant le mode hyper-synchrone (figure I .13.b) le réseau fournit la puissance au stator et au rotor de la MADA.

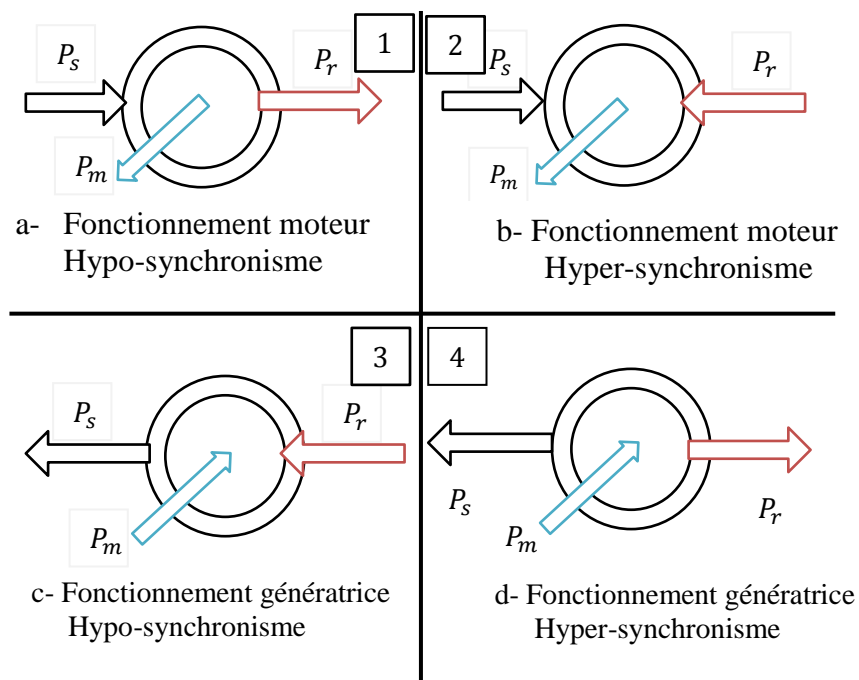


Figure I.13 Différents modes de fonctionnement de la MADA

La puissance de glissement transite par les deux convertisseurs pour être absorbée par le rotor de la MADA entraînant par ceci un fonctionnement du moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme et le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator.

Les quadrants 3 et 4 sont intéressants pour une utilisation dans un système éolien. Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, la turbine fournit une puissance mécanique P_m à la machine. En mode hypo-synchrone (figure I .13.c) une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. Par contre, en mode hyper-synchrone (figure I .13.d)

L'écoulement de la puissance au sein de la MADA dans les quatre quadrants est résumé par le tableau récapitulatif I.1

		Modes de fonctionnement	
		Moteur $P_m > 0$	Génératrices $P_m < 0$
Régimes	Hypo-synchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$
	Hyper-synchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$

Tableau I.1 Ecoulement de la puissance de la MADA.

Avec :

$$P_m = P_s - P_r \quad (I.28)$$

I.5.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la MADA, nous posons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine est de constitution symétrique.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire) ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants ;
- On considère que la force magnétique créée par chacune des phases statorique et rotorique est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

Le schéma de la MADA est présenté ci-après Figure I.14. Nous écrivons d'abord les équations de la machine en triphasé. Puis au regard des hypothèses de simplification données ci-avant nous appliquerons la transformation de PARK. L'expression des puissances active et réactive ainsi que celle du couple électromagnétique de la MADA seront ensuite évoquées dans le référentiel de PARK. Nous pourrions finalement aborder les simplifications et les choix permettant la commande de la machine par le Convertisseur Coté Machine (CCM) connecter au rotor.

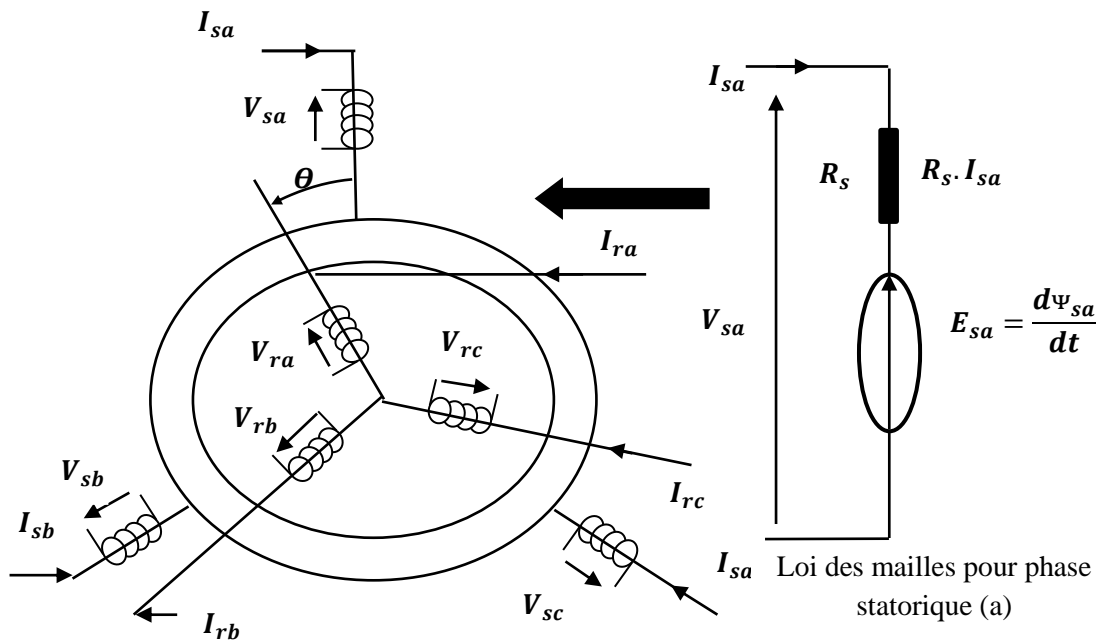


Figure I.14 Représentation symbolique de la MADA et détail de la phase statorique « a »

I.5.3 Modèle de la GADA dans le repère triphasé

Il est possible d'exprimer la loi des mailles (Kirchhoff) pour chaque enroulement de la machine (Figure I.14). Ainsi, pour la phase «a» statorique, la tension V_{sa} aux bornes d'un enroulement est la somme de la tension $R_s I_{sa}$ aux bornes de la résistance R_s propre à l'enroulement et de la f_{em} E_{sa} induite par la variation du flux φ_{sa} dans l'enroulement (Loi de Faraday). Les équations peuvent s'exprimer sous forme matricielle :

Équations des tensions statoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Équations des tensions rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Equations magnétiques:

Les flux statorique et rotorique s'expriment en fonction des courants en faisant intervenir les différentes inductances:

$$[\Phi_s] = [l_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (I.31)$$

$$[\Phi_r] = [l_r] [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (I.32)$$

Avec :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

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

La matrice des inductances mutuelles est donnée par :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\text{Où : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

I.5.4 Transformation de Park

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directe et en quadrature.

Donc pour le passage du système triphasé au système biphasé se fait par la matrice suivante:

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (I.34) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[A]^{-1}$

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Les relations qui lient les différents angles et pulsations sont les suivantes :

$$\theta_s = \theta_e + \theta_r \quad (I.37)$$

$$\omega_s = p \cdot \Omega_m + \omega_r \quad (I.38)$$

I.4.5 Modèle de la GADA dans le repère de Park

Les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MADA dans le repère de Park sont définies par [34] [35] [36] [38]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (I.39)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Les équations de flux sont donnée par:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Le couple électromagnétique s'exprime quant à lui en fonction des courants et des flux par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rq} \varphi_{sd} - I_{rd} \varphi_{sq}) \quad (\text{I.43})$$

Dans un repère biphasé quelconque, les puissances active et réactive statorique et rotorique s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

$$\begin{cases} P_r = V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \\ Q_r = V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Pour déterminer l'angle θ_s (nécessaire aux transformations de Park, nous avons opté pour une PLL (Phase Locked Loop) (Figure I.15), celle-ci permettant d'estimer avec précision la fréquence et l'amplitude de la tension du réseau [14].

Quant à θ_r il correspond à la différence entre l'angle statorique et l'angle électrique, calculé de façon classique par l'intermédiaire de la vitesse de rotation de la machine

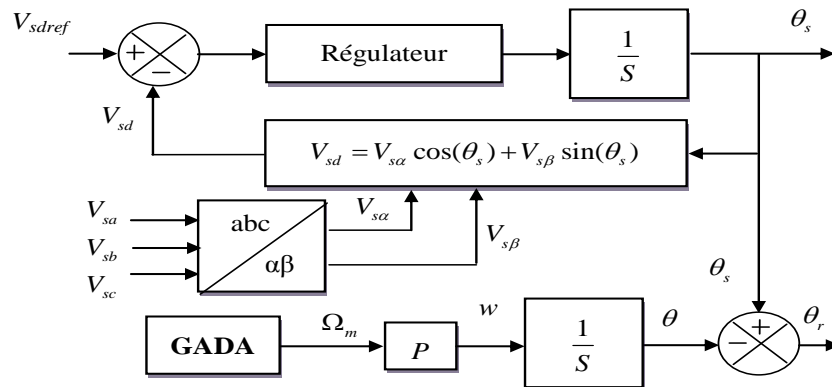


Figure I.15 Schéma bloc d'une PLL.

I.6 Commande vectorielle de la GADA

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances active et réactive en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un onduleur, aux puissances actives et réactives statoriques, c'est le principe de la commande vectorielle par orientation du flux.

Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe rotorique q et la puissance réactive pour l'axe rotorique d . La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimale avec des échelons de référence de la puissance réactive.

I.6.1 Modèle de la GADA avec orientation du flux statorique

En choisissant un référentiel diphasé (d-q) lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique φ_s avec l'axe d, $\varphi_{sd}=\varphi$, $\varphi_{sq}=0$ [27],[37],[38],[39] comme illustrées à la Figure (I.16) nous pouvons écrire

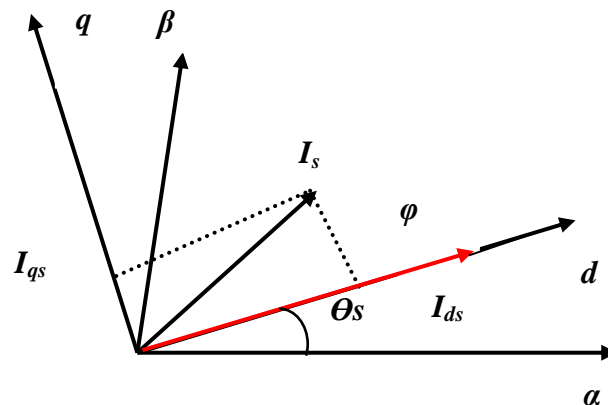


Figure I.16 Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux statorique.

Le couple électromagnétique de l'équation (I.43) s'écrit alors:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (I_{rq} \cdot \varphi_{sd}) \quad (I.46)$$

Et l'équation des flux (I.41) devient:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (I.47)$$

Si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.48)$$

A l'aide de l'équation (I.47), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques

$$\begin{cases} I_{sd} = -\frac{M}{L_s} I_{rd} + \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (I.49)$$

Les puissances active et réactive statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (I.50)$$

D'après l'équation (I.44) les puissances active et réactive statoriques s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (I.51)$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (I.49)

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} + V_s \frac{\varphi_s}{L_s} \end{cases} \quad (I.52)$$

A partir des équations (I.52) nous obtenons, pour le flux statorique, l'expression suivante:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (I.53)$$

En remplaçant dans les équations (I.41) et (I.42) des flux, les courants statoriques par leurs expressions (I.49) on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

En introduisant ces expressions des flux rotoriques de l'équation précédente (I.54) dans les équations des tensions rotoriques du système (I.40), on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

Les équations précédentes permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler donné par la Figure (I.17)

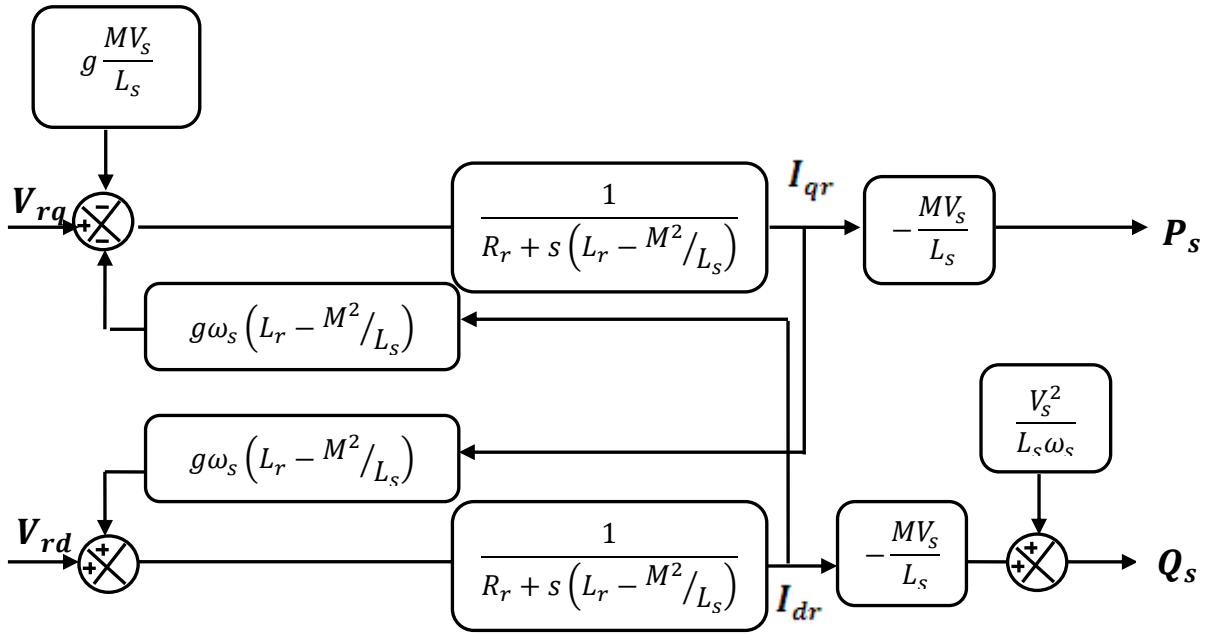


Figure I.17 Modèle simplifié de la GADA.

On constate d'après ce schéma que les puissances statoriques active et réactive et les tensions rotoriques sont liées par des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront la puissance active pour l'axe q du rotor et la puissance réactive pour l'axe d du rotor [21].

Deux solutions sont faisables pour réaliser la commande vectorielle des puissances active et réactive, selon le choix de prendre en considération les termes de couplages ou non comme indiqué la Figure (I.17).

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode sera appelée "méthode directe".
- La deuxième méthode 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 rotoriques. Cette méthode appelée méthode indirecte.

I.6.2 Commande vectorielle directe des puissances active et réactive

Pour simplifier la commande de la GADA, nous considérons que la tension du réseau est stable, ce qui nous permet d'utiliser une seule boucle de régulation sur chaque axe avec un régulateur indépendant.

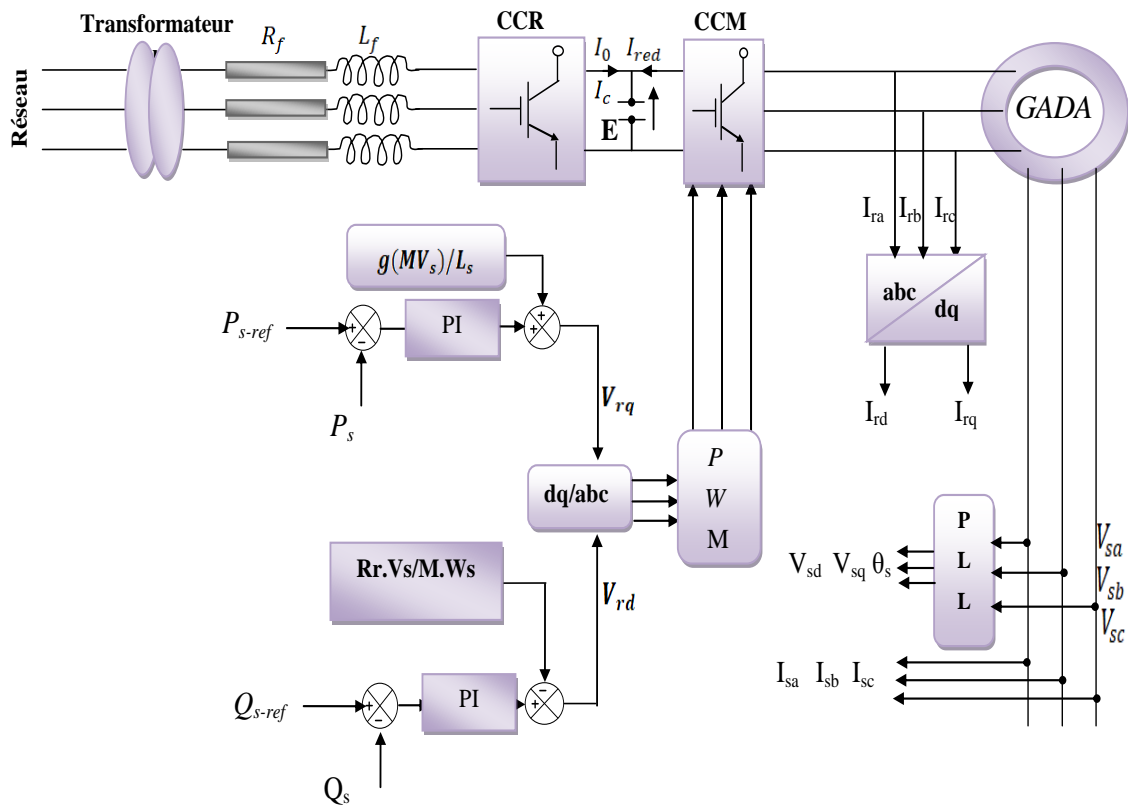


Figure I.18 Commande vectorielle directe de la GADA.

Toutefois nous allons négliger les termes de couplage entre les deux axes, qui apparaît dans la Figure (I.18) à cause du faible glissement et l'influence des termes de couplage entre les deux axes en $\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$ est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs permettra de les compenser [40] [41].

Par contre le terme $g\omega_s \frac{MV_s}{\omega_s L_s}$ n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage, vu qu'elle représente la force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

I.6.2 Commande vectorielle indirecte des puissances active et réactive

En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la GADA.

On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques, on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = \left(\frac{g\omega_s L_s L_r \sigma}{MV_s} \right) P_s - \left(\frac{L_s (R_r + \sigma L_r s)}{MV_s} \right) Q_s + \frac{R_r V_s}{L_s \omega_s} + L_r \sigma \frac{V_s}{M\omega_s} s \\ V_{qr} = \left(\frac{L_s (R_r + \sigma L_r s)}{MV_s} \right) P_s - \left(\frac{g\omega_s L_s L_r \sigma}{MV_s} \right) Q_s + g\omega_s L_r \sigma \frac{V_s}{M\omega_s} s \end{cases} \quad (I.56)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion.

A partir des expressions de la puissance active et réactive statoriques du système (I.52), on a :

$$\begin{cases} V_{dr} = (R_r + L_r \sigma s) I_{rd} - (g\omega_s L_r \sigma) I_{rq} + \frac{R_r V_s}{L_s \omega_s} - \frac{1}{M\omega_s} \\ V_{qr} = (g\omega_s L_r \sigma) I_{rd} - (R_r + L_r \sigma s) I_{rq} \end{cases} \quad (I.57)$$

Dans le but d'améliorer la commande directe, nous allons introduire une boucle de régulation supplémentaire au niveau des courants afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté à la Figure (I.19) sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance. Ce type de régulation donne une dynamique satisfaisante et une erreur statique nulle [42] [43] [44].

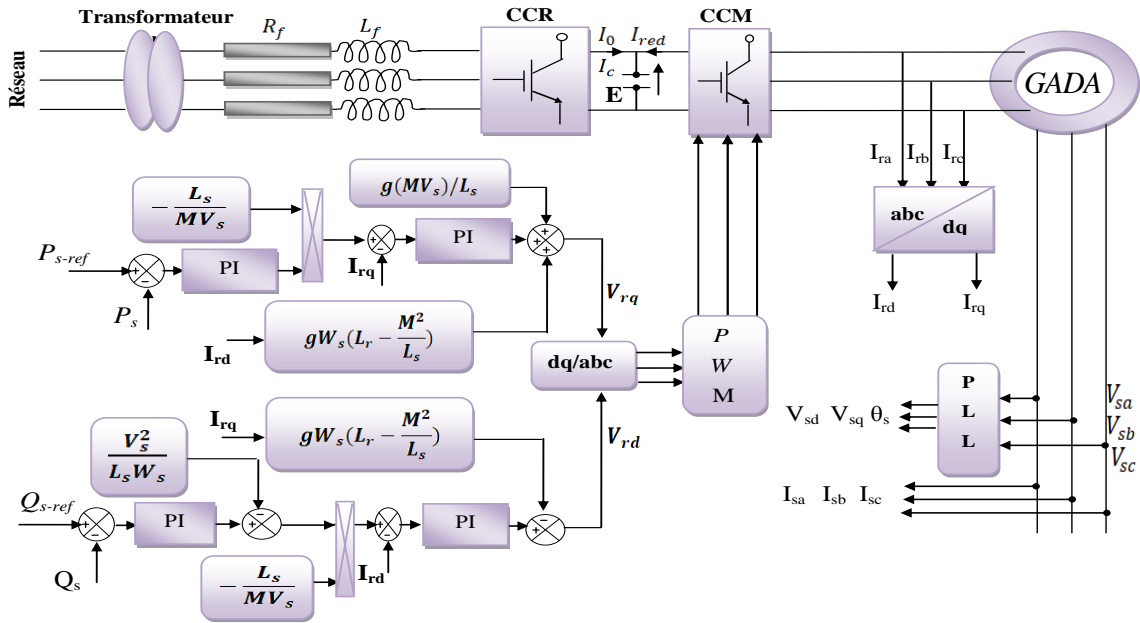


Figure I.19 Commande vectorielle indirecte de la GADA.

I.7 Modélisation des convertisseurs statiques

I.7.1 Modélisation et commande de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. Il est constitué de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des *MOSFET* pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des *IGBT* pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des *GTO* pour les très grandes puissances et fréquences faibles, misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant [45], [46].

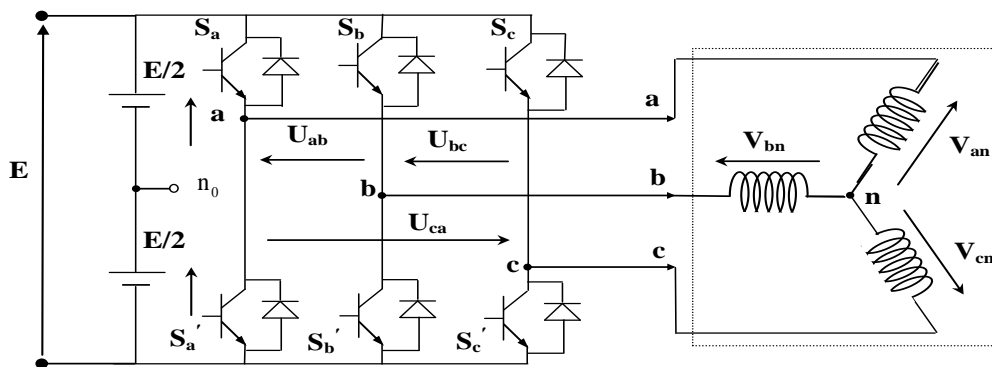


Figure I.20 Schéma de l'onduleur triphasé.

Le vecteur de tension V_s appliqué à la GADA est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$

Telles que:

$S_j = 1$: Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle.

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.58)$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.59)$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (I.60)$$

Or, les tensions délivrées par les demi ponts sont données par :

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{si } S_1 \text{ est fermée} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } \bar{S}_1 \text{ est fermée} \end{cases} \quad V_{bo} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{si } S_2 \text{ est fermée} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } \bar{S}_2 \text{ est fermée} \end{cases}$$

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{si } S_3 \text{ est fermée} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } \bar{S}_3 \text{ est fermée} \end{cases}$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre (o), on a :

$$V_{jo} = S_j V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{I.61})$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) \quad (\text{I.62})$$

$$\text{Avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

On voit que :

$$V_{so} = V_a + V_b + V_c ; V_s = V_{so}$$

Avec :

V_{so} : C'est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension d'onduleur.

V_s : C'est le vecteur de tension par rapport au neutre de la GADA.

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (\text{I.63})$$

Et:

$$V_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \text{pour } K = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } K = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (\text{I.64})$$

En considérant que les tensions simples représentent un système équilibré, on peut écrire :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.65})$$

L'utilisation de l'équation (I.60) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}] \end{cases} \quad (\text{I.66})$$

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{dc} \\ V_{bn} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{dc} \\ V_{cn} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{dc} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.67})$$

La représentation vectorielle de cette équation peut être exprimée par :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{I.68})$$

I.7.1.1 Commande par modulation Sinus Triangle :

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (V_p) d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, aux trois signaux sinusoïdaux (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) d'amplitude variable et de fréquence f appelée référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [47] [48], [49].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.69})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{\tau}{T_p} - 1 \right) \right] si & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{\tau}{T_p} \right) + 3 \right] si & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.70})$$

$$\text{Où: } T_p = \frac{1}{f_p}$$

f : Fréquence de la tension de référence (en Hz),

T_p : Période de la porteuse (en seconde),

V_m : Amplitude de la tension de référence (en V),

V_{ref} : Tension de référence (en V),

V_{pm} : Valeur crête de l'onde de modulation (en V).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la

$$\text{fréquence de référence } (f), m = \frac{f_p}{f}.$$

2. Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de

$$\text{référence } (V_m) \text{ à la valeur crête de l'onde de modulation } (V_{pm}), r = \frac{V_m}{V_{pm}}$$

f_p : Fréquence de la porteuse (en Hz).

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante Figure (I.21).

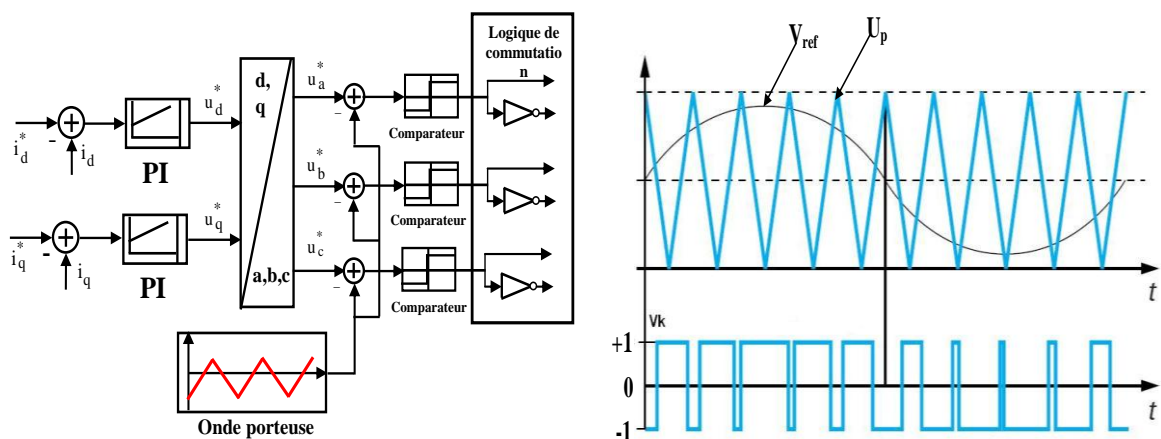


Figure I.21 Principe de la technique triangle-sinusoïdale.

I.7.2 Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative continue. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, représenté sur la figure (I.22) [49], [50], [51].

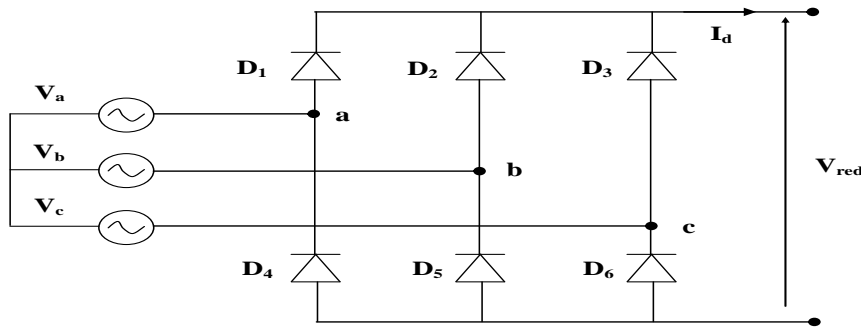


Figure I.22 Représentation du redresseur triphasé.

Ce redresseur comporte : Trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d , et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_5 et D_6 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_a est supérieur à V_b et V_c ou encore :

$$V_a = \max(V_j), j = a, b, c \quad (\text{I.71})$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

- Di conduit si $V_i = \max(V_j), i = a, b, c$ et $j = 1, 3, 5$.
- Di conduit si $V_i = \max(V_j), i = a, b, c$ et $j = 2, 4, 6$.

Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.72})$$

Si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme :

$$V_{red} = \max(V_j) - \min(V_j), \quad j = a, b, c \quad (\text{I.73})$$

I.7.3 Modélisation du filtre

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C ; celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} , lors des commutations par contre, pour réduire l'ondulation du

courant et protéger l'onduleur contre le point critique de croissance du courant di/dt on place en série une inductance de lissage L , l'ensemble LC constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la figure (I.23) [49], [50].

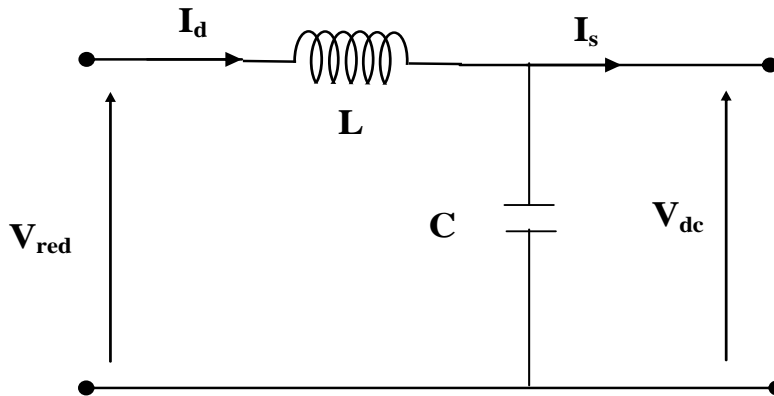


Figure I.23 Représentation du filtre passe –bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L}(V_{red} - V_{dc}) \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(I_d - I_s) \\ \omega_c = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \end{cases} \quad (I.74)$$

V_{red} : est la tension redressée.

V_{dc} : est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

I.8 Résultats de simulations

Les méthodes directe et indirecte de commande en puissances de la GADA ont été validées par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la MADA utilisés pour la simulation sont donnés par l'annexe II.

Les résultats de simulation présentés sur les figures ci-dessous, nous permettant de présenter les performances de la conduite de la GADA alimentée par un onduleur à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale pour une tension de bus continu d'onduleur égale à 1200V. La génératrice est entraînée à une vitesse variable, la consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine avec des échelons de référence de la puissance réactive.

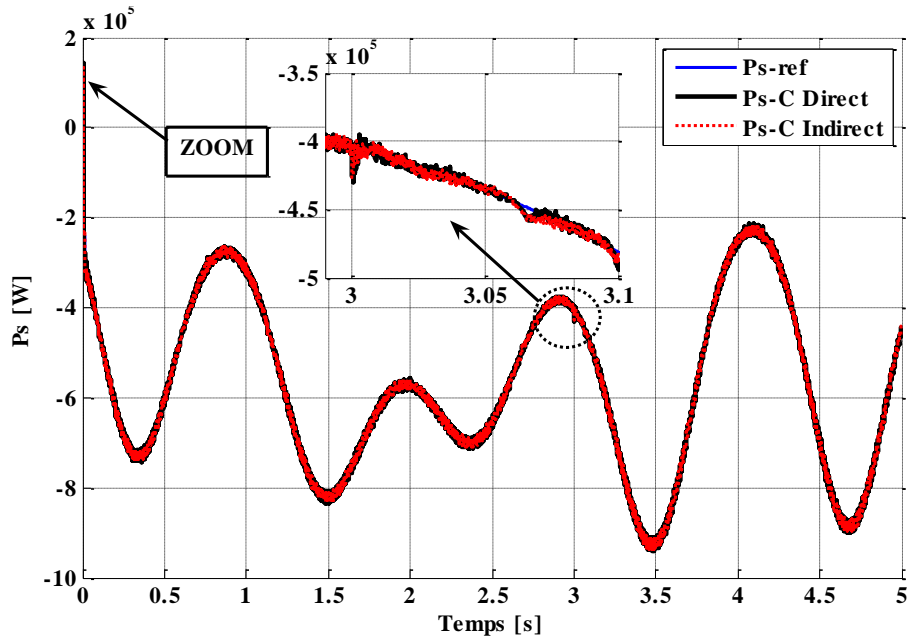
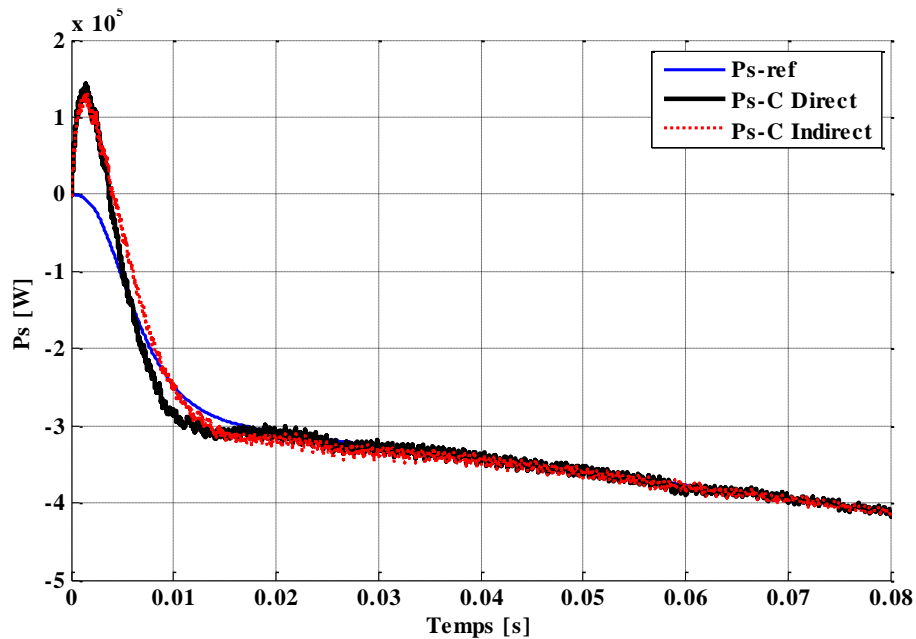


Figure I.24 Résultats de simulation de la commande vectorielle pour la puissance active.



Zoom sur la réponse de la Puissance active statorique

Les figures (I.24 -25) représentent les résultats des puissances active et réactive pour les deux méthodes proposées en remarque les réponses par la méthode indirecte sont plus satisfaites (meilleur temps de réponse et petit dépassement et faible oscillations en régime transitoire et suit bien la référence ou cour des variations de la vitesse mécanique par rapport à la méthode directe.

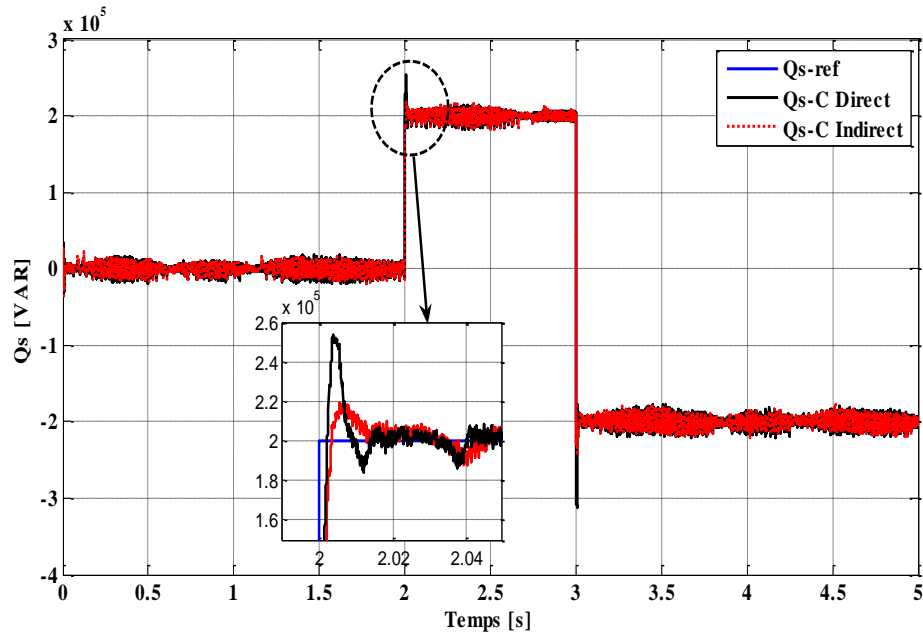


Figure I.25 Résultats de simulation de la commande vectorielle pour la puissance réactive.

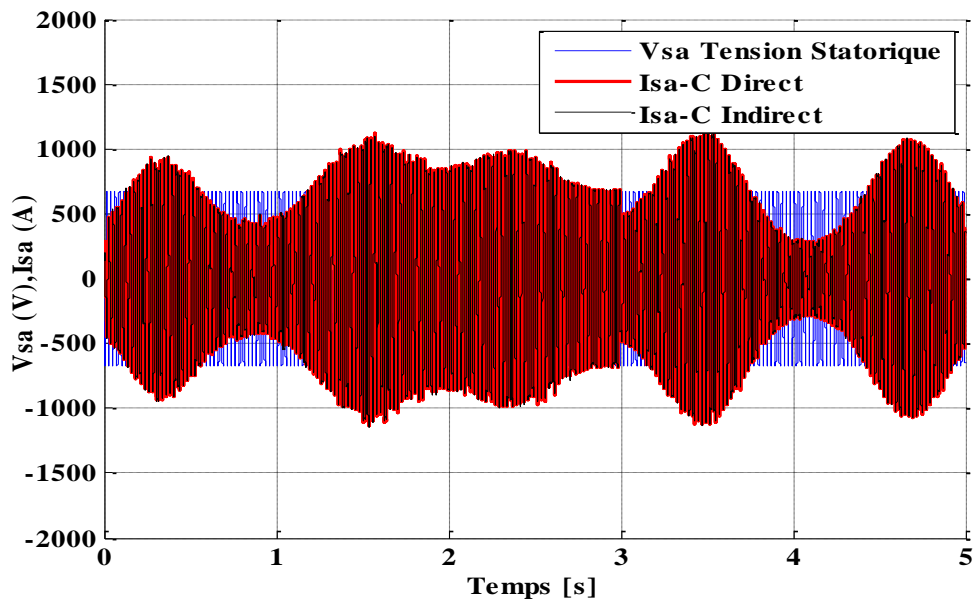
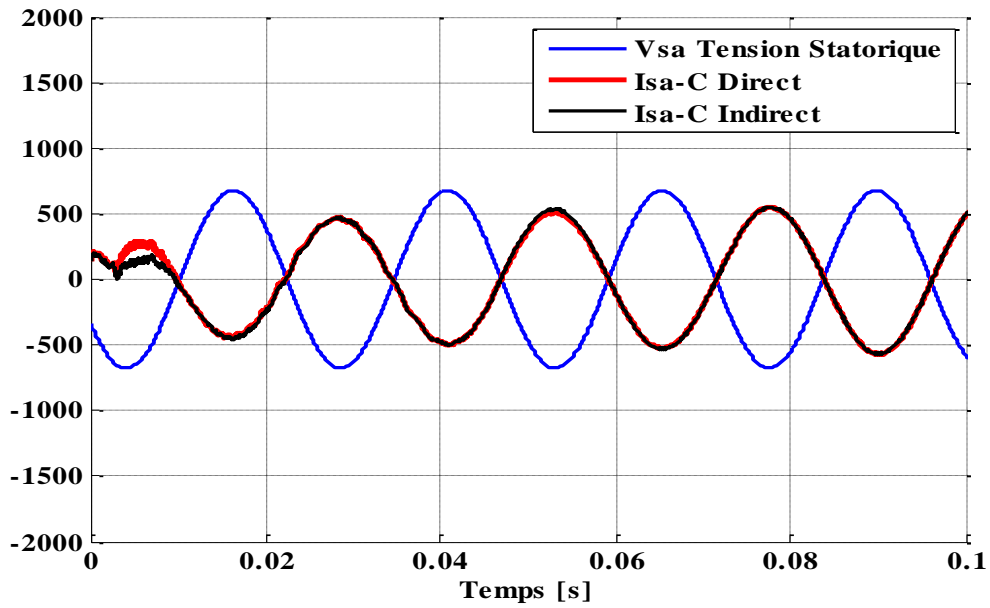


Figure I.26 Résultats de simulation du courant la tension statorique pour les deux commandes direct et indirect.

Sur la figure I.26 la tension et les courants du stator sont sinusoïdaux et dans des phases opposées. Le courant suit la variation de la puissance active, que cette dernière varie en fonction de la vitesse du vent. On peut observer des ondulations pour la commande directe par rapport la commande indirecte.



Zoom sur le résultat de simulation du courant statorique Isa et Vsa

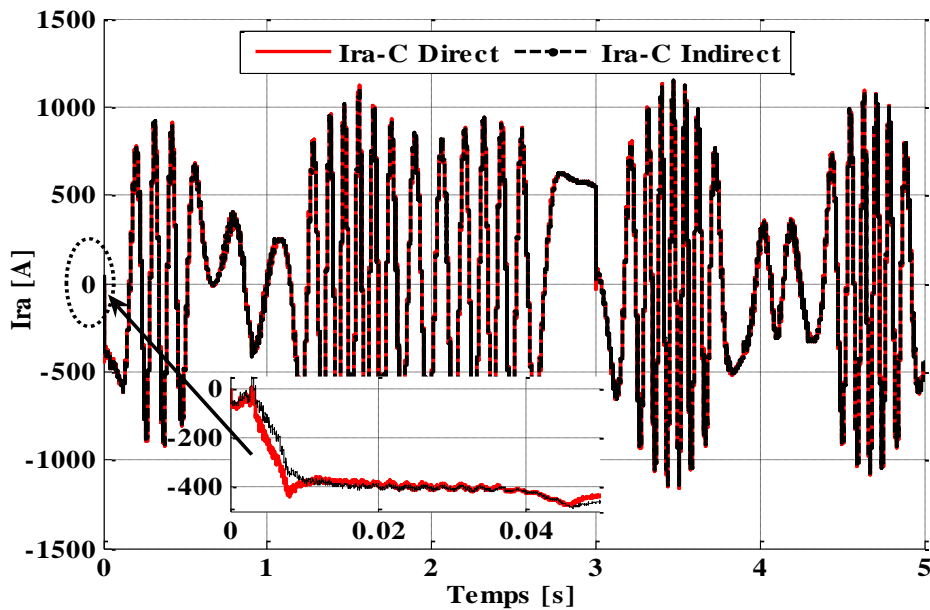


Figure I.27 Résultats de simulation du courant rotorique Ira pour les deux commandes direct et indirect.

La figure I.27 montrent le courant rotorique sur la phase A, avec des formes sinusoïdales. On peut observer que l'ondulation du courant a également une réduction notable pour la commande direct par rapport la commande indirect et la figure I.28 montre la tension redressée est asservie à sa référence (1200 V).

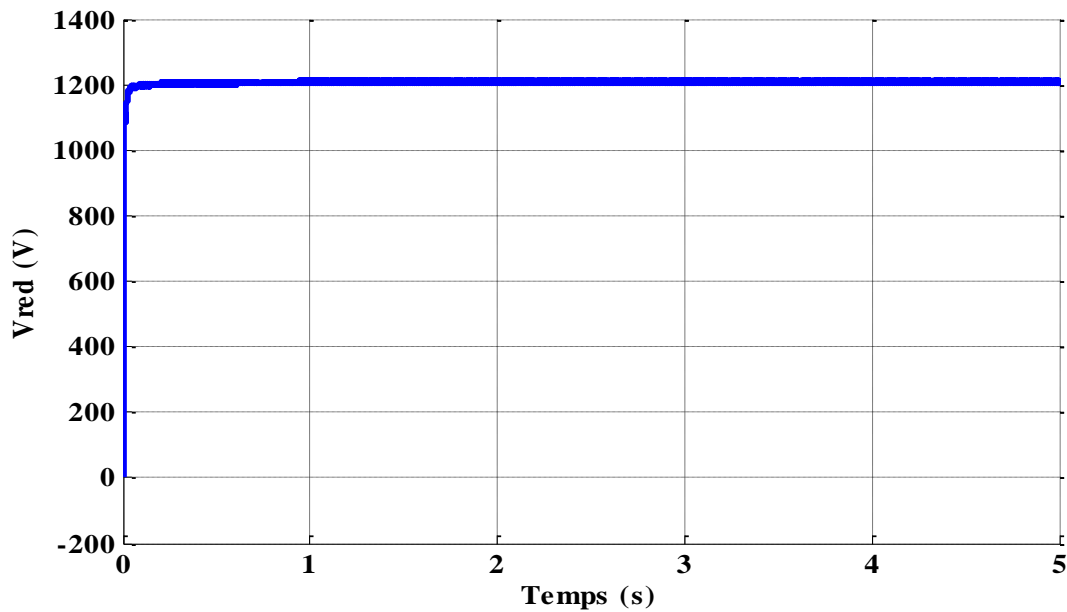


Figure I.28 Tension de bus continu.

Conclusion

Ce chapitre traite de la modélisation et commande d'un système éolien à vitesse variable basée sur une GADA. La première partie concerne la modélisation des différents constituants du système éolien. à savoir le profil du vent appliqué, le coefficient de puissance, ainsi que les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine.

Dans la suite de ce chapitre, nous avons orienté notre étude à la commande de la turbine éolienne dans la zone de fonctionnement optimale, permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et détaillées (avec ou sans asservissement de la vitesse de rotation). Puis, dans le but d'établir les différentes commandes nous avons développé le modèle de la GADA dans le repère de Park lié au champ tournant statorique. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes intéressés à développer un modèle simplifié en vue de la commande de la GADA.

Dans la deuxième partie, on a présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentée. D'après ces simulations, on peut remarquer la robustesse de cette commande qui a convenablement assuré la MPPT pour l'échange des puissances active et réactive entre la GADA et le réseau par la régulation avec le

correcteur PI classique pour la commande indirecte et à un degré moindre pour la commande directe. Il a été réalisé aussi dans ce chapitre une boucle d'asservissement au niveau du système éolien qui montre clairement son efficacité acceptable de la régulation choisie qui fait ramener le système à son point optimal après une variation brutale de la vitesse du vent avec un bon suivi des puissances active et réactive avec leurs références. Dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et d'améliorer les performances de notre système à cause des dépassements obtenus bien que c'est acceptable, il faut réfléchir à d'autres algorithmes de commande plus avancés telle que la commande par régulateur RST et régulateur par la logique floue.

CHAPITRE

II

COMMANDE PAR PLACEMENT

DE POLES RST DE LA GADA

Introduction

Avec l'avènement des calculateurs numériques, l'implantation de commandes évoluées telles que les commandes optimales, sont devenues une réalité, pour les systèmes mono variables, deux types de régulateurs se distinguent par leur efficacité et leur facilité de mise en œuvre : le régulateur PID et le régulateur RST basé sur la théorie du placement de pôles. Le premier est de très loin, le plus répandu dans l'industrie, le second a l'avantage d'offrir des possibilités plus étendues. Les structures de ces régulateurs sont bien connues est, le point qu'il reste à améliorer est le meilleur choix possible de leurs paramètres de synthèse [64].

Dans ce chapitre, nous introduisons la commande vectorielle par orientation de flux statorique avec un régulateur RST des puissances active et réactive. Cette technique de régulation est réalisée en vue d'améliorer les performances du système de commande. Le principe est basé sur la résolution de l'équation de Bézout qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse

Des simulations sont réalisées pour comparer ces régulateurs PI et RST à partir de trois critères, précision, stabilité et robustesse.

II.1 Synthèse d'un régulateur RST

Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type PI. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes[27][52][53].

Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses (T_c, T_f) seulement. Ces paramètres sont respectivement des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera définie la région où les pôles en boucle fermée seront placés .

II.1.1 Principe du régulateur RST

Le régulateur RST est composé de trois polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ définis de manière à atteindre les objectifs de régulation. Les blocs du régulateur RST sont disposés selon le schéma de la figure (II.1) suivante [53] [54] [55] :

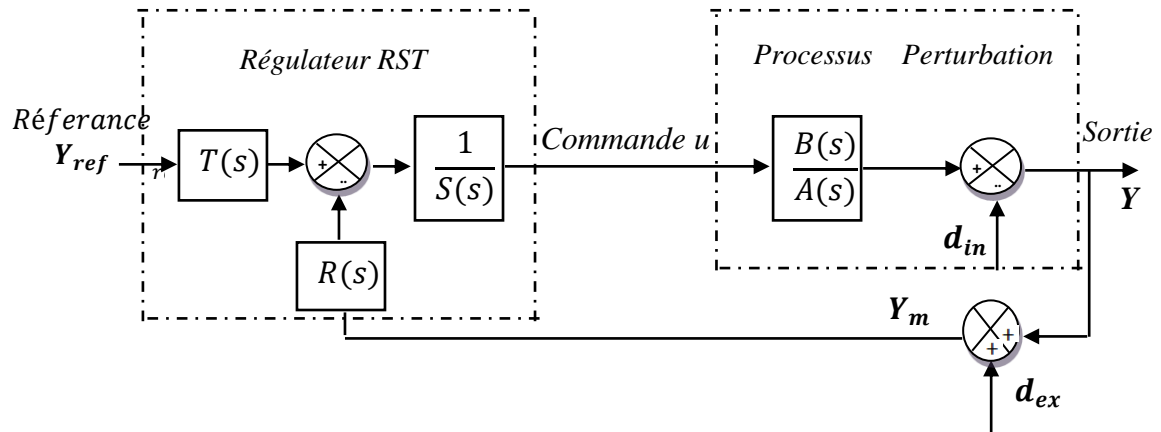


Figure II.1 Représentation générale d'une régulation RST.

Le processus regroupe le système d'origine avec les perturbations internes d_{in} alors que d_{ex} représente les perturbations externes (bruit). Il s'agit d'une structure formelle car on ne peut réaliser les transferts tels que $T(s)$ et $R(s)$ soient des polynômes et donc des fonctions de transfert impropres [56]. Cependant les fonctions rationnelles $\frac{R(s)}{S(s)}$ et $\frac{T(s)}{S(s)}$ sont propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur.

La sortie $Y(s)$ vérifie l'équation suivante:

$$Y(s) = \frac{B(s)}{A(s)}u(s) + d_{in}(s) \quad (\text{II. 1})$$

L'objectif du réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e(s) = Y_{ref}(s) - Y(s) \quad (\text{II. 2})$$

En réalité, la sortie $y(s)$ est mesurée par un capteur et elle est entachée d'un bruit de mesure Y_m on a donc :

$$Y_m(s) = Y(s) + d_{ex}(s) \quad (\text{II. 3})$$

Etant donné un procédé défini par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie y la plus proche possible d'une

référence donnée pour une certaine classe de consigne «c» et de perturbation «d», deux questions se posent alors :

- Comment choisir le modèle de référence ?
- Si l'on sait répondre à la première question, comment déterminer les polynômes R, S et T ?

D'après les équations (II.1), (II.2) et (II.3), on a :

$$S(s)u(s) = -R(s)Y_m(s) + T(s)Y_{ref}(s) - R(s)(Y(s) + d_{ex}(s)) + T(s)Y_{ref}(s) \quad (\text{II. 4})$$

Donc :

$$T(s)Y_{ref}(s) = S(s) \frac{A(s)Y(s) - A(s)d_{in}(s)}{B(s)} + R(s)(Y(s) + d_{ex}(s))$$

$$\Rightarrow B(s)T(s)Y_{ref}(s) = [A(s)S(s) + B(s)R(s)]Y(s) + R(s)B(s)d_{ex}(s) - A(s)S(s)d_{in}(s) \quad (\text{II. 5})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée alors par [57] [58] :

$$Y(s) = \frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} Y_{ref}(s) + \frac{A(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} d_{in}(s) - \frac{B(s)R(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} d_{ex}(s) \quad (\text{II. 6})$$

Le principe du placement de pôles consiste à spécifier un polynôme arbitraire de stabilité $D(s)$ (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et à calculer $S(s)$ et $R(s)$ de sorte que conformément à l'équation de Bézout [27], l'on ait :

$$D(s) = A(s)S(s) + B(s)R(s) \quad (\text{II. 7})$$

II.1.2 Résolution de l'équation de Bézout

Conformément à la figure (II-1) et en l'absence de bruit de mesure, on rappelle l'équation en boucle fermée donnant les fonctions de transferts en poursuite et en régulation par [53] :

$$Y(s) = \frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} Y_{ref}(s) + \frac{A(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} d_{in}(s) \quad (\text{II. 8})$$

On suppose pour clarifier les expressions suivantes que :

- La consigne et la perturbation sont constantes.
- Le rejet de la perturbation est assuré si et seulement si $S(0) = 0$. Cela implique que $S(s)$ doit se fractionner en équivalente [54] :

$$S(s) = s\hat{S}(s) \quad (\text{II. 9})$$

Le gain statique de la fonction de transfert consigne - sortie est égal à 1 si et seulement si

$$T(0) = R(0) \quad (\text{II. 10})$$

On peut remarquer que le polynôme T intervient uniquement dans le transfert consigne sortie il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite [59] :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{B(s)T(s)}{D(s)} \quad (\text{II. 11})$$

En d'autres termes, T peut contenir une partie de la dynamique D , à cette condition, il est utile de remarquer aussi que le rapport $\frac{T(s)}{R(s)}$ doit être propre.

La fonction de transfert $\frac{B(s)}{A(s)}$ du processus étant propre, le régulateur $\frac{R(s)}{S(s)}$ l'est également :

$$\deg(AS + BR) = \deg(D) = \deg(AS) = \deg(A) + \deg(S) \quad (\text{II. 12})$$

Il faut $\deg(R) < \deg(S)$ On peut prendre :

$$\deg(S) = \deg(R) + 1 \quad (\text{II. 13})$$

En conclusion le problème devient : Trouver R, S et T tels que :

$$S(0) = 0 \quad : \text{Rejet de perturbation}$$

$$T(0) = R(0) \quad : \text{Gain statique}$$

$$D = AS + BR \quad : \text{Dynamique désirée stable}$$

$$\deg(S) = \deg(R) + 1 \quad : \text{Propriété stricte du régulateur}$$

La résolution de l'équation de Bézout on remarque que :

- Nous avons $\deg(S) + \deg(R) + 1$ inconnues : le $\deg(S)$ les coefficients de S (car on sait déjà que $S(0) = 0$ et le $\deg(R) + 1$ les coefficients de R

➤ Et que nous disposons de $\deg(A) + \deg(S) + 1$ des équations : celles induites par l'équation de Bézout $D = AS + BR$. En effet, comme les systèmes $\frac{B(s)}{A(s)}$ et $\frac{R(s)}{S(s)}$ sont propres.

Dans l'équation (II. 11), afin d'avoir autant d'équation que d'inconnues [61], il nous faut

$$\deg(S) + \deg(R) + 1 = \deg(A) + \deg(S) + 1 \tag{II. 14}$$

C'est-à-dire

$$\deg(R) = \deg(A) \tag{II. 15}$$

Ainsi, d'après (II.13),

$$\deg(S) = \deg(A) + 1. \tag{II. 16}$$

La résolution de l'équation de Bézout consiste tout d'abord à définir les polynômes en présence [60] [62] :

$$\begin{cases} A(s) = s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) = b_0s^n + b_1s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) = r_0s^n + r_1s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) = s_0s^{n+1} + s_1s^n + \dots + s_n s \\ D(s) = d_0s^{2n+1} + d_1s^{2n} + \dots + d_{2n+1} \end{cases} \tag{II. 17}$$

Alors, l'identité selon les puissances décroissantes de (p), se traduit par le système linéaire suivant, dit système de Sylvester [65]:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_n & \dots & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & b_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & a_n & \dots & 0 & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \dots \\ \dots \\ s_n \\ r_0 \\ \dots \\ \dots \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \dots \\ \dots \\ d_n \\ d_{n+1} \\ \dots \\ \dots \\ d_{2n+1} \end{bmatrix} \tag{II. 18}$$

II.1.3 Stratégie de placement de pôles robustes

Pour réaliser un compromis entre les performances et la robustesse, le polynôme $D(s)$ va être factorisé en produit de deux polynômes [63] :

$$D(s) = C(s)F(s) \quad (\text{II. 19})$$

Où $C(s)$ est de degré n . Cela permet de répartir les modes en boucle fermée en pôles de filtrage (zéros de $F(s)$) et pôles de commande (poursuite) (zéros de $C(s)$).

Dans l'objectif de réaliser cette factorisation, deux paramètres de synthèse sont employés :

- un horizon de commande : T_c .
- un horizon de filtrage : T_f .

II.1.3.1 Horizon de commande

Le placement des pôles de l'horizon de commande est basé sur les zéros de $B(s)$. La stratégie de placement consistant à localiser tous les pôles sur le cercle, en effectuant dans l'ordre, comme le montre la figure (II.2), les opérations suivantes :

- Transformation des zéros instables en zéros stables par rapport à l'axe imaginaire de symétrie.
- Si les pôles sont à l'extérieur du cercle, ils doivent être déplacés vers le cercle. Les pôles finaux sont situés sur le cercle et la ligne allant du centre du cercle aux pôles le plus stable

$$\left(-\frac{1}{T_c} \right).$$

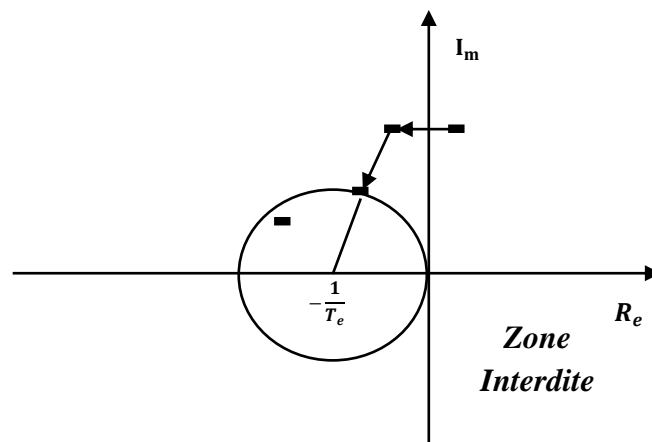


Figure II.2 Placements des pôles de l'horizon de commande.

II.1.3.2 Horizon de filtrage

Le placement des pôles de l'horizon de filtrage utilise les pôles de $A(s)$. La stratégie est montrée par la figure (II.3) consistant à effectuer les opérations suivantes :

- Les pôles instables de $A(s)$ sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire.
- Les pôles complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié.
- Les pôles trop lents à droite de la verticale d'abscisse $(-1/T_f)$ sont ramenés sur cette verticale.
- Les pôles restants demeurent inchangés.

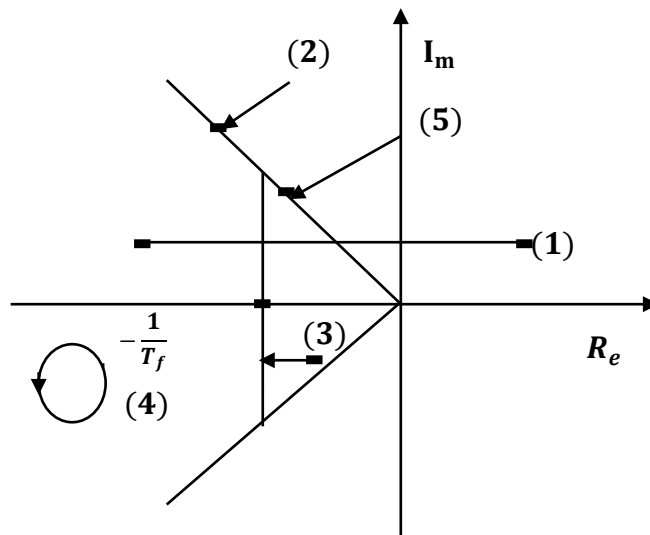


Figure II.3 Placements des pôles de l'horizon de filtrage.

Nous reconstituons alors le polynôme $C(s)$ à partir des nouveaux zéros obtenus. Les zéros du polynôme $F(s)$ se déduisent à partir du paramètre de synthèse spécifié T_f , selon la même procédure que pour $C(s)$. Pour un régulateur strictement propre, un pôle nul ($s=0$) s'ajoute aux zéros de $A(s)$ et les $n+1$ zéros de $F(s)$ se déduisent dans ce cas de ceux de s . $A(s)$ suivant toujours la même procédure.

L'angle du secteur, défini par les droites dans la figure (II.2) fixe l'amortissement des pôles placés. Dans ce travail, un secteur de (90°) est choisi pour fixer l'amortissement de 0,707.

Nous pouvons associer à T_c et T_f un certain nombre de règles simples que nous allons énumérer :

- Si le temps de réponse en asservissement est trop grand, diminué T_c ,
- Pour augmenter la robustesse et la marge de stabilité, augmenter T_c ou T_f ou les deux,
- Nous avons souvent intérêt à déstabiliser les horizons T_c et T_f pour accroître la robustesse,
- Si la commande est trop sensible aux bruits des capteurs, augmenté T_f ,
- Si la commande est très sollicitée en mode asservissement, augmenter T_c , ou prévoir un pré filtrage adoucisseur de la référence.

II.2 Application à la régulation des puissances active et réactive de la GADA

Le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure (II. 4) :

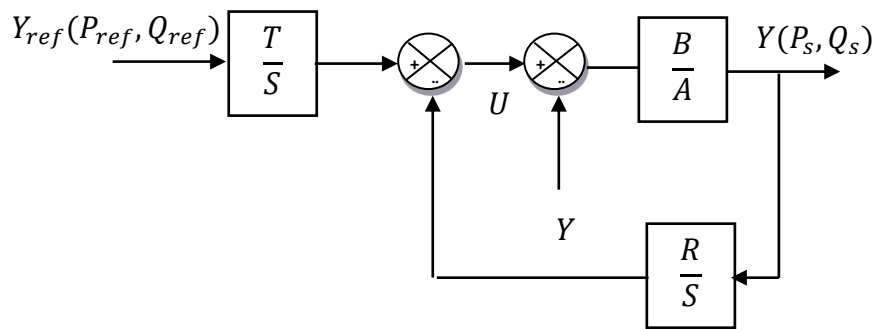


Figure II.4 Schéma bloc d'un système régulé par RST.

Dans notre cas, les termes A et B s'expriment par :

$$A = L_s R_r + s L_s L_r \sigma, \quad B = M V_s$$

Les éléments R, S et T intervenant dans ce type de régulation sont des polynômes dont le degré est fixé suivant les fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ces polynômes sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes.

La théorie du placement de pôles robuste montre qu'en choisissant un régulateur strictement propre ($\deg(S) = \deg(R) + 1$), Cela signifie que si A est de degré (n), nous avons alors :

$$\begin{cases} \deg(D) = 2n + 1 \\ \deg(S) = \deg(A) + 1 \\ \deg(R) = \deg(A) \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

Notons que le régulateur est strictement propre, ce qui donne :

$$\begin{cases} A = a_0s + a_1 \\ B = b_0 \\ D = d_0s^3 + d_1s^2 + d_2s + d_3 \\ R = r_0s + r_1 \\ S = s_0s^2 + s_1s + s_2 \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

Pour assurer un rejet de perturbation, on suppose que $S(0) = 0$, ce qui implique que: $s_2 = 0$

Conformément à la stratégie du placement de pôles robustes, le degré du polynôme D nous oblige à placer trois pôles. Ce polynôme est tout d'abord décomposé en produit de deux polynômes équation (II.18). Nous définissons ensuite deux paramètres : un horizon de commande T_c , un horizon de filtrage T_f (avec $s_c = -\frac{1}{T_c}$ pôle du polynôme de commande C et

$s_f = -\frac{1}{T_f}$ pôle double du polynôme de filtrage F).

Le choix de ces pôles est alors basé sur les pôles de la boucle ouverte. Le rôle du pôle de commande étant d'accélérer le système, on le choisit de façon arbitraire, 5 fois supérieures au pôle du polynôme A [65], soit:

L'horizon de commande est donné par :

$$s_c = -\frac{1}{T_c} = 5s_A = -5 \frac{R_r}{\sigma.L_r} \quad (\text{II. 22})$$

Pour accroître la robustesse du régulateur, nous avons tout intérêt à déséquilibrer les horizons T_f et T_c , de plus, afin de rendre la commande moins sensible aux différents bruits pouvant être amené notamment par les capteurs, nous choisissons T_c trois fois supérieur à T_f soit :

Alors l'horizon de filtrage est donné par :

$$T_f = \frac{1}{3}T_c = \frac{\sigma.L_r}{15R_r} \quad (\text{II. 23})$$

Pour des raisons de stabilité en régime permanent, le terme $D(0)$ ne peut pas être nul et ($S(0) = 0$) soit nul. Si on observe alors l'équation (II. 20), il reste quatre termes inconnus.

L'équation de Bézout ($D = AS + BR = CF$) permet d'obtenir un système de quatre équations à quatre inconnues où les coefficients de D sont liés aux coefficients de R et de S par la matrice de Sylvester [30] [64] :

$$\begin{pmatrix} d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & b_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_2 \\ s_1 \\ r_1 \\ r_0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 24})$$

On obtient un pôle pour la commande et un pôle double pour le filtrage [65] [66]. Ce qui donne :

$$D(s) = (s - s_c)(s - s_f)^2 \quad (\text{II. 25})$$

D'après (II. 23), on a:

$$D(s) = (a_0 s_0) s^3 + (a_1 s_0 + a_0 s_1) s^2 + (a_1 s_1 + b_0 r_0) s + b_0 r_1 \quad (\text{II. 26})$$

Donc l'identification avec l'équation (II. 25), on obtient:

$$\begin{cases} a_0 s_0 = 1 \\ a_1 s_0 + a_0 s_1 = -2s_f - s_c \\ a_1 s_1 + b_0 r_0 = s_f^2 + 2s_c s_f \\ b_0 r_1 = -s_c s_f^2 \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

Enfin :

$$\begin{cases} s_0 = \frac{1}{a_0} \\ s_1 = -\frac{2s_f + s_c + a_1 s_0}{a_0} \\ r_0 = \frac{s_f^2 + 2s_c s_f - a_1 s_1}{b_0} \\ r_1 = -\frac{s_c s_f^2}{b_0} \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

Or nous avons : $S(0)=0$ par conséquent $T(0)=R(0)$. Pour dissocier poursuite et régulation, nous cherchons alors à faire dépendre le terme $\frac{BT}{AS + BR}$ uniquement de C. Pour

cela, on pose $T = h.F$ (où h est un réel), nous avons alors :

$$h = \frac{T(0)}{F(0)} = \frac{r_1}{s_f^2} \quad (\text{II. 29})$$

$$T = \frac{r_1}{s_f^2} (s - s_f^2) \quad (\text{II. 30})$$

II.3 Résultats de simulations

Afin de montrer les performances du régulateur RST, nous présentons les résultats de simulation obtenus avec ce régulateur pour le contrôle indépendant de la puissance active et la puissance réactive de la machine asynchrone à double alimentation MADA comme le montre le schéma bloc de simulation donné par la figure (II. 5).

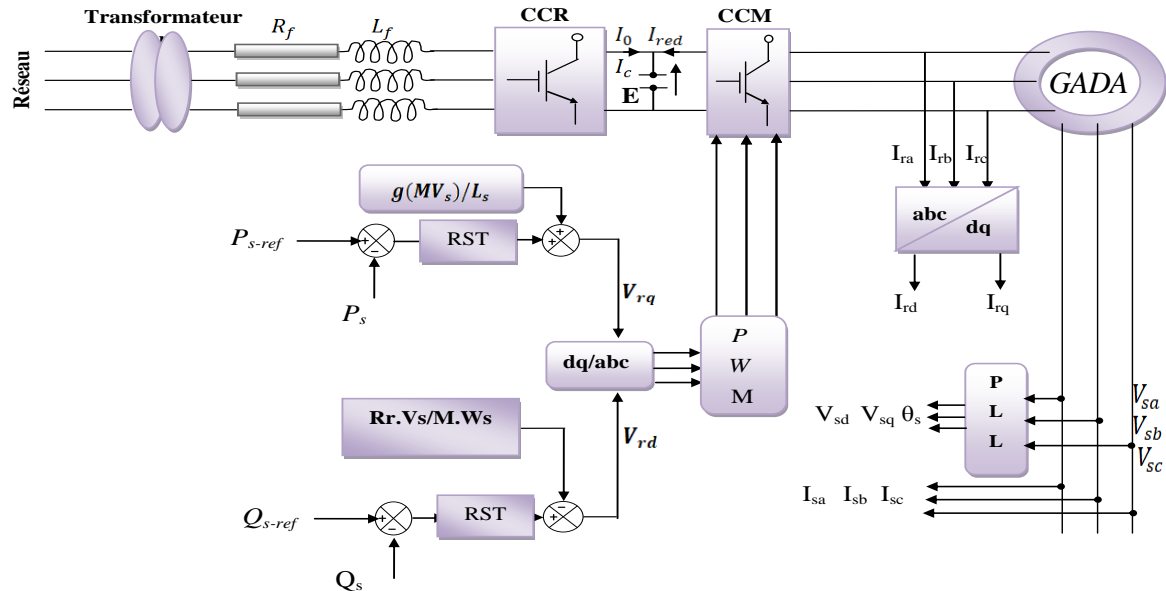


Figure II. 5 Schéma bloc de la Commande de la GADA avec régulation RST.

Les résultats ainsi obtenus seront comparés à ceux trouvés par les régulateurs PI de la commande vectorielle.

La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine avec des échelons de référence de la puissance réactive appliquée à la turbine pendant 5 s.

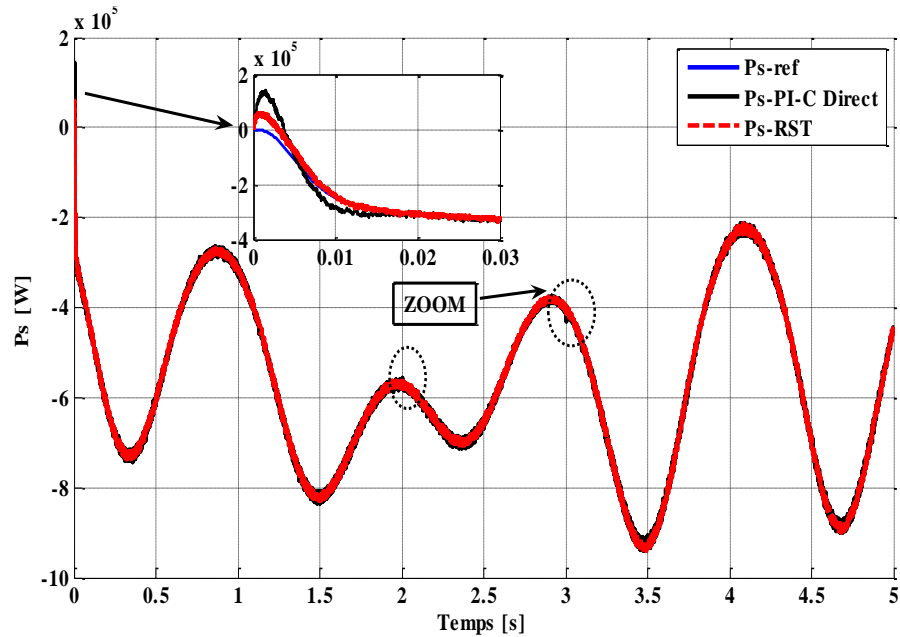
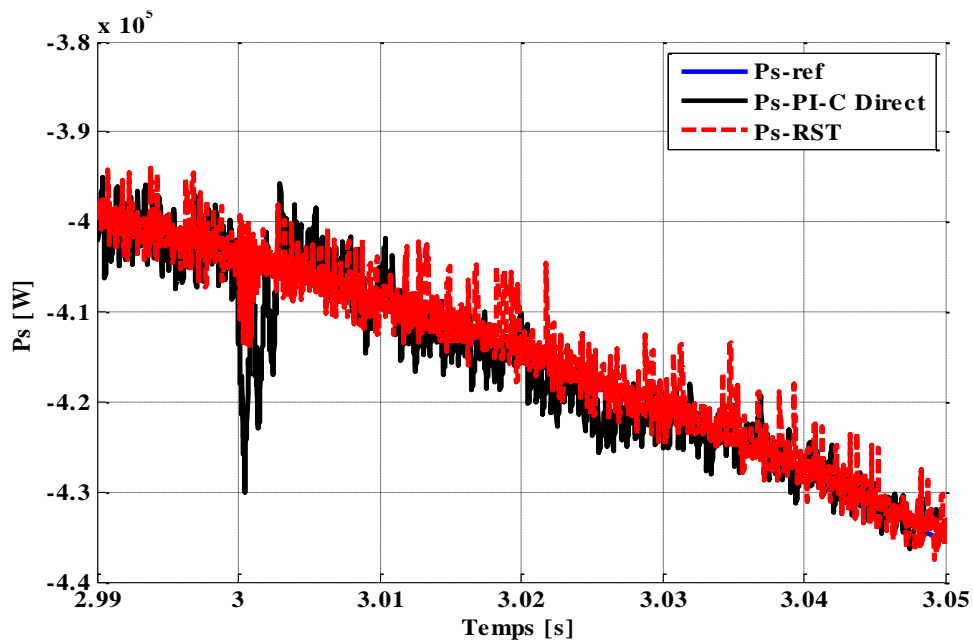


Figure II. 6 Réponse de la puissance active statorique.



Zoom sur la réponse de la Puissance active statorique pour
les deux régulateurs PI et RST.

Les figures (II. 6-7-8) représentent les résultats de simulation des puissances active et réactive et les erreurs entre les puissances actives pour les deux régulateurs proposés on remarque que les réponses par régulateur RST sont plus satisfaisantes (meilleur temps de réponse avec petit dépassement et avec des ondulations en est suivie bien la référence par rapport le régulateur PI.

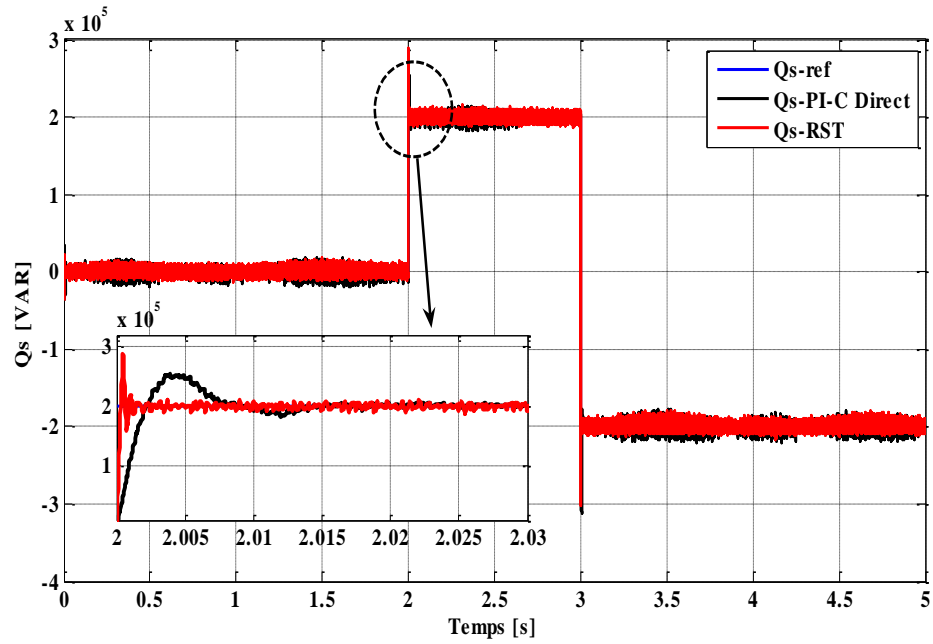


Figure II. 7 Réponse de la puissance réactive statorique pour les deux régulateurs PI et RST

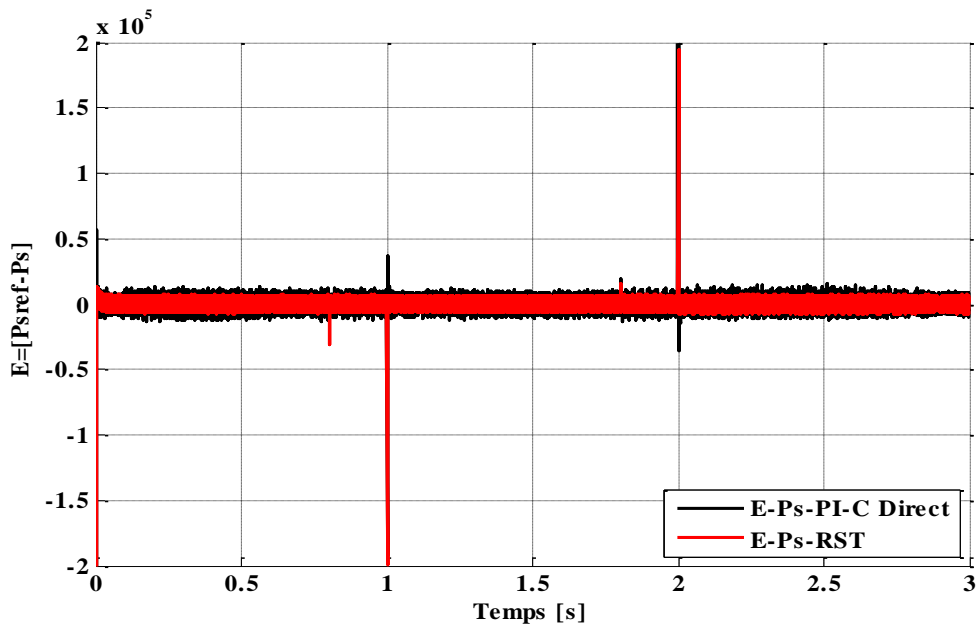


Figure II. 8 Erreur entre les puissances actives statorique.

La figure II.9 illustre que la tension et les courants du stator sont sinusoïdaux et dans des phases opposées. Le courant suit la variation de la puissance active, que cette dernière varie en fonction de la vitesse du vent et la figure II.10 montre le courant rotorique sur la phase A. On peut observer des ondulations notables du régulateur PI par rapport au régulateur RST.

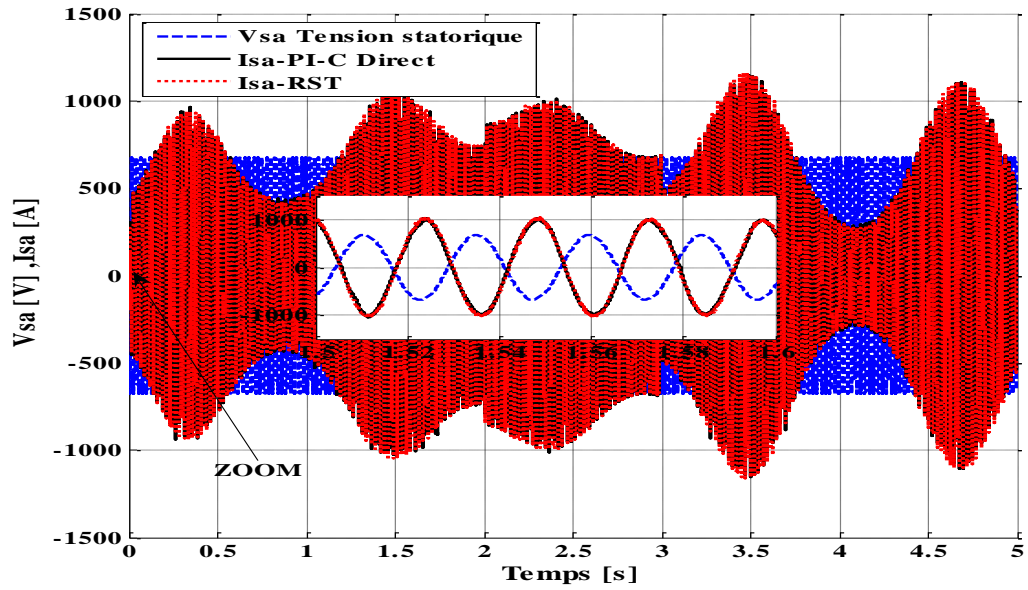
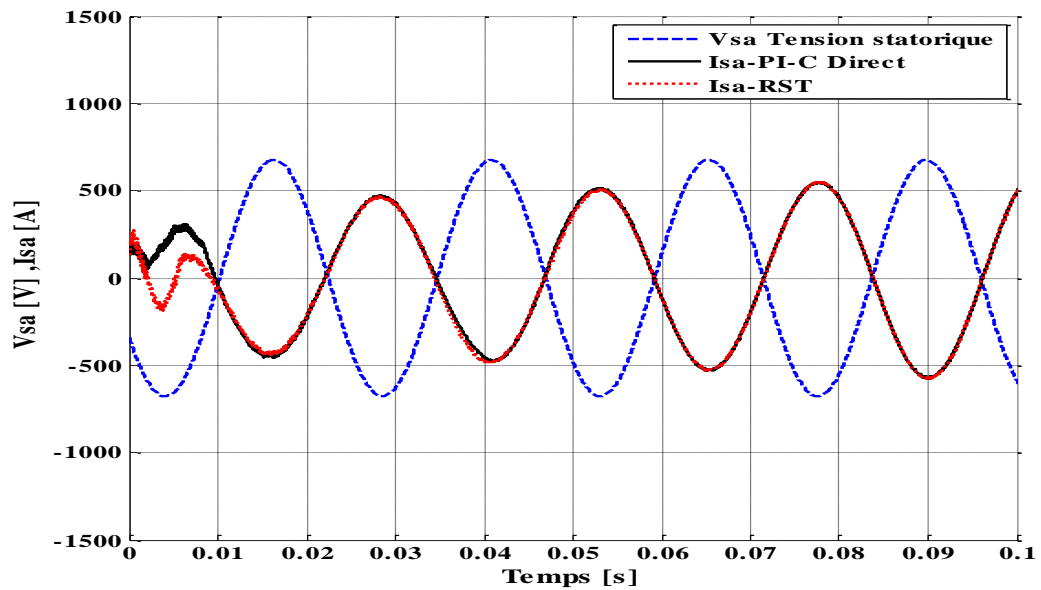


Figure II. 9 Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} et V_{sa} pour les deux régulateurs PI et RST.



Zoom sur les résultats de simulation du courant statorique I_{sa} .

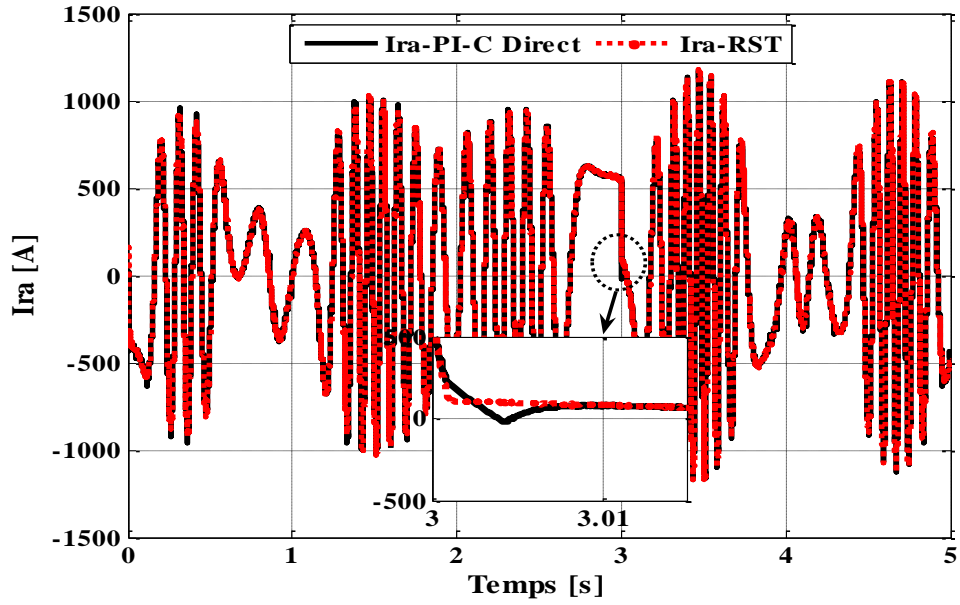
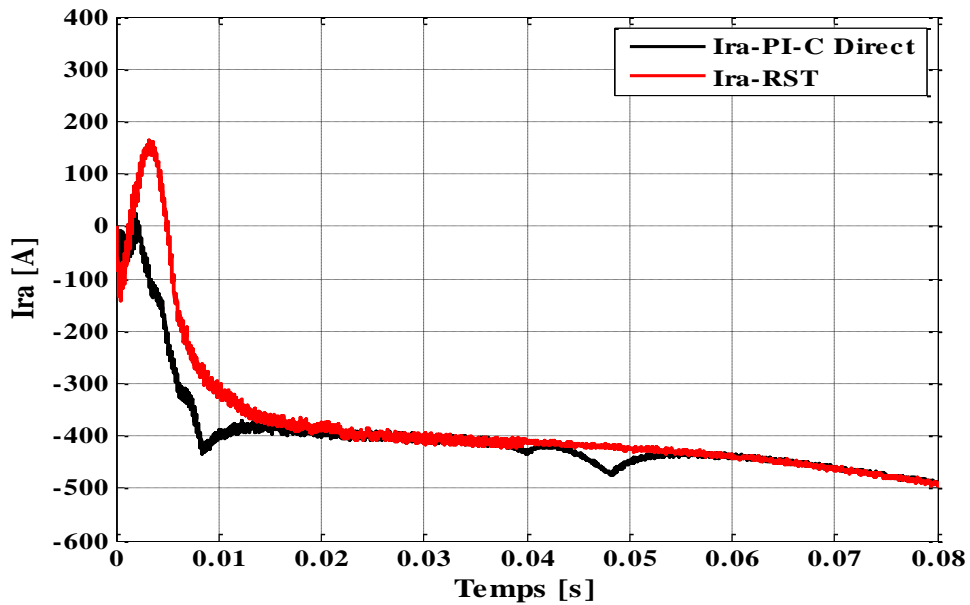


Figure II. 10 Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les deux régulateurs PI et RST.



Zoom sur les résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} .

Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'établir la synthèse de régulateur polynomial RST basé sur la théorie du placement de pôles robustes pour la commande de la GADA.

Le travail effectué dans ce chapitre représente une simulation numérique de la commande vectorielle directe de la GADA basée sur les deux types des régulateurs des puissances active et réactive ont été présentées à savoir, le régulateur (PI) présenté dans le chapitre précédent et le régulateur par placements des pôles RST. Les deux régulateurs sont testés et comparés afin d'analyser les trois critères, la précision, la stabilité et la robustesse.

Pour les résultats obtenus sur la commande de la GADA, les différences entre les deux régulateurs sont peu significatives en ce qui concerne le suivi de consigne et la robustesse bien que le régulateur RST semble mieux limite l'amplitude des oscillations transitoires (dépassement réduit et temps de réponse rapide) face aux perturbations, le régulateur PI, qui ne les prend pas en compte dans sa synthèse qui moins performant que le RST.

L'avantage d'utiliser un régulateur du type RST est la possibilité d'améliorer considérablement la qualité du filtrage tout en gérant le prix entre les performances de la poursuite de trajectoire et celles du rejet de perturbations. le réglage de la loi de commande se résume au choix des horizons de filtrage et commande. Cependant, les inconvénients de ce type de régulateur résident tout d'abord dans son ordre élevé et ensuite dans l'impact peu explicite des paramètres de synthèse sur les performances de l'asservissement.

CHAPITRE

III

**COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA
GADA**

Introduction

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variantes. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue [71].

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire, une logique fondée sur les variables pouvant prendre outre les valeurs vrai ou faux, les valeurs intermédiaires vraies ou faux avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes. Il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision.

Cependant, les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'Université de Californie de Berkeley. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine etc..., dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision [87].

Tandis que son application au niveau des systèmes de réglage et de commande est relativement récente, depuis quelques années la commande par la logique floue a connu essentiellement au Japon à partir de 1985 un essor appréciable. En effet, elle a été appliquée dans des problèmes industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés à l'énergie, le transport, les machines-outils, et la robotique, etc.....

D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilité d'implémentation
- Solution de problèmes multi variables complexes
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous décrivons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique. Nous détaillons ensuite les différentes phases de conception de contrôleurs flous des puissances active et réactive de la machine asynchrone double alimentation.

III.1. Systèmes flous

Les systèmes flous peuvent être considérés comme des systèmes logiques qui utilisent des règles linguistiques pour établir des relations entre leurs variables d'entrée et de sortie. Ils sont apparus pour la première fois dans les années soixante-dix avec des applications dans le domaine du contrôle des processus. Aujourd'hui, les applications des systèmes flous sont très nombreuses outre la commande, ils sont largement utilisés pour la modélisation, le diagnostic et la reconnaissance de formes. Pour une meilleure compréhension de leur fonctionnement, nous présentons brièvement quelques notions de base de ces systèmes, notamment les variables linguistiques [67] [68] [69] :

III.1. 1 La théorie des sous-ensembles flous

La théorie des ensembles flous, également appelés sous-ensembles flous, émise par ZADEH en 1965, a pour principe de base la notion d'appartenance d'un élément à un ensemble en logique booléenne classique, la caractéristique logique fondamentale d'un ensemble est la frontière, stricte, entre les éléments appartenant à l'ensemble et ceux qui en sont exclus. L'ensemble est alors parfaitement défini par sa fonction caractéristique φ à valeurs dans $\{0; 1\}$. en logique floue, en revanche, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble flou est décrite par une fonction d'appartenance [69].

On considère un ensemble de référence U . Un sous-ensemble flou A de ce référentiel U est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A de U dans l'intervalle $[0 ; 1]$. A tout x de U , on associe une valeur $\mu_A(x)$ telle que $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$.

La fonction d'appartenance μ_A généralise le concept d'appartenance et la notion de fonction caractéristique, tel que définis sur un ensemble classique. Plusieurs fonctions d'appartenance, de forme géométrique variable, sont envisageables. On retrouve usuellement des fonctions simples, telles que des fonctions d'appartenance triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes.....

III.1.2 Variables linguistiques

La description d'une certaine, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme :

- Chaud, froid, rapide, lent,
- Quelque, beaucoup, souvent.
- grand, petit.....etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

Une variable linguistique est représentée par un triplé (V, X, T_v) , dans lequel V est une variable (puissance, vitesse, température.....) définie sur un ensemble de référence X , ses valeurs peuvent être n'importe quel élément de X . On note $T_v(A_1, A_2, \dots)$ un ensemble fini ou infini, de sous ensemble flous de X qui sont utilisés pour caractériser V . Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonction d'appartenance [69] [70].

Par exemple si la puissance est interprétée comme une variable linguistique alors son ensemble de terme $T_{(puissance)} = (petite, moyenne, grande)$ ou chaque terme est caractérisé par un ensemble flou. Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (III. 1)

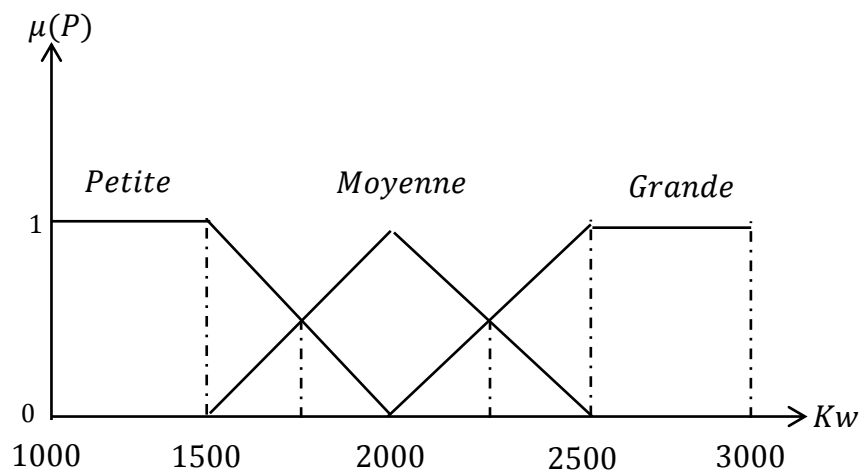


Figure III.1 Représentation graphique des termes linguistiques.

III.1.3 Opérations sur les ensembles flous

Les opérations sur les ensembles flous sont des extensions des opérations connues sur les ensembles classiques. Elle permet de d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. En effet, si les valeurs d'appartenance sont restreintes aux valeurs 0 et 1, alors les opérateurs flous (Et, Ou, négation, ...etc.) devraient donner les mêmes résultats que ceux classiques [71] [72].

III.1.3.1 Egalité

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux ($A=B$) si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad .\text{Si } \exists x \text{ Tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B \quad (\text{III.1})$$

III.1.3.2 Inclusion

Soit deux ensembles flous, A et B de X . L'ensemble A est inclus dans le l'ensemble B , ($A \subseteq B$), si leurs fonctions d'appartenance sont telles que :

$$\forall x \in X; \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.2})$$

III.1.3.3 Intersection

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET. Le degré de vérité de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés de vérité de A et de B :

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.3})$$

III.1.3.4 Union

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU. Le degré de vérité de la proposition " A OU B " est le maximum des degrés de vérité de A et de B .

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.4})$$

III.1.4 Fonction d'appartenance

La variable X varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable X dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de X à la situation décrite par la fonction; notée :

$$\mu_E(x) : \text{Degré d'appartenance de } X \text{ au sous ensemble } E.$$

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué dans [71] [73].

La figure (III.2) donne quelques fonctions d'appartenance.

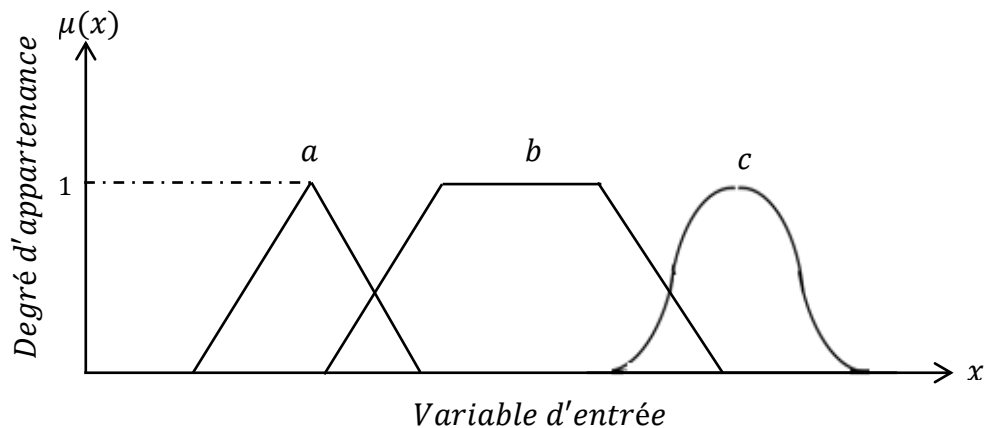


Figure III.2 Exemple de fonctions d'appartenance.

- a) Fonction triangulaire.
- b) Fonction trapézoïdale.
- c) Fonction gaussienne.

III.2 Structure interne d'un système flou

Le fonctionnement interne d'un système flou repose sur la structure présentée par la figure (III. 3) qui inclut quatre blocs:

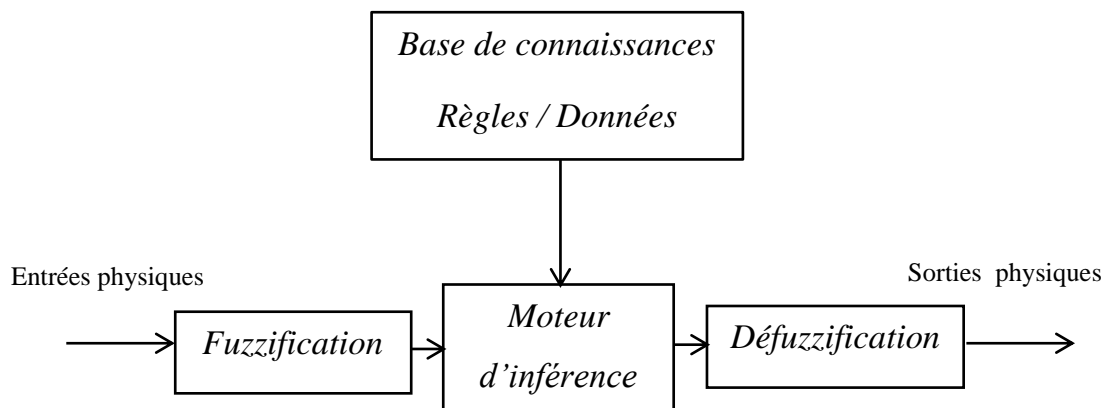


Figure III.3 Structure interne d'un système flou.

La structure interne d'un système flou peut être décomposée en quatre modules :

Le premier module traite les entrées du système on appelle Fuzzification, l'opération qui consiste à transformer une grandeur numérique en une grandeur floue.

Le deuxième module est la base de connaissances, elle contient les définitions des fonctions d'appartenance (formes et paramètres) associées aux variables d'entrée/sortie ainsi que l'ensemble des règles floues.

Le troisième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles de type : (Si..., Alors...) et va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles floue de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles floue correspondant la commande du système.

Le dernier module l'interface de Défuzzification, cette opération est consisté à transformer une grandeur floue en une grandeur numérique

Plusieurs stratégies de Défuzzification existent, les plus utilisées sont : (Méthode du centre de gravité, Méthode des hauteurs pondérées, Méthode de la moyenne des maximums) : [74] [75] [76] [77].

III.2.1 Fuzzification

C'est une opération qui consiste à transformer les données numériques d'un phénomène à des valeurs linguistiques sur un domaine normalisé qui facilite le calcul. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut calculer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondant.

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur les sous-ensembles flous, ainsi, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du monde extérieur en sous-ensembles flous. Ceci est faisable avec l'opérateur de Fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x_0}(x)$.

Le choix de l'opérateur dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées.

➤ Cas où la mesure de la variable x_0 est exacte

Dans ce cas, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de Fuzzification la transformation dite du singleton. La fonction d'appartenance de ce sous-ensemble flou est alors définie par:

$$\mu_{x_0}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

La figure (III. 4) montre l'aspect de cette fonction d'appartenance. Le sous-ensemble flou réalisé par cette méthode ne contient ainsi que l'élément x_0 .

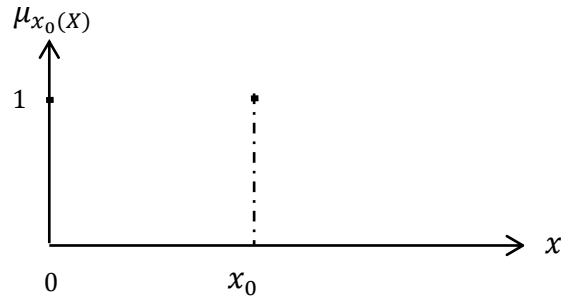


Figure III.4 Méthode de Fuzzification pour une mesure exacte.

➤ **Cas où la mesure de la variable x_0 est incertaine**

Dans ce cas, le sous-ensemble doit être représenté par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de Fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple:

$$\mu_{x_0}(x) = \max \left\{ 0; 1 - \frac{|x - x_0|}{\mu_{\min}} \right\} \quad (\text{III.6})$$

Cette fonction d'appartenance est illustrée dans la figure (III. 5), le sous-ensemble flou comprend la mesure x_0 avec une appartenance unité ainsi que les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 .

La base du triangle figure (III. 5), est fonction de l'importance des erreurs de mesure. En effet, plus les erreurs sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc plus le triangle doit s'élargir.

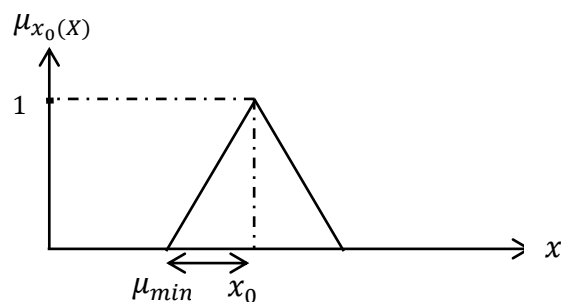


Figure III.5 Méthode de Fuzzification pour une mesure incertaine.

III.2.2 Base de connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Elle comprend la base de données et la base des règles floues [77].

➤ **La base de données**

Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et sortie.

➤ **La base des règles floues**

Elle rassemble l'ensemble des règles floues de type « Si Alors » décrivant en termes linguistiques basés sur la connaissance d'un expert le comportement dynamique du système.

$$R_i : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^i \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^i \text{ Alors } u_i \text{ est } B^i$$

Avec :

$[x_1 \dots x_n]$: Les entrées du régulateur.

u_i : La sortie du régulateur.

Chaque régulateur activé donne un sous-ensemble flou de sortie.

III.2.3 Moteur d'inférence floue

La fonction de base de ce module est de calculer la valeur totale de la variable de commande basée sur la contribution de chaque règle de la base de règles, chaque contribution individuelle représente les valeurs des variables de sorties calculées par une seule règle.

Dans le mécanisme d'inférence on distingue deux types d'opérateurs, l'opérateur de conjonction ET qui lie les différentes variables de la règle, et l'opérateur de disjonction OU qui lie l'ensemble de règles. Ces deux opérateurs peuvent être réalisés par différentes manières, en effet l'opérateur ET peut être réalisé par le produit algébrique ou l'intersection floue (min), et l'opérateur OU par la somme algébrique ou l'union floue (max). Ces différentes réalisations introduisent plusieurs mécanismes d'inférences [71] [78] [79] :

III.2.3.1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)

A ne pas confondre avec les opérateurs logiques min-max avec la méthode d'inférence max-min le mot ALORS est représenté par l'opération minimum de la valeur de la règle et de la fonction d'appartenance considéré de la sortie. Ainsi la règle :

Si e est P ET Δe est Z ALORS μ est P est traduite par la surface hachurée de la figure (III.6) qui représente la fonction d'appartenance partielle.

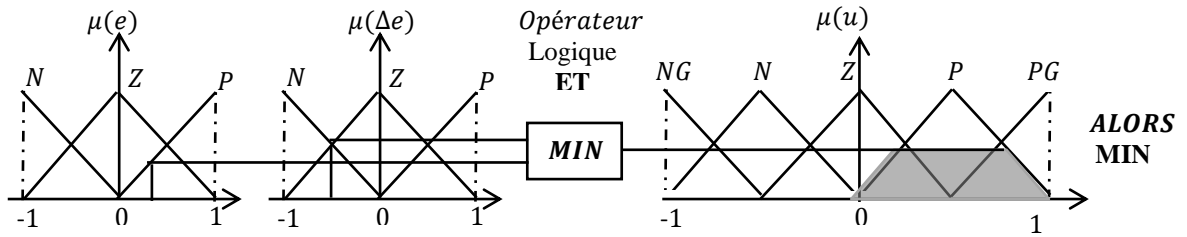


Figure III.6 Définition de ALORS dans la méthode d'inférence max-min.

Par ailleurs l'interaction entre les règles sera nommée OU ainsi, on considère que les deux règles suivantes :

Si e est Z ET Δe est N ALORS μ est N

Si e est P ET Δe est Z ALORS μ est P

Se lisent :

Si e est Z ET Δe est N ALORS μ est N OU

Si e est P ET Δe est Z ALORS μ est P

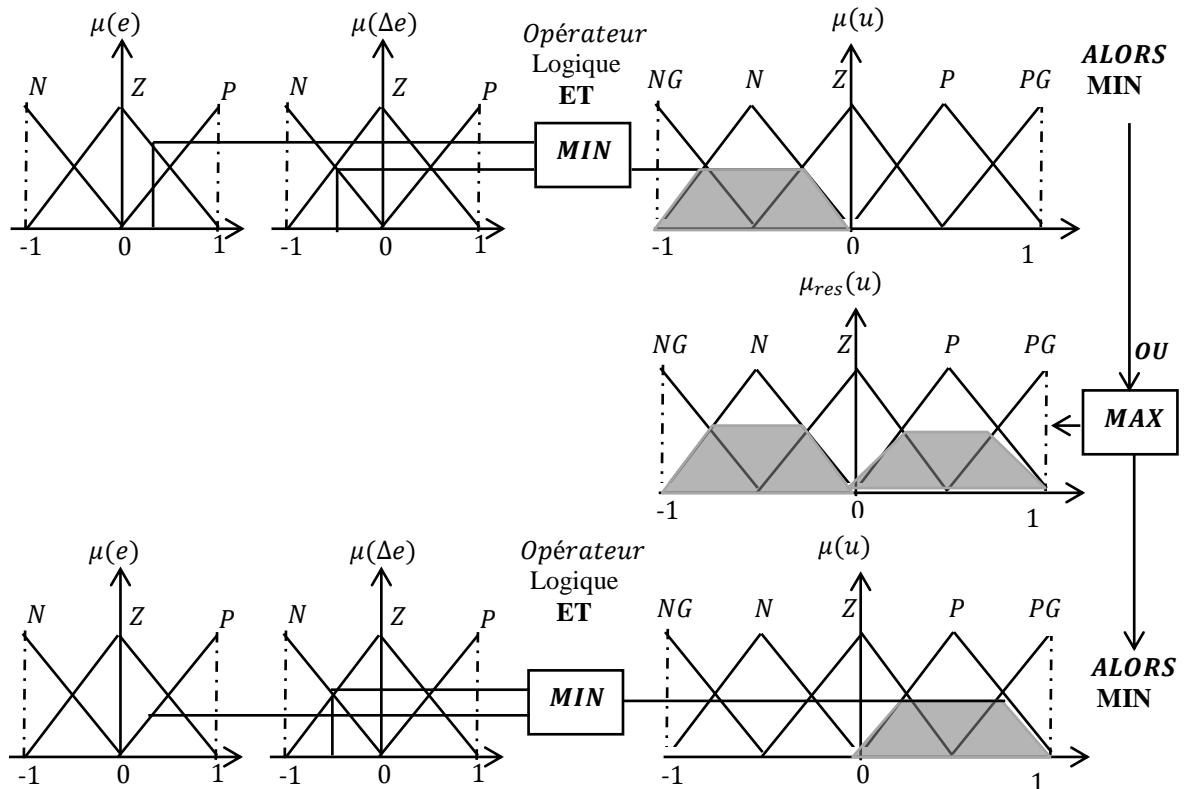


Figure III.7 Définition de OU dans la méthode d'inférence max-min.

L'application de l'ensemble des règles donne la fonction d'appartenance partielle représentée sur la figure (III.8):

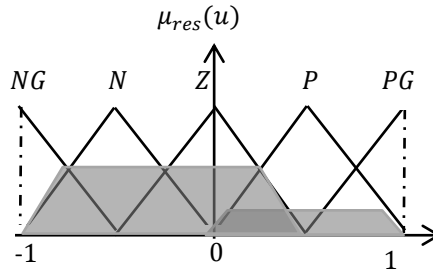


Figure III.8 Fonction d'appartenance résultante.

III.2.3.2 Méthode d'inférence max - produit (méthode de Larsen)

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum. Ce résultat est illustrée sur la figure (III.9)

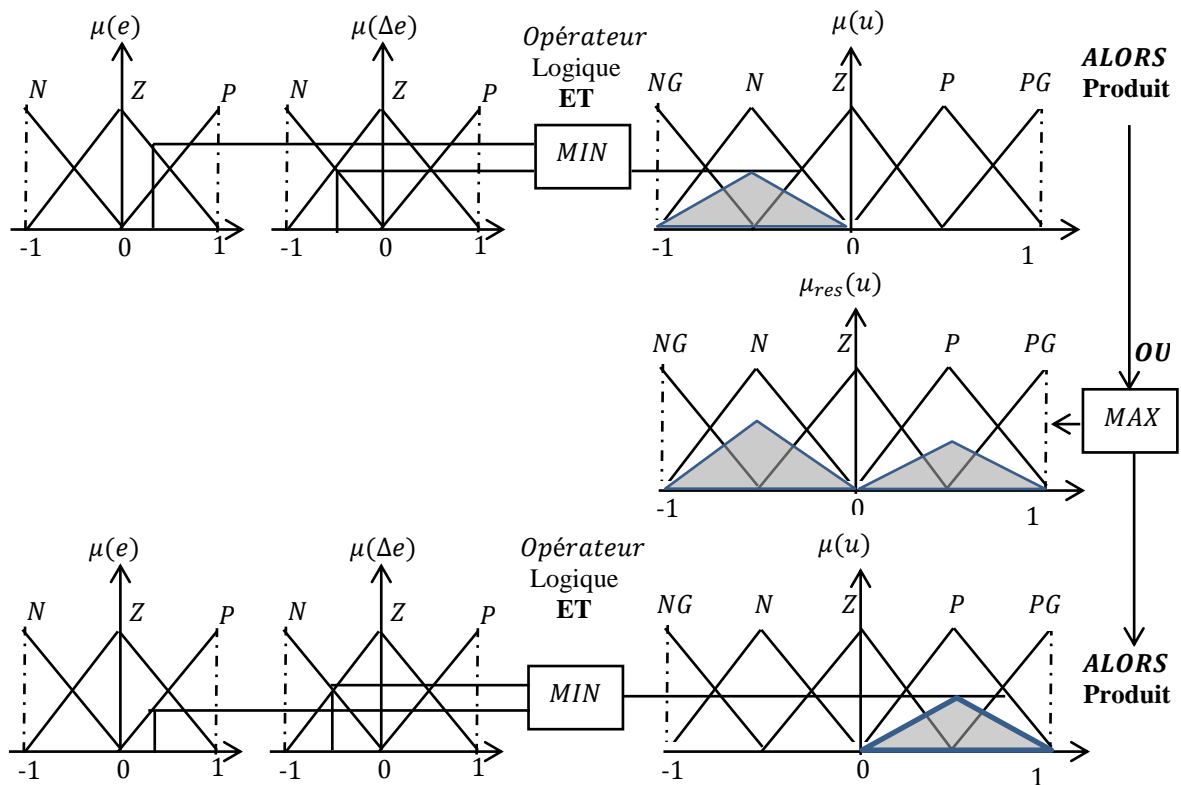


Figure III.9 Définition de OU dans la méthode d'inférence max-produit.

III.2.3.3 Méthode d'inférence somme-prod

Proche de la méthode précédente, il doit remplacer la traduction de ALORS par la somme des fonctions d'appartenance partielles.

III.2.4 Défuzzification

La sortie issue de l'inférence est une grandeur floue. Donc pour pouvoir définir la loi de commande, le régulateur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour l'état du processus.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [70] [71] :

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

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

$$dU_n = \frac{\int x \mu_{reg}(x) dx}{\int \mu_{reg}(x) dx} \quad (\text{III.7})$$

L'intégral au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégral au numérateur correspond au moment de la surface.

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

➤ **Méthode par valeur maximum**

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

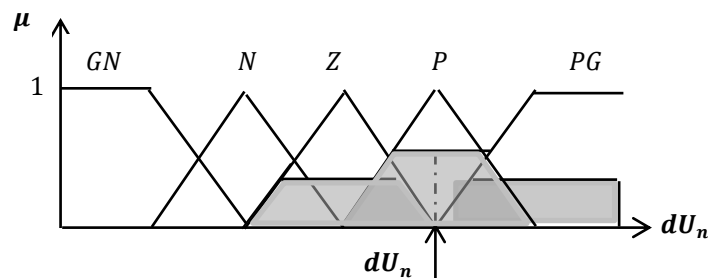


Figure III.10 Défuzzification par valeur maximum.

➤ Méthode des hauteurs pondérées

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des singletons, et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité comme indique la Figure (III.11).

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$U_i = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu_{ri}(x)}{\sum_{i=1}^n \mu_{ri}(x)} \quad (\text{III.8})$$

Ou :

n : Nombre des règles.

μ_{ri} : Représente le degré d'activation de la règle Ri

u_i : Abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie.

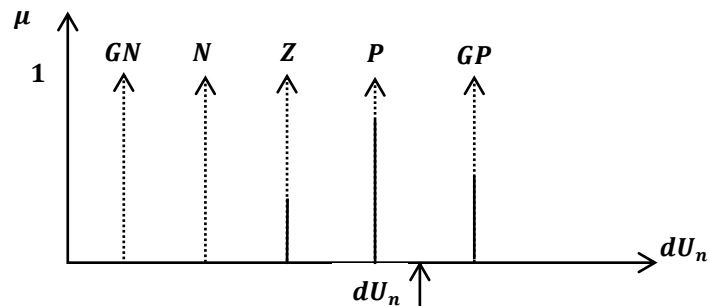


Figure III.11 Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.

III.3 Structures de base d'un contrôleur flou

Dans la commande floue plusieurs approches peuvent être utilisées, ces approches se distinguent selon les entrées et la sortie du contrôleur [75] [82].

III.3.1 Correcteurs flous de type PD

Dans la figure (III.12), Plutôt la sortie du contrôleur est directement appliquée au processus, le contrôleur est appelé : contrôleur flou de type PD (FLC-PD).

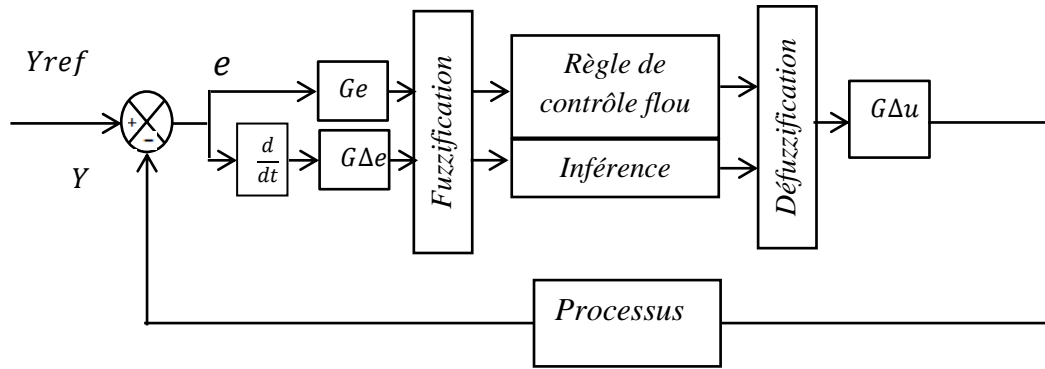


Figure III.12 Correcteur flou de type PD.

III.3.2 Correcteurs flous de type PI

La figure (III.13) représente un contrôleur flou de type PI (FLC-PI). Dans ce cas la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande.

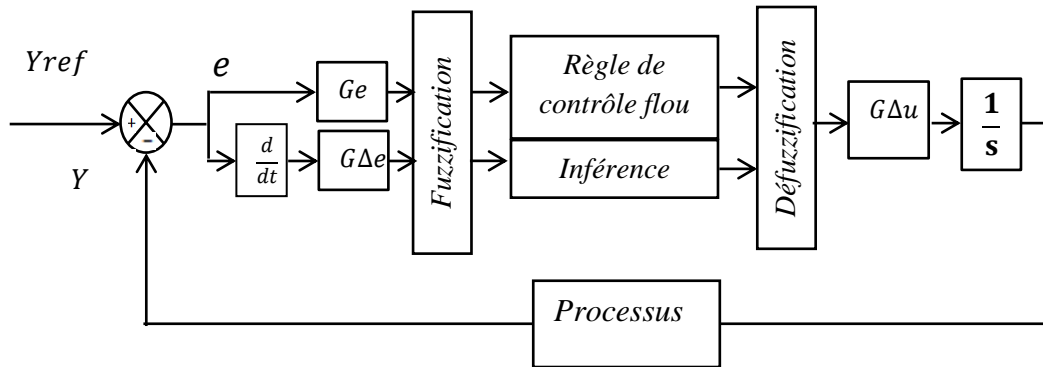


Figure III.13 Correcteur flou de type PI.

III.3.3 Correcteurs flous de type PID

Le contrôleur flou de type PID peut être obtenu en combinant les deux contrôleurs flous de type PD et PI comme il est indiqué dans la figure (III.14)

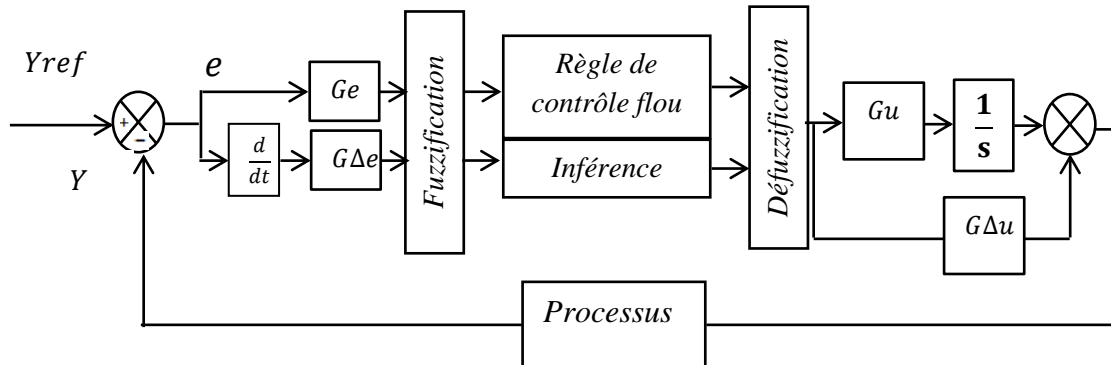


Figure III.14 Correcteur flou de type PID.

III.4 Application de la commande par Logique floue de la GADA :

Dans le système présenté dans cette étude, deux régulateurs indépendants à base de la logique floue sont utilisés pour produire les tensions rotorique de référence souhaitées à la commande des puissances active et réactive dans le stator de la GADA (P_s, Q_s) .

La conception du contrôleur flou (FLC) passe par trois principales étapes distinctes, comme le montre la figure (III.15)

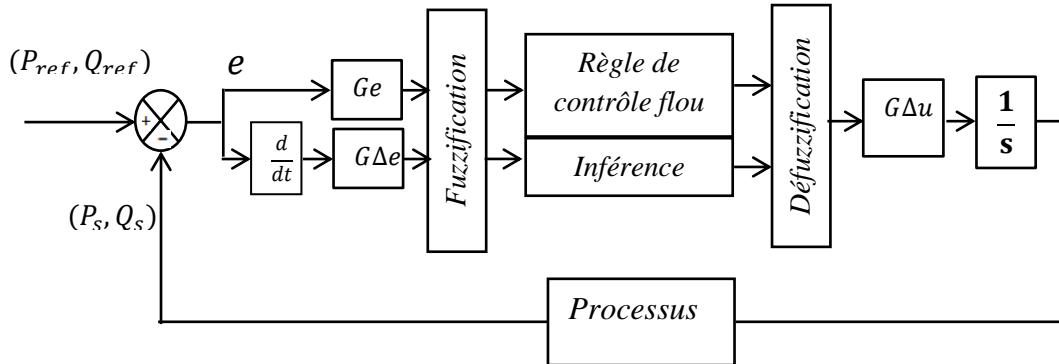


Figure III.15 Schéma bloc d'un régulateur flou des puissances active et réactive.

Dans le schéma ci -dessus, Les entrées du régulateur flou sont calculées à l'instant k de la manière suivante :

e : Erreur, elle est définie par :

$$e(k) = (P_{sref}, Q_{sref})(k) - (P_s, Q_s)(k) \quad (\text{III. 9})$$

Δe : La dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$\Delta e(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \quad (\text{III. 10})$$

T_e : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par

$$V_{r.d,q}(k) = V_{r.d,q}(k-1) + \Delta u(k) \quad (\text{III. 11})$$

Les gains $G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$ sont des gains qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans changer la structure floue. Ils servent à transformer les valeurs physiques des entrées dans un domaine normalisé [-1 1] on appelle univers de discours [83].

1^{er} étape : Fuzzification :

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure (III.16)

Les grandeurs sont normalisées dans un Univers de discours en sept classes.

EZ : Egale zéro, NP : Négatif petit, PP : Positif petit, NM : Négatif moyen, PM : Positif moyen, NG : Négatif grand, PG : Positif grand.

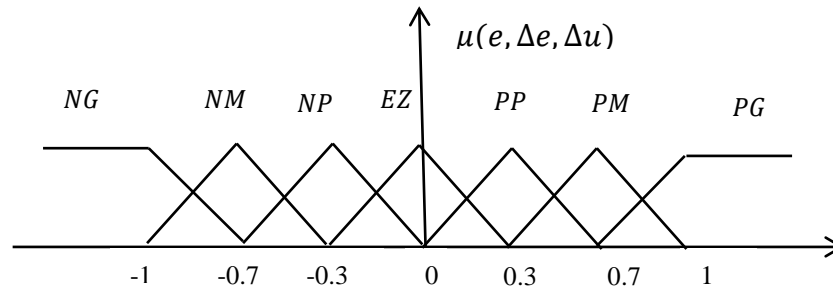


Figure III.16 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée e , Δe et de sortie Δu .

2^{ème} étape : Inférence

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences (règles). Pour notre cas nous avons la condition pour chaque règle:

Si (e est NG) et (Δe est NP) Alors Δu est NG

Pour simplifier la description des inférences on utilise une matrice d'inférence voir tableau.

$e/\Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau III. 1 : base des réglages des régulateurs de la puissance active et réactive. La méthode d'inférence retenue est la méthode (Max-Min) vu qu'elle est facile à implanter.

3^{ème} étape : Défuzzification

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité on obtient :

$$dV_{r.dq} = \frac{\sum_{i=1}^n u(dV_{r.dq}) dt_e}{\sum_{i=1}^n u(dV_{r.dq})} \tag{III. 12}$$

n : les nombres des règles.

III.5 Résultats de simulations

On applique les mêmes conditions de simulation de la commande vectorielle à base des régulateurs PI et RST. La commande vectorielle directe des puissances active et réactive à base des régulateurs floue ont été implémentés dans l’environnement MATLAB comme le montre le schéma bloc de simulation donné par la figure (III. 17). Les résultats de simulation présentés sur les figures ci-dessous, nous permettent de présenter les performances de la conduite de la GADA avec la technique floue proposée.

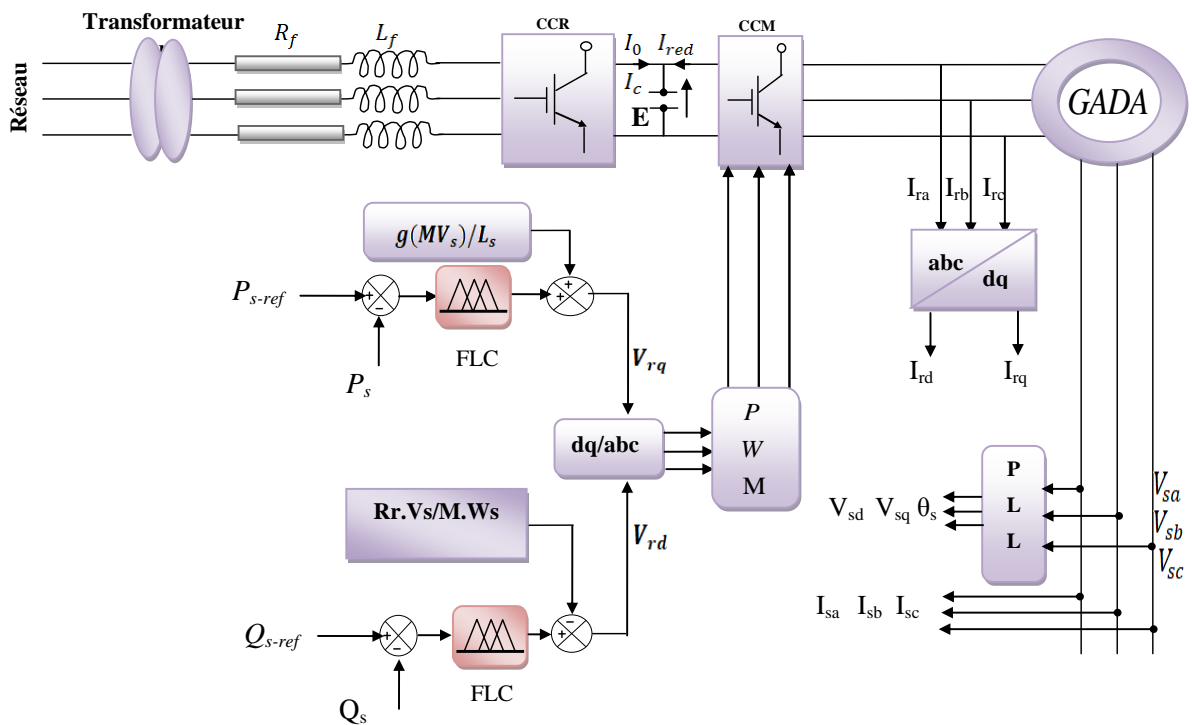


Figure III. 17 Schéma bloc de la commande de la GADA avec régulation FLC.

Les figures (III. 18-19), représentent les résultats des puissances active et réactive par les deux régulateurs FLC et RST en effet la différence entre les deux est peu significative en ce qui concerne en termes de rapidité et robustesse on a vu la supériorité du régulateur floue avec ses résultats par rapport au régulateur RST sauf qu'on remarque pour les variations échelon de puissance réactive on observe un pic sur la réponse de puissance active.

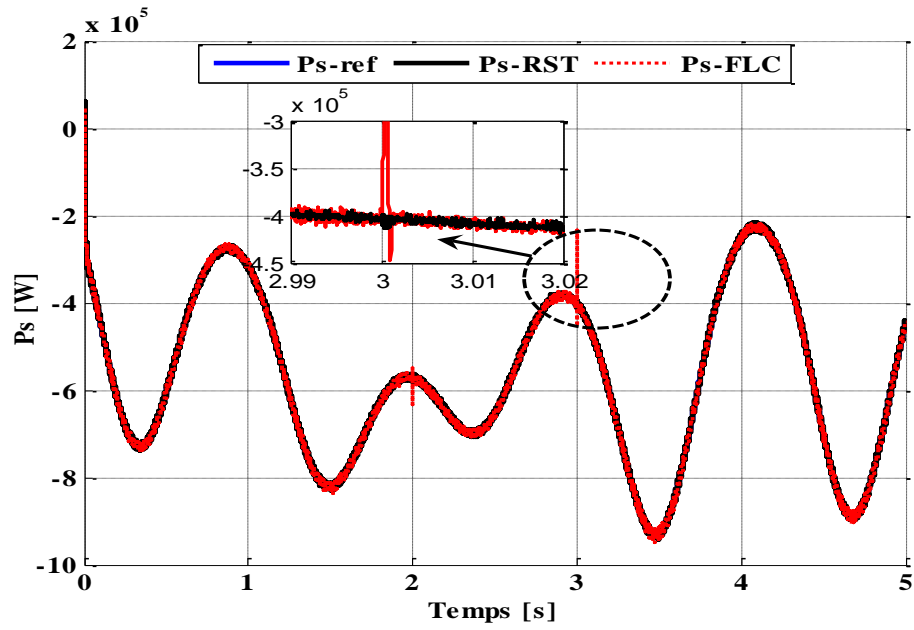
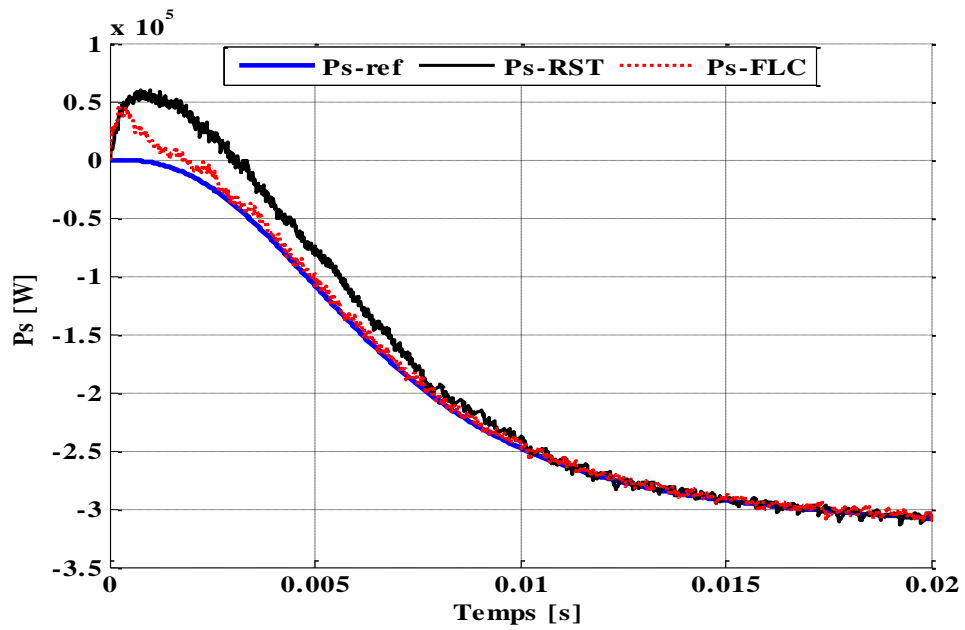


Figure III. 18 Réponses de la puissance active statorique pour les deux régulateurs FLC et RST.



Zoom sur la réponse de la puissance active statorique pour les deux régulateurs FLC et RST.

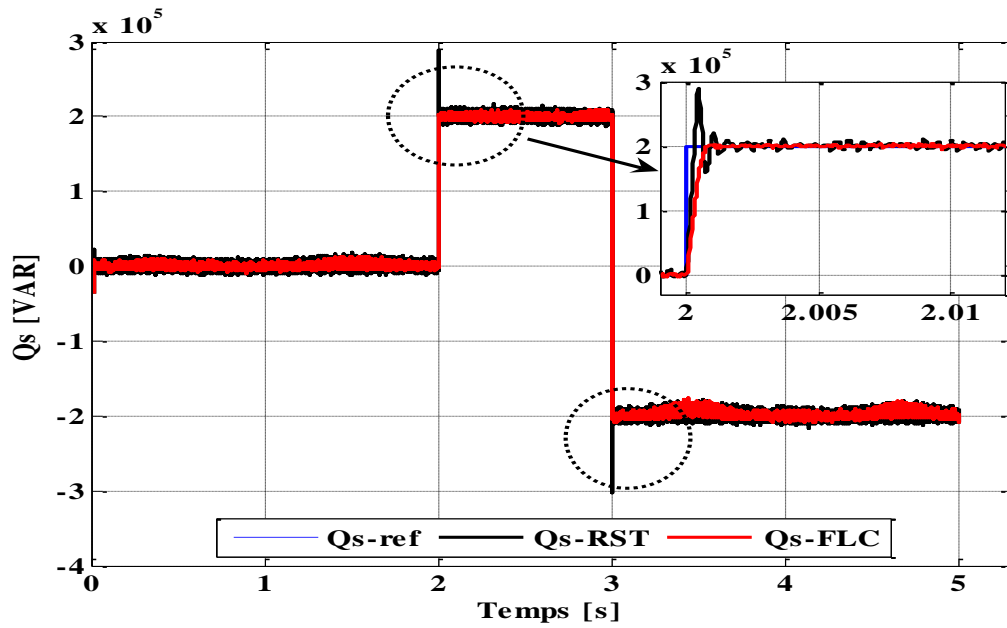


Figure III. 19 Réponses de la puissance réactive statorique pour les deux régulateurs FLC et RST

Les figures (III. 20-21), montrant les deux courants statorique, rotorique et la tension de phase V_{sa} , on remarque l'influence du changement de la puissance réactive sur la réponse de puissance active concernant le régulateur FLC et aussi on remarque l'influence du changement de la puissance réactive sur les courants statoriques et rotoriques mais les deux courants sont bien adaptés aux variations de la puissance active avec des formes sinusoïdales.

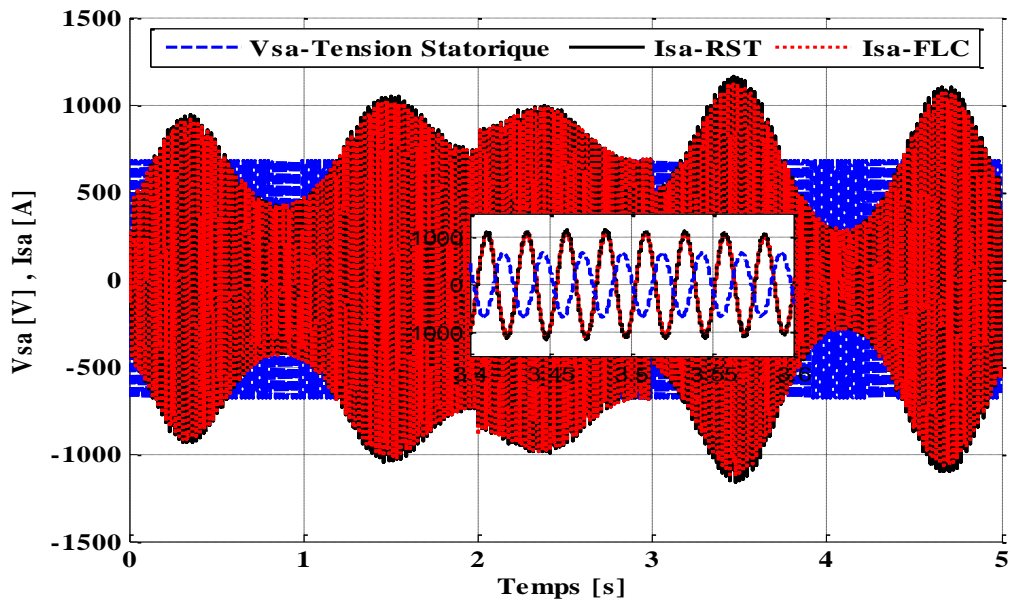
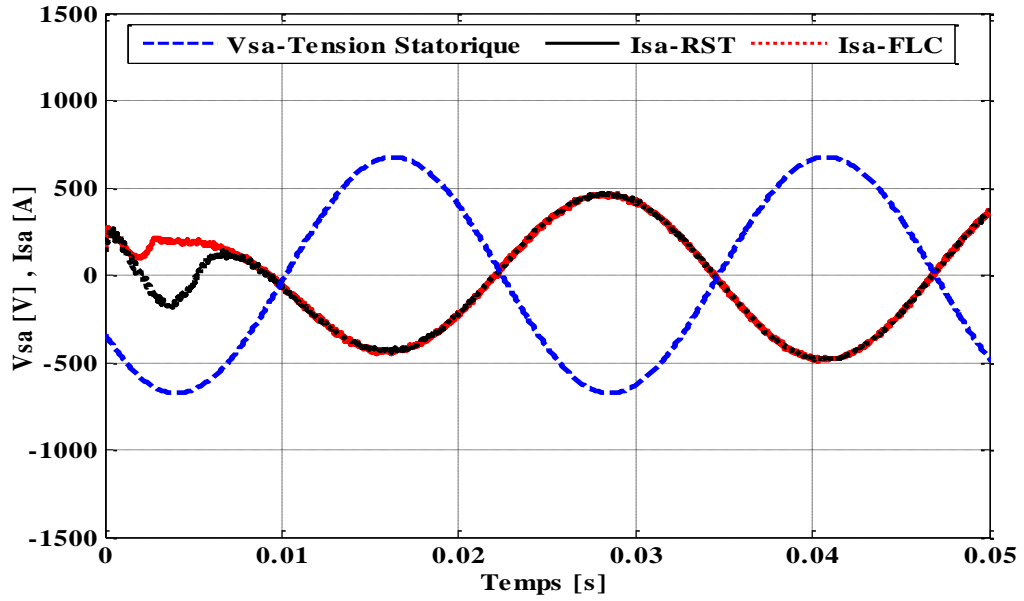


Figure III. 20 Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour les deux régulateurs FLC et RST.



Zoom sur les résultats de simulation du courant statorique I_{sa} .

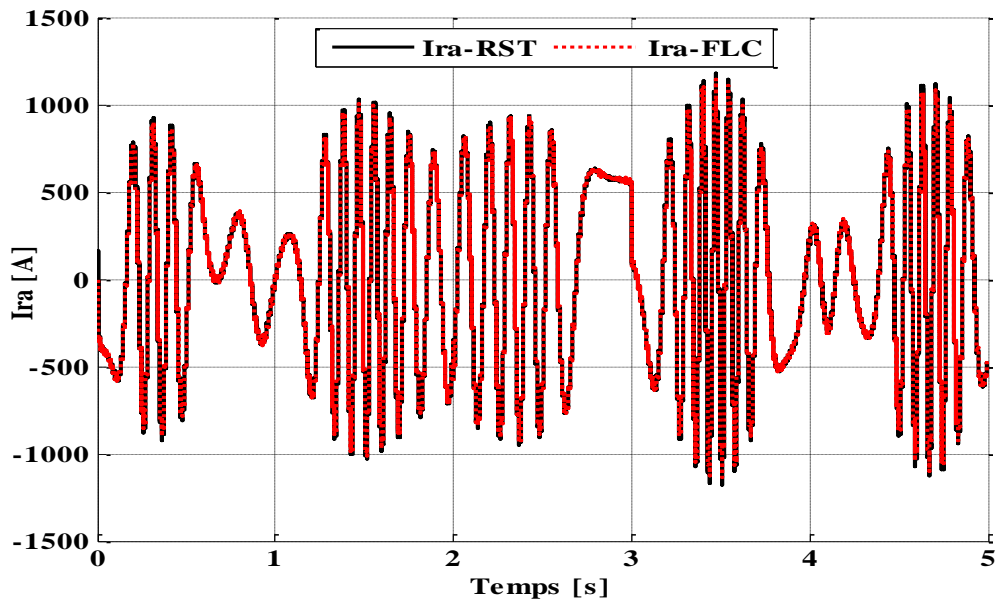
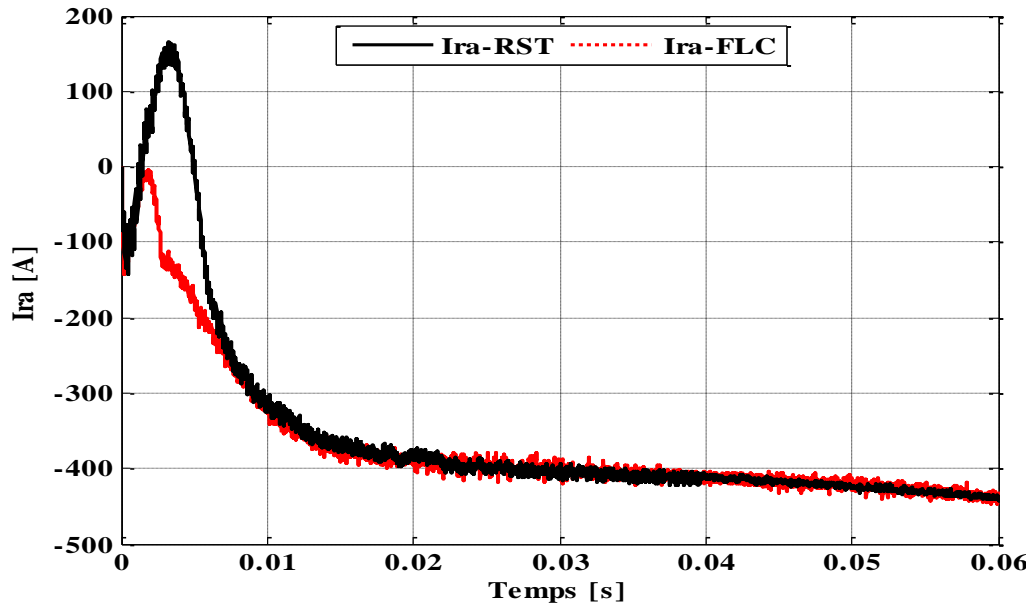


Figure III. 21 Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les deux régulateurs FLC et RST.



Zoom sur les résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} .

Les résultats obtenus montrent que le contrôleur FLC, présente des performances de poursuite très satisfaisantes. Il a amélioré les performances des puissances active et réactive et des courants rotoriques.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande par logique floue de la machine asynchrone double alimentée permettant un contrôle indépendant des puissances active et réactive. Le choix de la commande par logique floue présente plusieurs avantages : raisonnement proche de celui de l'homme c'est-à-dire trait l'imprécis, l'incertain et la vague, sa capacité à commander des systèmes non linéaires, obtention de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Pourtant, la conception d'un contrôleur flou n'est pas toujours chose aisée. Dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et d'améliorer les performances de notre système à cause des dépassements obtenus bien que c'est acceptable, il faut réfléchir à d'autres algorithmes de commande plus avancés tels que la commande par la logique floue avec gain de commande adaptative. La conception de la technique proposée est basée sur l'adaptation de gain de commande par la logique floue pour chaque situation il est considéré comme une variable floue et aussi la contribution du régulateur flou sur le régulateur de placement de pôles RST c'est-à-dire commande hybride RST-Flou, il est consisté à adopter une hybridation le régulateur polynomial RST avec la logique floue, les deux régulateurs seront étudiés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV

**COMMANDE HYBRIDE DES PUISSANCES ACTIVE ET
REACTIVE DE LA GADA**

Introduction

Les commandes à base de logique floue ont connu un succès croissant depuis la fin du dernier siècle, notamment dans le domaine du génie électrique. Celles-ci apportent généralement une amélioration des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques tout en présentant l'avantage de pouvoir être définies au moyen d'une description linguistique. Celle-ci permet de transcrire relativement et simplement l'expertise possédée sur les systèmes commandés. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et souvent délicats à régler [87].

La complexité des structures ou des méthodes requises pour obtenir des réglages performants est notamment l'une des raisons qui limite le développement de l'utilisation des commandes à base de logique floue dans le domaine industriel.

Ce chapitre traite deux types des régulateurs : le premier régulateur concerne le contrôle par la logique floue avec gain de commande adaptative. Dans cette optique la plupart des études faites sur le contrôle floue le gain associé à la variation de la commande est pris constant et aussi faible. Donc la conception de la technique proposée est basée sur l'adaptation de gain de commande par la logique floue pour chaque situation il est considéré comme une variable floue.

Le second régulateur concerne le contrôleur hybride RST-Flou il constitue un combinateur entre les trois polynômes $R(s), T(s)$ et $U = U_1 + U_2 + U_3$, avec la logique floue puisque l'influence des signaux externe sur l'entrée de commande $u(s)$ et la sortie $y(s)$ du système sont bien évalués et interprétée moyennant les fonctions de sensibilité. La synthèse de correcteurs robustes RST avec contrainte sur l'ordre en vue de réduire la complexité de la commande permettant d'imposer des contraintes non linéaires sur la dynamique de la boucle fermée il est alors possible de mettre en parallèle un régulateur par logique floue.

Les deux types de contrôles ont été appliqués pour le contrôle direct des puissances active et réactive d'une GADA utilisée dans une chaîne de conversion d'énergie éolienne.

IV.1. Régulateur floue avec gain de commande adaptative

Dans la plupart des études faites sur le contrôle floue le gain associé à la variation de la commande est pris constant et aussi faible que possible pour éviter le problème de

l'instabilité soit en régime transitoire ou les variations, soit les paramètres ou variation des consignes, on considère le gain de sortie comme étant une variable floue. Une table de décision pour le gain est nécessaire pour augmenter les performances dynamiques du système [84] [85].

IV.1.1. Description du régulateur flou à gain de commande adaptative

Le schéma du contrôleur flou tenant compte de l'adaptation du gain de la commande comme indiqué à la Figure (IV.1) :

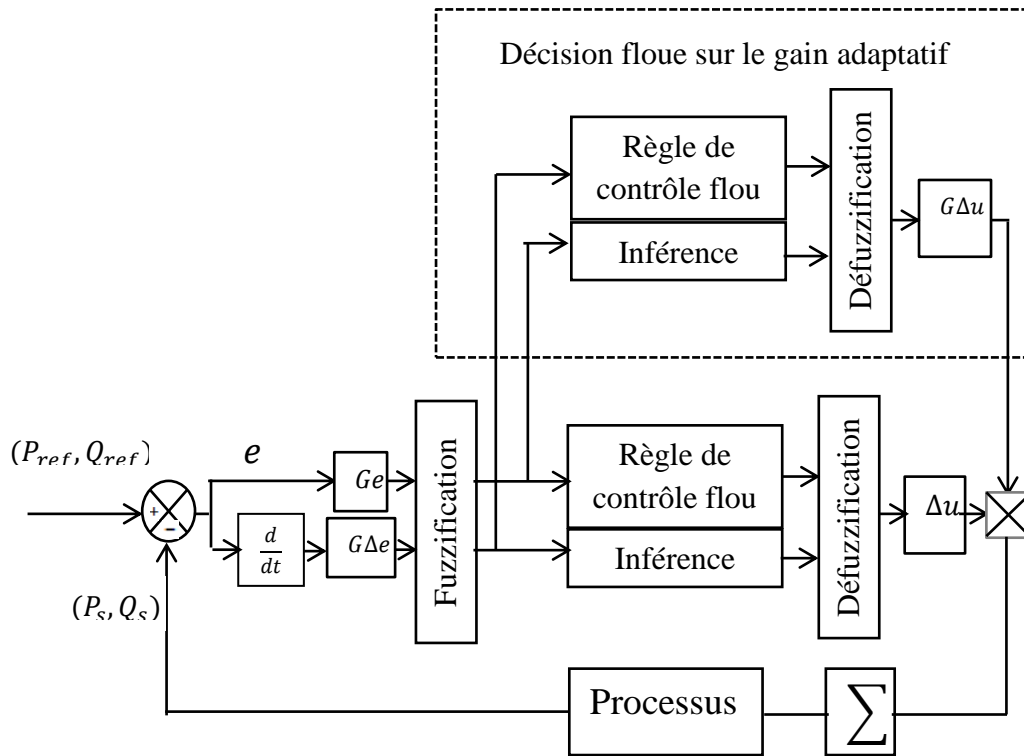


Figure IV.1. Schéma d'un contrôleur flou des puissances active et réactive avec gain adaptatif.

En prenant comme variables d'entrée l'erreur et sa variation:

$$\begin{cases} e(k) = (P_{s-ref}, Q_{s-ref})(k) - (P_s, Q_s)(k) \\ \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (IV.1)$$

L'erreur et sa variation sont normalisées dans un univers de discours.

Avec :

$$\begin{cases} e(k) = G_e e(k) \\ \Delta e(k) = G_{\Delta e} \Delta e(k) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où $G_e, G_{\Delta e}$ représentent des gains constants, ils jouent un rôle extrêmement important, en effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. La variable de sortie est normalisée dans le même univers de discours.

Pour adapter l'algorithme flou à chaque situation tout en assurant une bonne stabilité du système le gain de la variation de la commande est considéré comme une variable floue. Une table de la décision basée sur l'erreur et la variation de l'erreur voir tableau (IV.1) ainsi que la fonction d'appartenance associée Figure (IV.2)

Nous avons choisi les ensembles flous du gain adaptatif dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée comme suit :

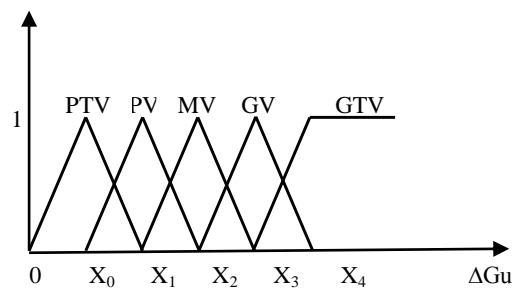


Figure IV.2 fonction d'appartenance du gain de la commande.

La matrice de décision sur le gain de la commande est représentée comme suit :

Très grand valeur noté GTN; Grand valeur noté GV; Moyen valeur noté MV ; Petite valeur noté PV; Très petit valeur noté PTV;

$e / \Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	GTV	GTV	GV	MV	PV	PTV	PTV
NM	GTV	GV	MV	PV	PTV	PTV	PTV
NP	GV	MV	PV	PTV	PTV	PTV	PV
EZ	MV	PV	PTV	PTV	PTV	PV	MV
PP	PV	PTV	PTV	PTV	PV	MV	GV
PM	PTV	PTV	PTV	PV	MV	GV	GTV
PG	PTV	PTV	PV	MV	GV	GTV	GTV

Tableau IV.1 La décision sur le gain de la variation de la commande.

A partir de la table de décision de la commande, la variation de la commande entre les instants T_k et T_{k+1} est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta U_{k+1}} * \Delta U_{k+1} \quad (\text{IV.3})$$

L'intérêt d'avoir un gain variable est :

- d'assurer une bonne stabilité du système.
- D'adapter l'algorithme flou à chaque situation du système.

IV.2. Commande hybride RST-Flou

La loi de commande du contrôleur RST est donnée par [86] [87] [88] :

$$R(s)U(s) = T(s).Y_{ref}(s) - S(s)Y(s) \quad (\text{IV.4})$$

En remarquant que:

$$T(s).Y(s) - T(s)Y(s) = 0$$

(IV.5)

En insérant (IV.4) dans (IV.5) et en arrangeant l'expression pour mettre à jouer l'erreur (E) on obtient:

$$R(s)U(s) = Y_{ref}(s)[T(s) - S(s)] + S(s)[Y_{ref}(s) - Y(s)] \quad (\text{IV.6})$$

A partir de l'équation (IV.6) on obtient la figure (IV.3)

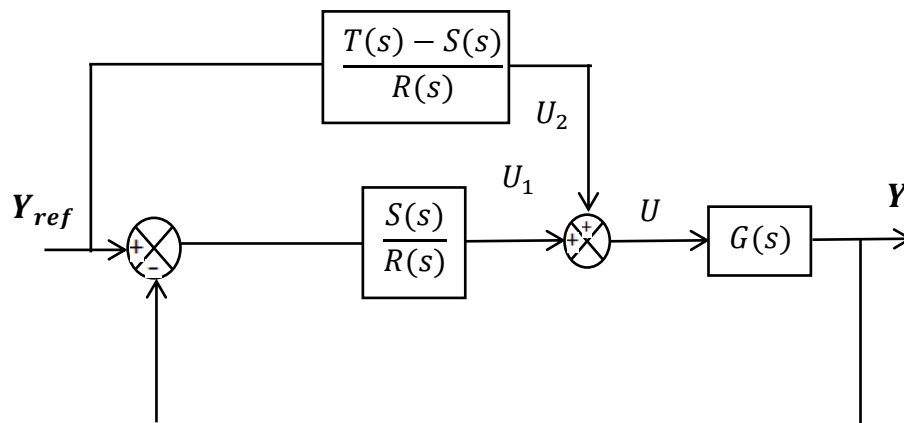


Figure IV.3 Régulateur RST avec la commande à priori.

L'influence des signaux externe sur l'entrée de commande $U(t)$ et la sortie $y(t)$ du système sont bien évaluée et interprétée moyennant les fonctions de sensibilité. La synthèse

de correcteurs robustes RST avec contrainte sur l'ordre en vue de réduire la complexité de la commande permet d'imposer des contraintes non linéaires sur la dynamique de la boucle fermée. Il est alors possible de mettre en parallèle un régulateur par logique floue (hybridation) [87]. La structure est donnée par la Figure (IV.4)

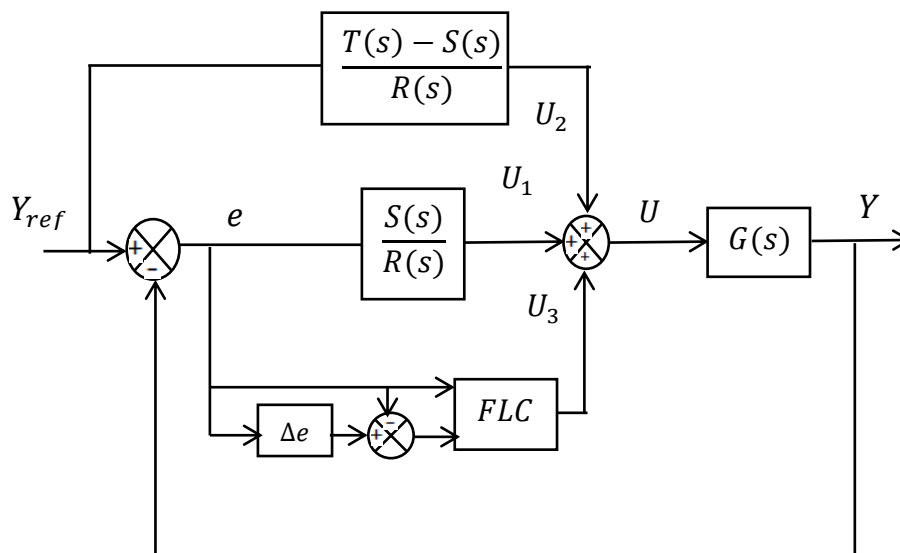


Figure IV.4 Structure de commande RST-flou.

La commande appliquée au système a alors trois composantes :

$$U = U_1 + U_2 + U_3 \quad (IV.7)$$

La structure d'une commande floue (FLC) peut être décomposée en trois blocs principaux la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Le rôle global du FLC est de convertir les valeurs d'entrées dites déterministes en des valeurs floues, puis de les traiter moyennant des règles floues. Enfin, on procède à la conversion du signal de commande sous forme de valeurs floues en valeurs déterministes pour pouvoir l'appliquer au processus. Le bloc de fuzzification permet de convertir les données d'entrée en valeurs linguistiques pouvant être manipulées par le mécanisme d'inférence. Le bloc de défuzzification effectue une transformation qui fournit un signal de commande numérique à partir du signal flou déduit. L'inférence est le bloc qui permet de déduire les actions de la commande floue à l'aide des règles d'inférence dans la logique floue [53] [71] [89].

IV.2.1 Choix des variables :

Les deux grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement du système à savoir l'erreur e et sa variation Δe sont choisies comme deux entrées du

FLC. La sortie est l'incrément de signal de commande à appliquer au système à commander ΔU_3

Les entrées du FLC se calculent à l'instant k de manière suivante :

$$\begin{cases} e(k) = Y_{ref}(k) - Y(k) \\ \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (IV.8)$$

Le signal de commande U_3 s'obtient après l'intégration de la sortie du FLC:

$$U_3 = U_3(k-1) + \Delta U_3 \quad (IV.9)$$

IV.2.2 Fuzzification :

Les fonctions d'appartenance choisies ont la forme trapézoïdale aux extrémités et triangulaire dans l'univers de discours Figure (IV.5).

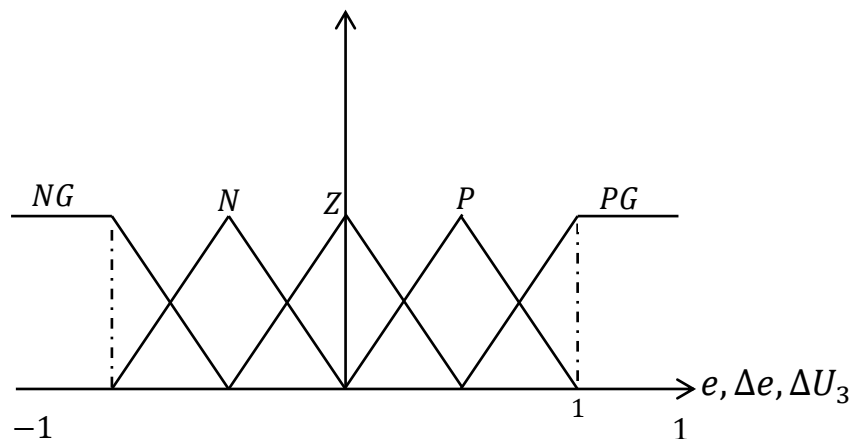


Figure IV.5 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées e et Δe et de sortie ΔU_3 .

IV.2.3 Moteur d'inférence:

Pour les fonctions d'appartenance, elles sont définies par le tableau (IV.2) :

Négatif grand noté NG; Positif grand noté PG; Environ de zéro noté Z ; Négatif noté N; Positif noté P;

Nous avons choisi la méthode d'inférence floue (max-min) cette méthode est plus utilisée à cause de sa simplicité, elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max [90] [91].

ΔU_3		Δe				
		NG	N	Z	P	PG
e	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableau IV.2 Matrice d'inférence du régulateur flou.

IV.2.4 Défuzzification

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité [92], on obtient:

$$U_3 = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(U_i) U_i}{\sum_{i=1}^m \mu(U_i)} \quad (\text{IV.10})$$

IV.3 Analyse de la stabilité

Dans cette section, nous présentons une condition de stabilité quadratique suffisante utilisant l'approche de Lyapunov [93] [94] :

La méthode de Lyapunov est plus couramment utilisée, la fonction est définie par:

$$V(s) = s^T S(s) \quad (\text{IV.11})$$

Pour le système dynamique, les dérivées de $V(s)$ par rapport au temps est exprimé par l'équation (IV.12) :

$$\begin{aligned} \dot{V}(s) &= s^{\bullet T} S(s) + s^T \dot{S}(s) = (f(s) + b(s)u(s))^T S(s) + s^T S(f(s) + b(s)u(s)) \\ &= F(s) + B(s)u(s) \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

Où :

$$F(s) = f(s)^T S(s) + s^T S(f(s)), B(s) = b(s)^T S(s) + s^T S b(s)$$

$$B(s) = L_s R_r + s L_s L_r \sigma, F(s) = M V_s$$

Donc :

$$\dot{V}(s) = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(s) \frac{F(s)}{B(s)}}{\sum_{i=1}^m \mu(s)} = - \frac{L_s L_r \sigma M V_s}{(L_s R + s L_s L_r \sigma)^2} \quad (IV.13)$$

$$\forall s \in S \quad \dot{V}(s) \leq 0$$

La fonction candidate de Lyapunov est définie négativement, la boucle fermée du système sera globalement asymptotiquement stable dans le sens de Lyapunov.

IV.4 Résultats de simulations

On applique les mêmes conditions de simulation de la commande vectorielle à base des régulateurs RST et FLC. La commande vectorielle directe des puissances active et réactive à base les deux régulateurs développés à savoir régulateur flou avec gain de commande adaptative (auto ajustable) et le régulateur hybride RST-flou comme le montre le schéma bloc de simulation donné par la figure (IV.6) :

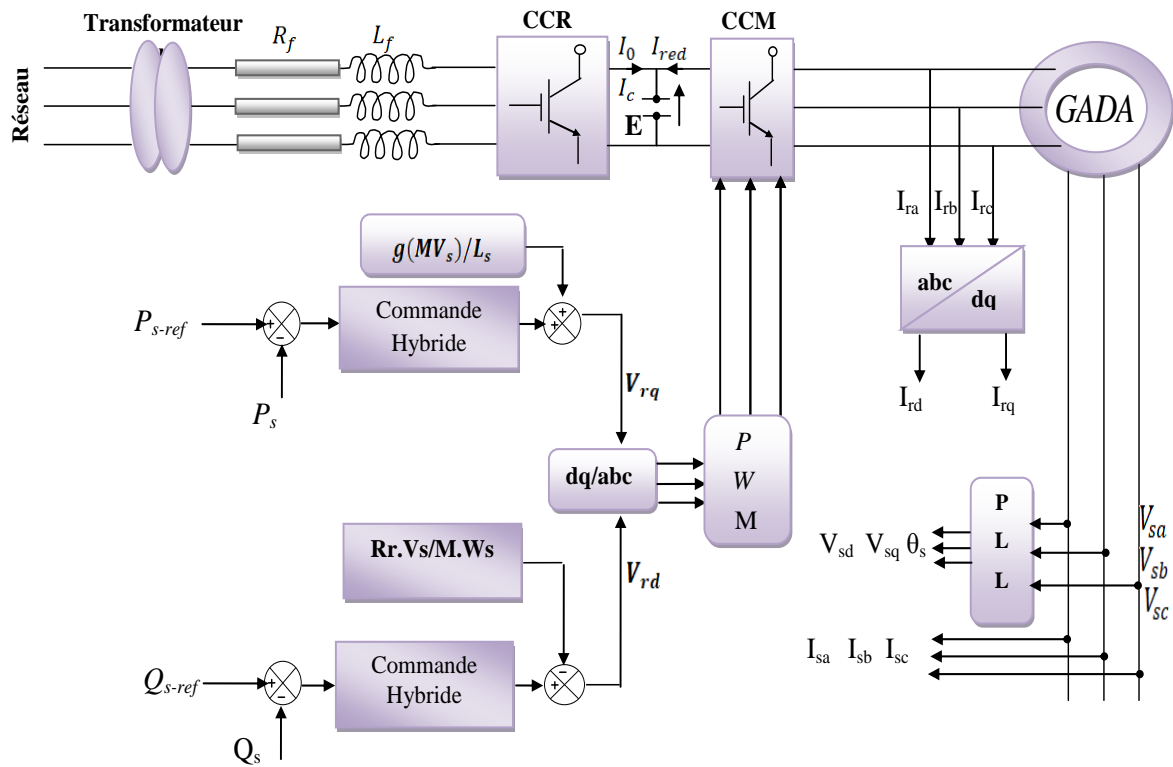


Figure IV. 6 Schéma bloc de la commande hybride de la GADA.

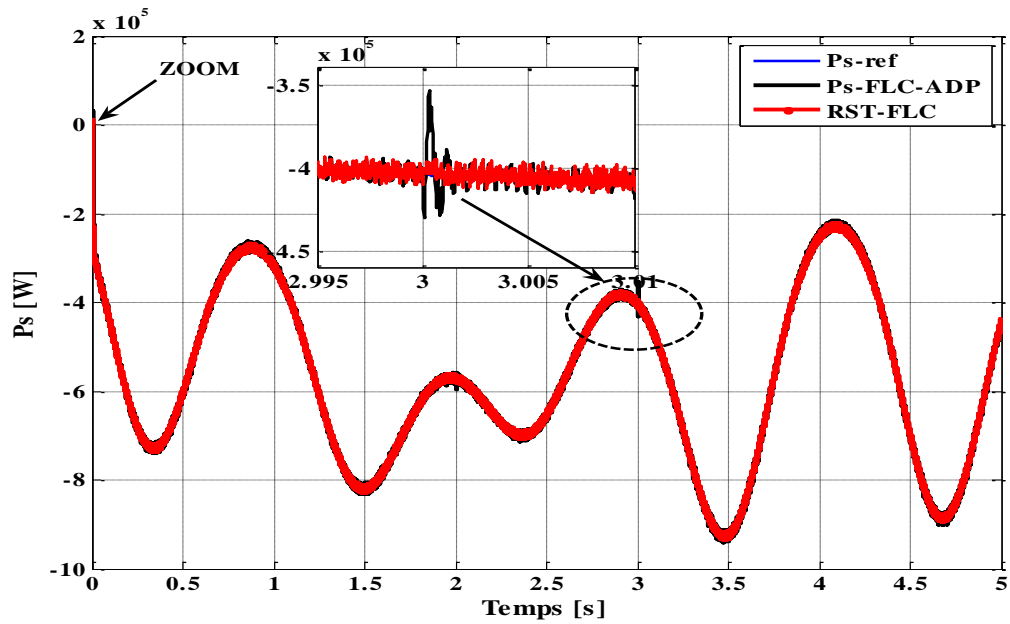
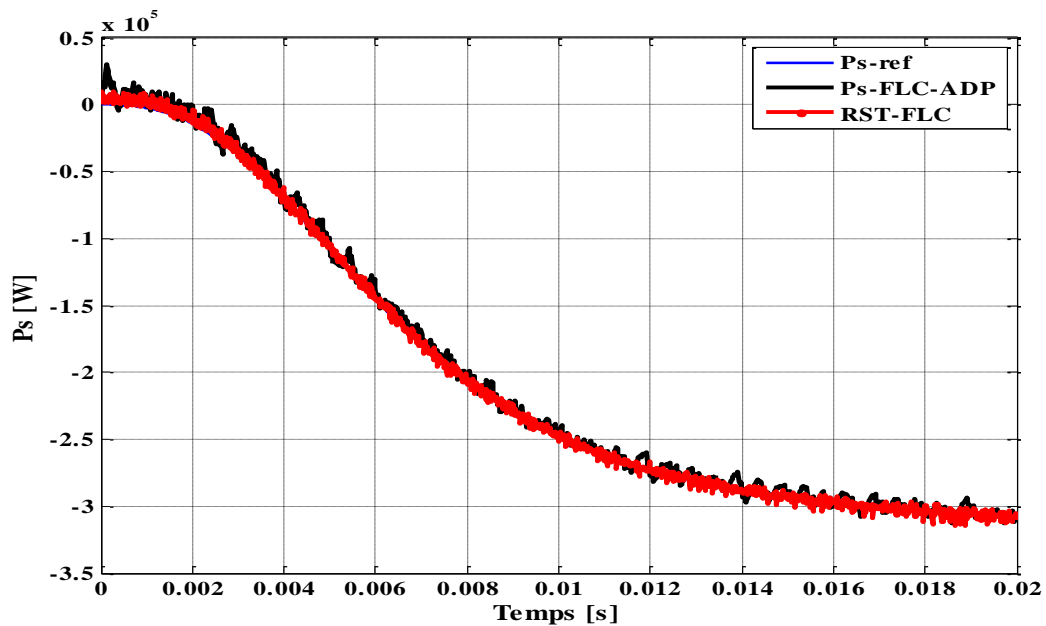


Figure IV. 7 Réponses de la puissance active statorique pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP



Zoom sur la réponse de la puissance active statorique.

Les figures (IV.7-8-9), présentent les résultats de simulation des puissances active et réactive on observe clairement la poursuite des consignes et bonne stabilité pour les puissances active et réactive avec les deux régulateurs FLC adaptative et RST-FLC alors les deux régulateurs présentent, des performances satisfaisantes par rapport aux deux techniques précédents, on observe le temps de réponse par les deux commandes RST-FLC et FLC-ADP

est très rapide et une convergence exponentielle des erreurs vers zéro entre les valeurs de consignes.

Il n'y a pas de grande différence entre ces deux régulateurs sauf qu'un petit pic sur la réponse de la puissance active à l'instant de la variation des échelons de référence de la puissance réactive (cercle noir) concernant le régulateur FLC adaptatif.

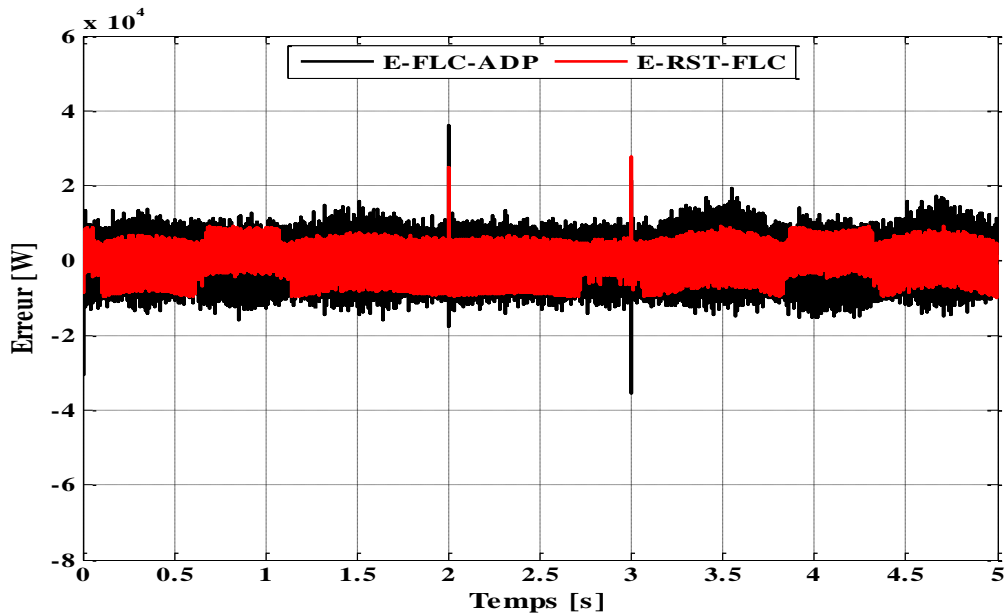


Figure IV. 8 Erreur entre les puissances active.

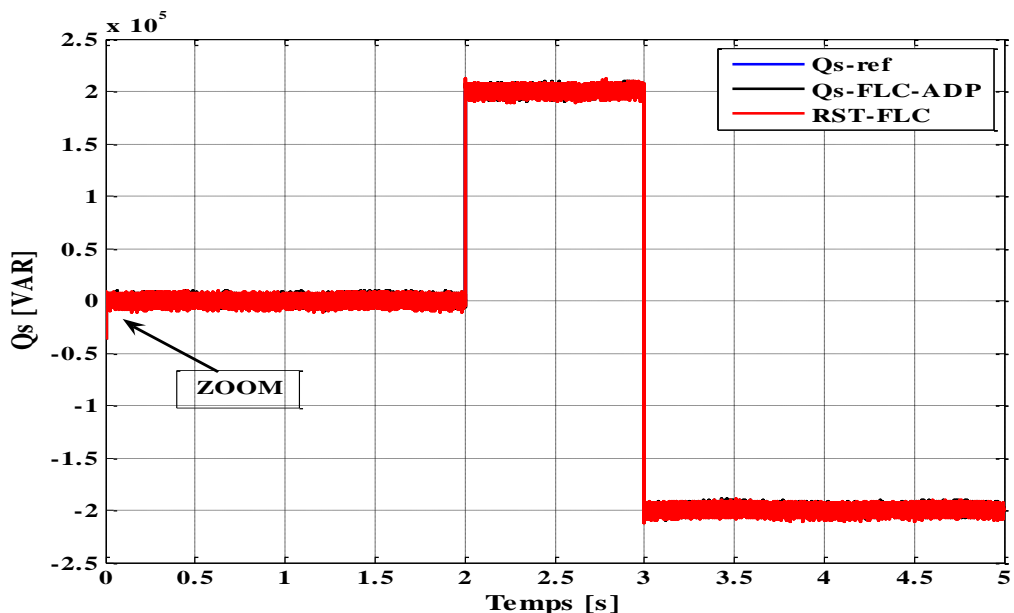
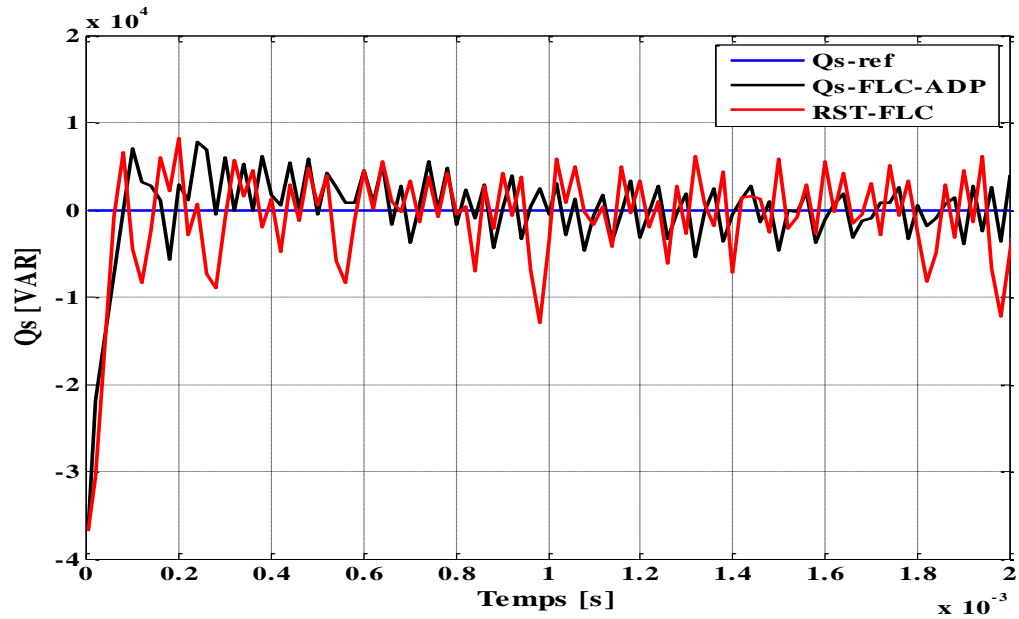


Figure IV. 9 Réponses de la puissance réactive statorique pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP



Zoom sur la réponse de la puissance réactive statorique

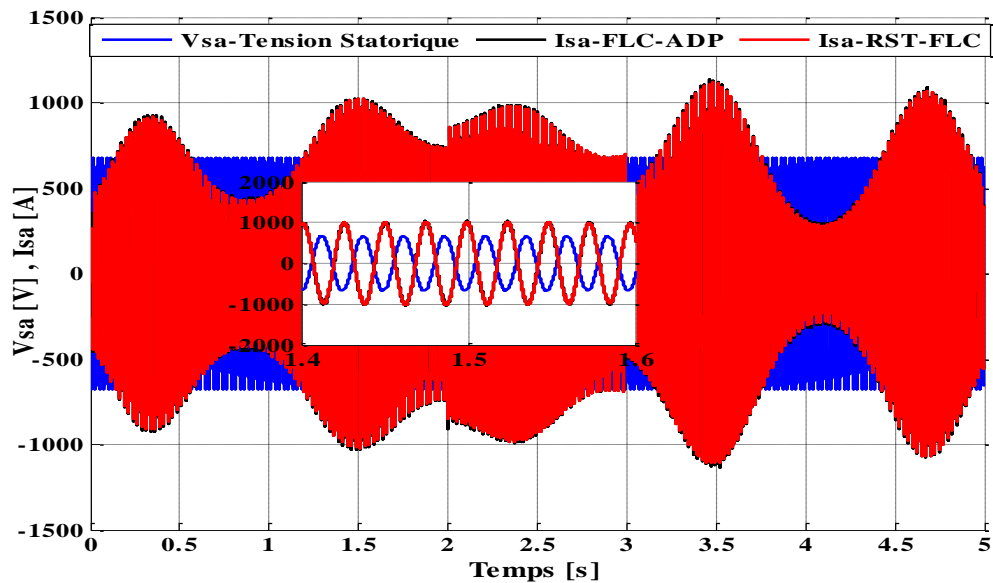
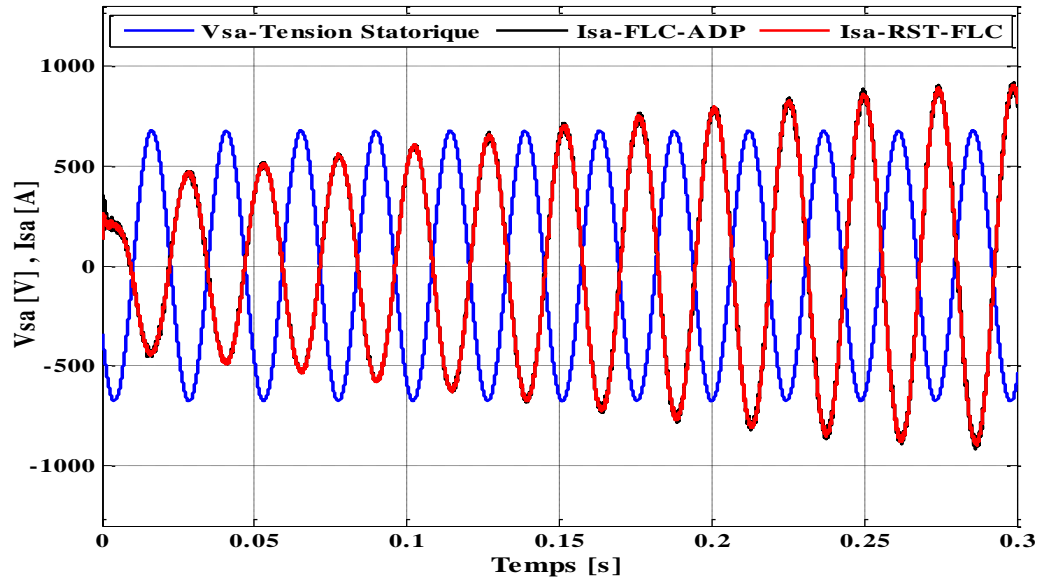


Figure IV. 10 Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP.

Les figures (IV.10-11), montrent que les deux courants statoriques, rotoriques de la phase A et la tension V_{sa} sont bien adaptés aux variations de la puissance active avec des formes sinusoïdales.



Zoom sur les résultats de simulation du courant statorique I_{sa} .

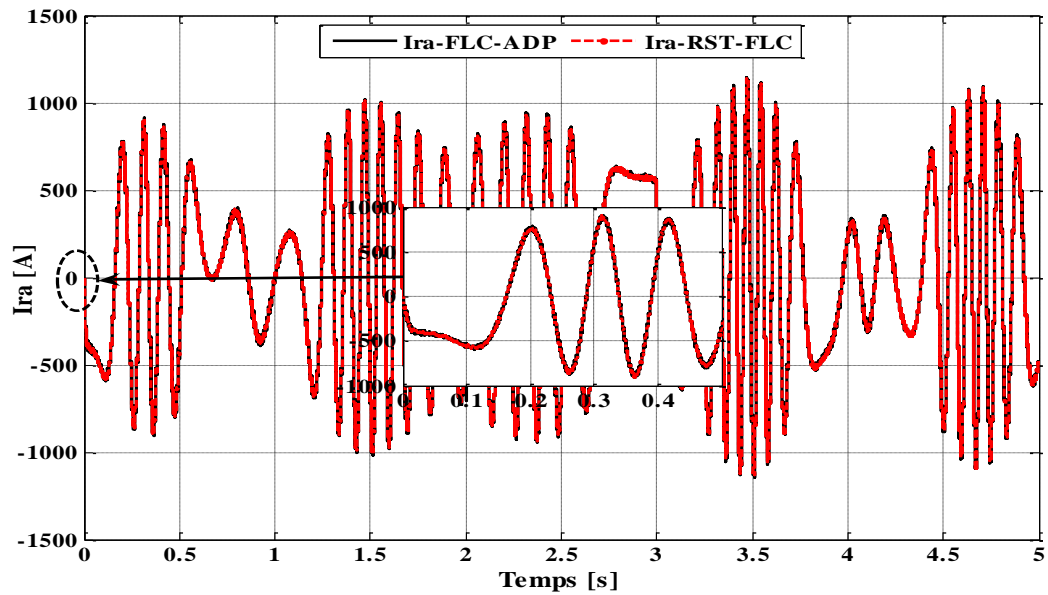


Figure IV. 11 Résultats de simulation du courant rotorique I_{ra} pour les deux régulateurs RST-FLC et FLC-ADP.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la synthèse deux types de régulateurs différents des puissances active et réactive de la GADA à savoir le contrôle par la logique floue avec gain de commande adaptative. Cette technique proposée est basée sur l'adaptation de gain de commande par la logique floue pour chaque situation il est considéré comme une variable floue (auto ajustable). Le second contrôleur RST avec hybridation par la logique floue, cette technique consiste à adopter une hybridation du régulateur polynomial RST avec la logique floue ou bien un régulateur RST avec le mécanisme développé.

Enfin les deux commandes RST-FLC et FLC-ADP avec ses résultats qui sont plus performants et très concluants soit la stabilité et la convergence vers l'équilibre , en conséquence la commande hybride permet d'améliorer les performances.

CHAPITRE

V

ETUDE COMPARATIVE

Introduction

Les résultats obtenus dans les chapitres précédents par simulation numérique de l'ensemble du système éolien basé sur une GADA, nous permettant d'effectuer une comparaison entre les quatre régulateurs des puissances active et réactive à savoir le régulateur par placement de pôles RST, le régulateur par logique floue et aussi les deux régulateurs développés, la commande hybride RST-Flou et la commande par la logique floue avec gain de commande auto ajustable.

La comparaison sera basée sur les performances et les caractéristiques dynamiques et statiques des différents régulateurs. Chaque série d'essais sera suivie de consigne (vitesse fixe), vitesse variable et robustesse. Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système.

V.1. Résultats de simulation

L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant Matlab Simulink, en considérant une GADA de 1.5MW dont les paramètres sont donnés dans l'annexe, on s'intéresse particulièrement à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique. L'objectif est de proposer une comparaison entre les quatre régulateurs des puissances active et réactive.

Les résultats de simulation ont été effectués à partir des essais suivants :

V.1.1 Suivre de consigne :

Le premier essai consiste à appliquer aux entrées de commande des échelons de puissance active et réactive.

✚ La machine est entraînée à vitesse fixe de 170 rad/s.

- Pour la puissance active :
 - ✓ t=0s à t=1s et t=2s à t=3s : échelon de la puissance active est -200 KW.
 - ✓ t=1s à t=2s : échelon de la puissance active est -400 KW.
- Pour la puissance réactive :
 - ✓ t=0s à t=0.8s : échelon de la puissance réactive est 0 KVA.
 - ✓ t=0.8s à t=1.8s : échelon de la puissance active est 200 KVA.
 - ✓ t=1.8s à t=3s : échelon de la puissance active est -200 KVA.

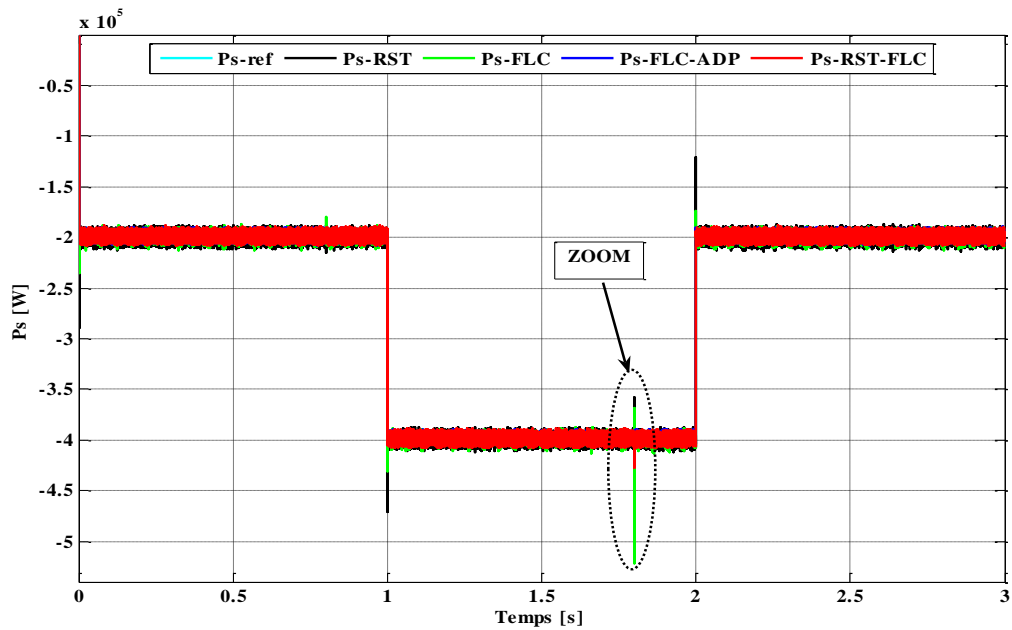
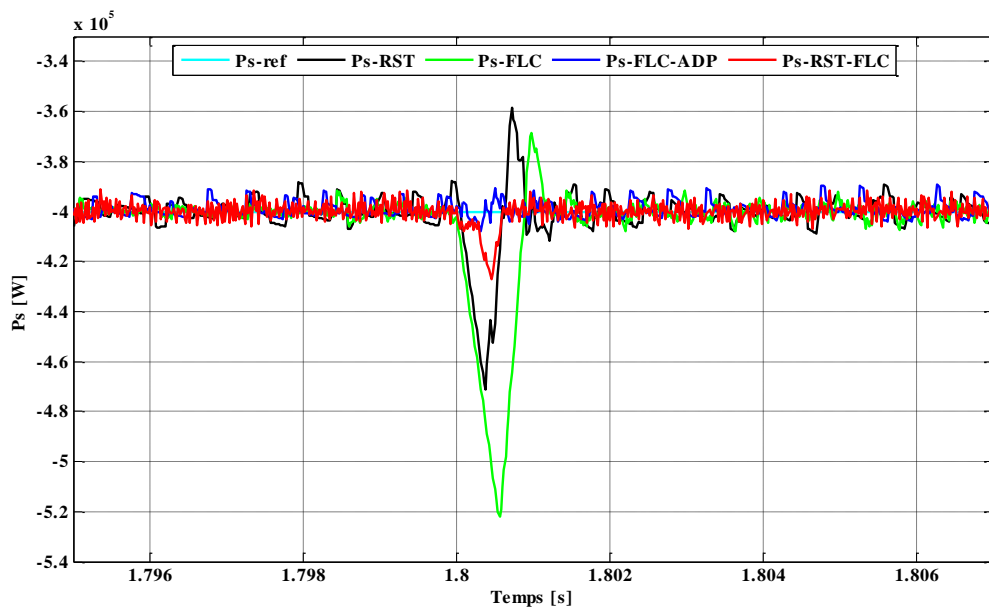


Figure V. 1 Suivre de consigne de puissances active.



Zoom sur la réponse de la puissance active

Les figures (V.1-2), représentent les résultats de simulation des puissances active et réactive pour les quatre types de commande RST, FLC, FLC-ADAP et la commande hybride RST-FLC avec les mêmes conditions dans les chapitres précédents. Les résultats obtenus bien que la commande RST-FLC soit plus performante par rapport aux autres commandes surtout à l'instant du changement des cosignes.

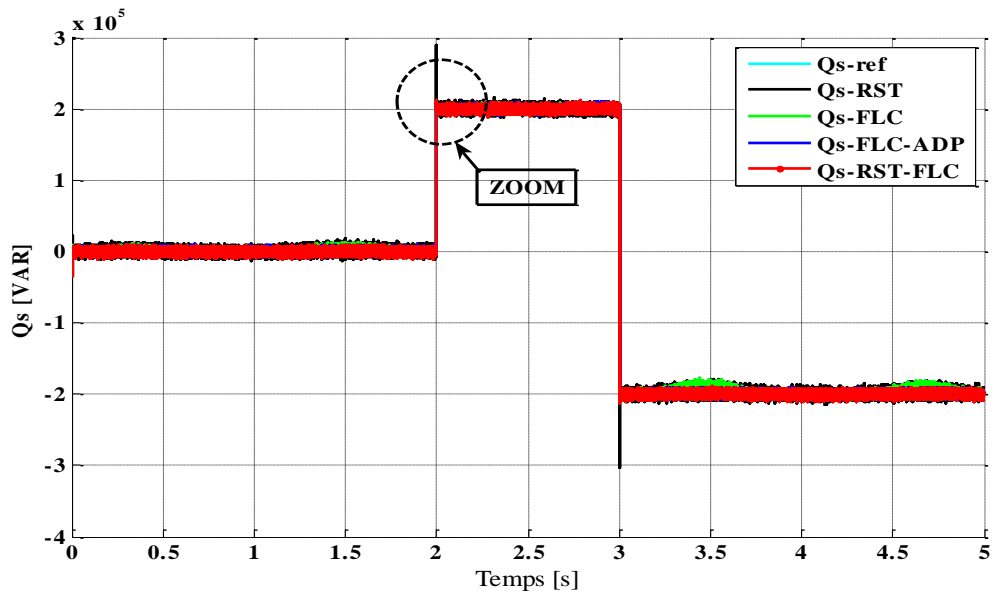
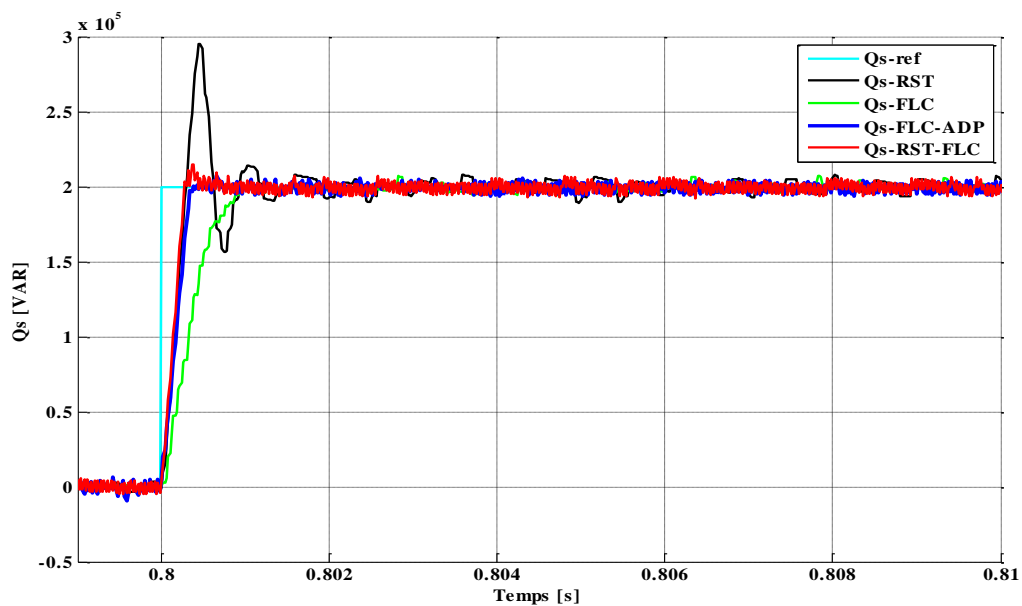


Figure V. 2 Suivre de consigne de puissances réactive.



Zoom sur la réponse de la puissance réactive.

V.1.2 Essais à vitesse variable:

Cette étape consiste à placer la GADA dans des conditions de fonctionnement les plus proches possible d'un système éolien, la consigne de la puissance active statorique en fonction de la vitesse du vent. Le profil de vent moyen autour de (8,5 m/s) appliqué à la turbine pendant 5s avec des échelons de référence de la puissance réactive.

Les figures (V. 3-4-5-6), représentent les résultats des puissances active et réactive et les courants de phase rotorique et statorique pour les quatre types de commande avec un temps de réponse et un dépassement différents .

On observe des ondulations en régime transitoire avec un dépassement pour la commande RST et le contrôle FLC on remarque a l'instant de changement de consigne de la puissance réactive, présente un pic sur la réponse de la puissance active .Mais les deux commandes RST-FLC et FLC-ADP restent présentes avec ses résultats qui sont plus performants et très concluants par rapport aux autres sauf une légère différence entre les deux temps de réponse.

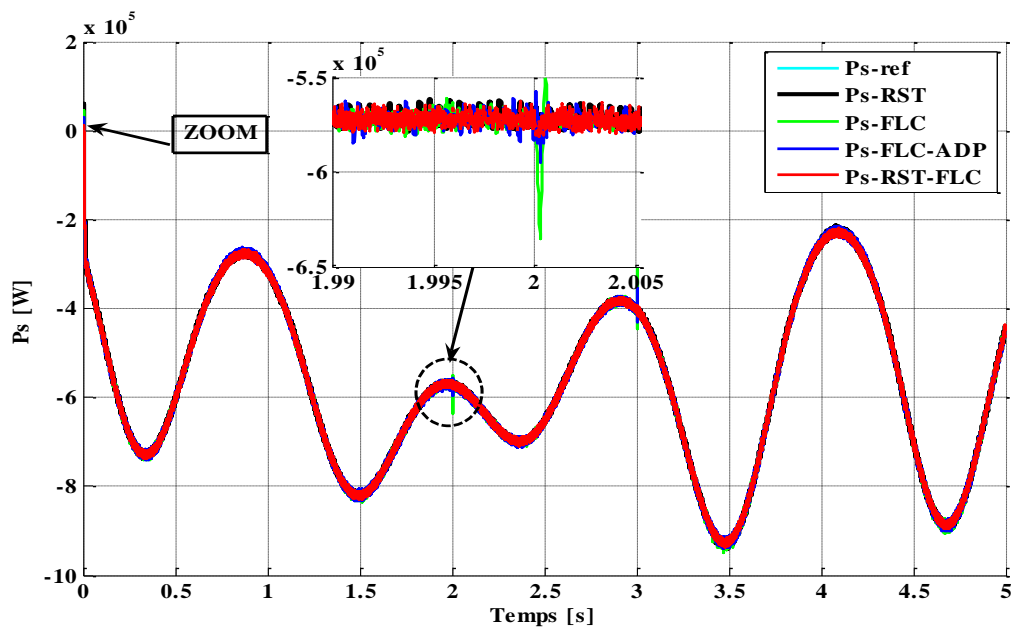
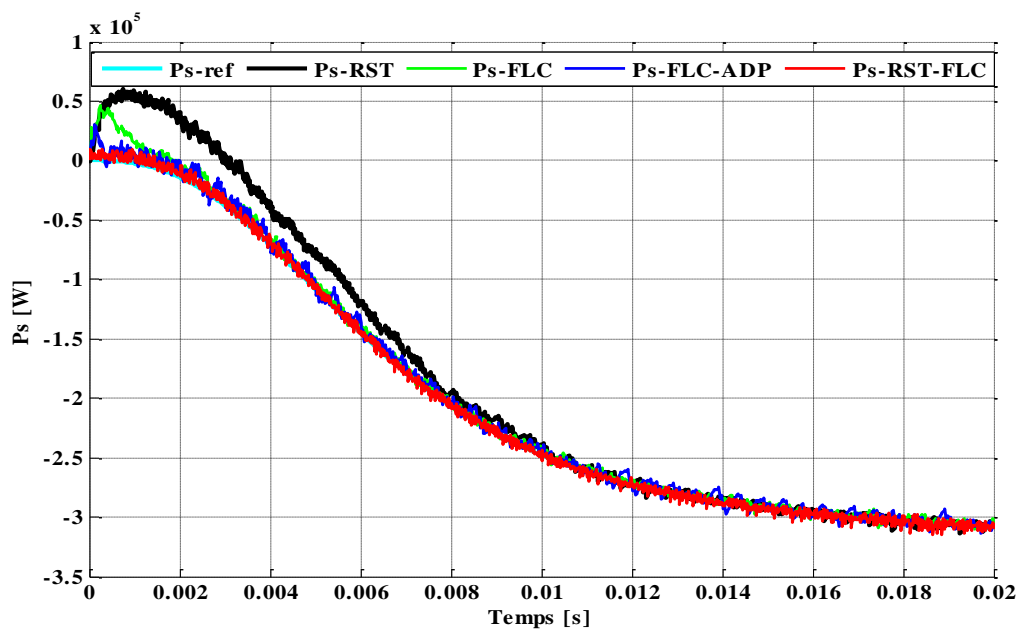


Figure V. 3 Réponse de la puissance active statorique.



Zoom sur la réponse de la puissance active.

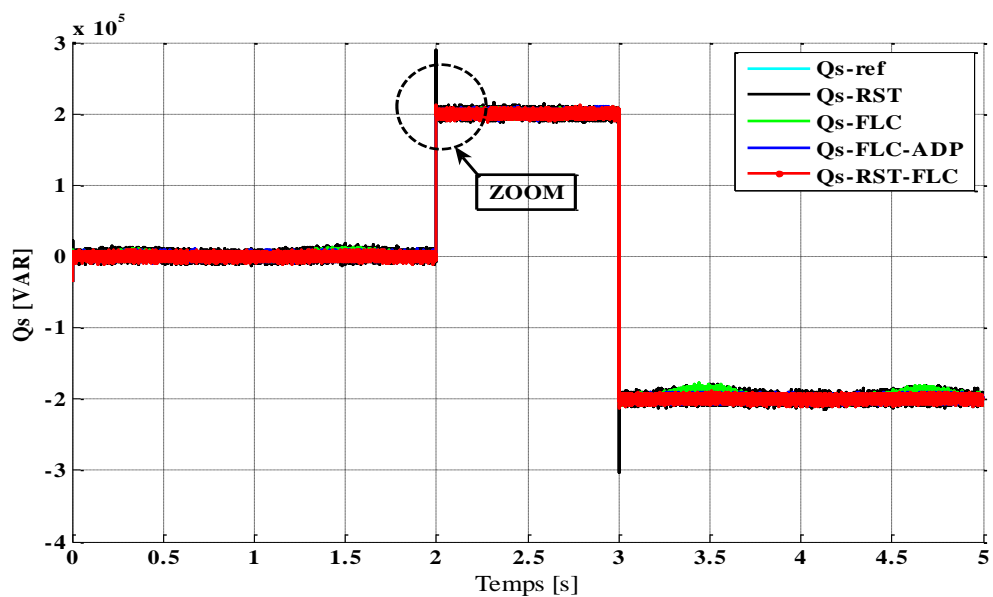
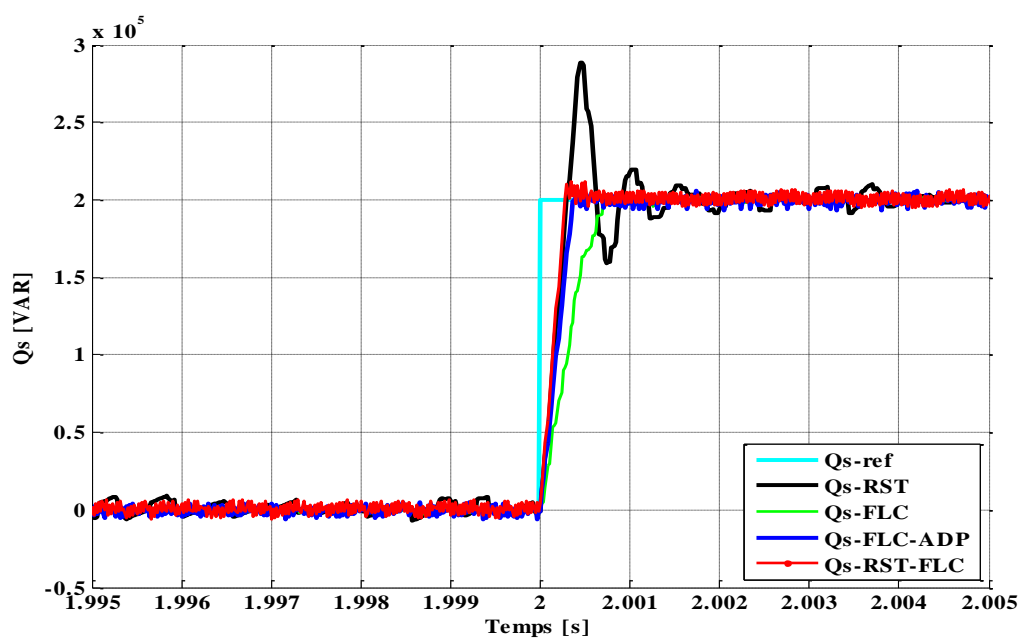


Figure V. 4 Réponse de la puissance réactive statorique.



Zoom sur la réponse de la puissance réactive.

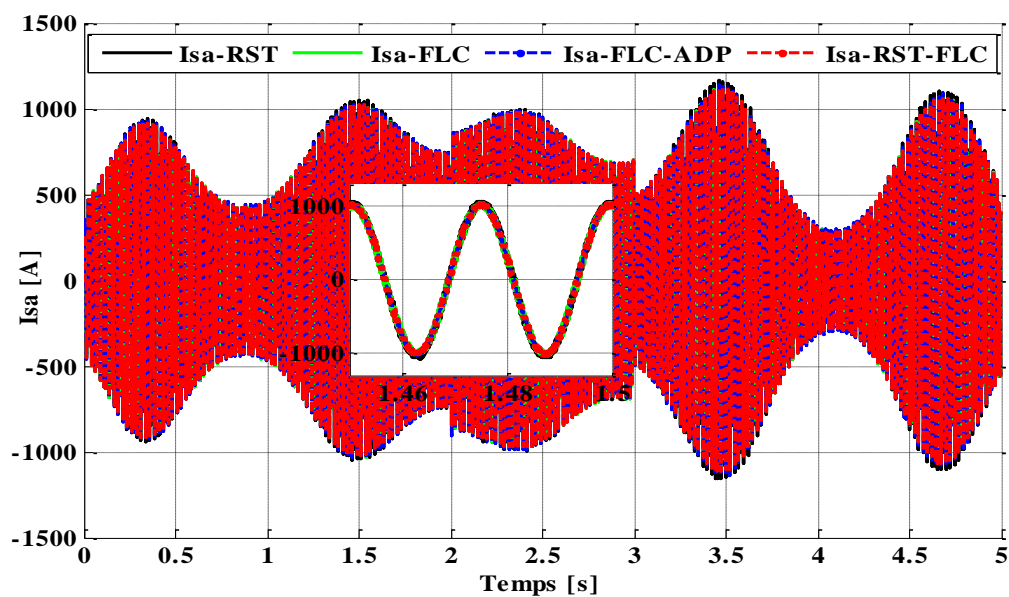


Figure V. 5 Résultats de simulation du courant statorique I_{sa} pour les quatre régulateurs.

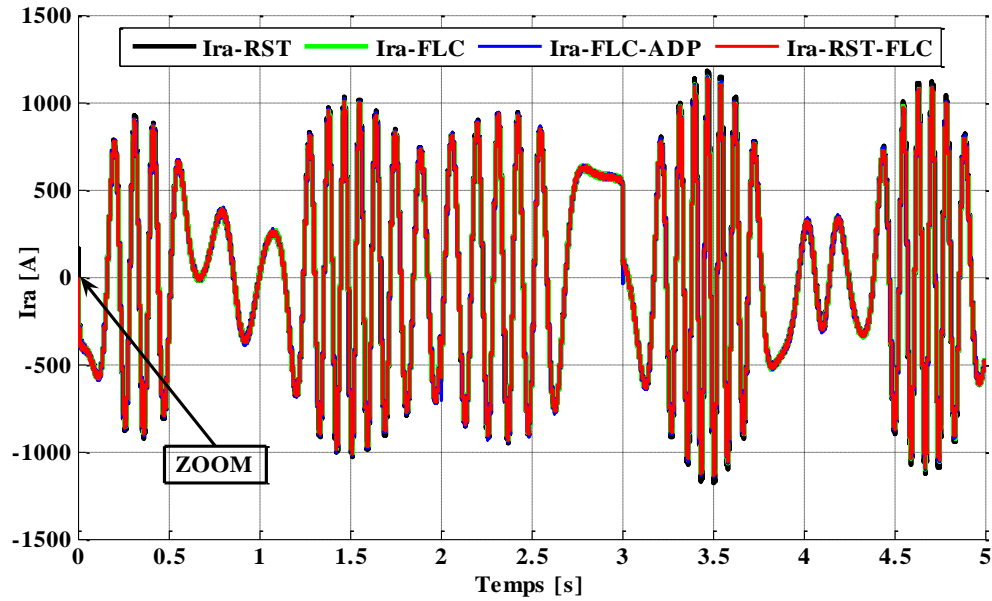
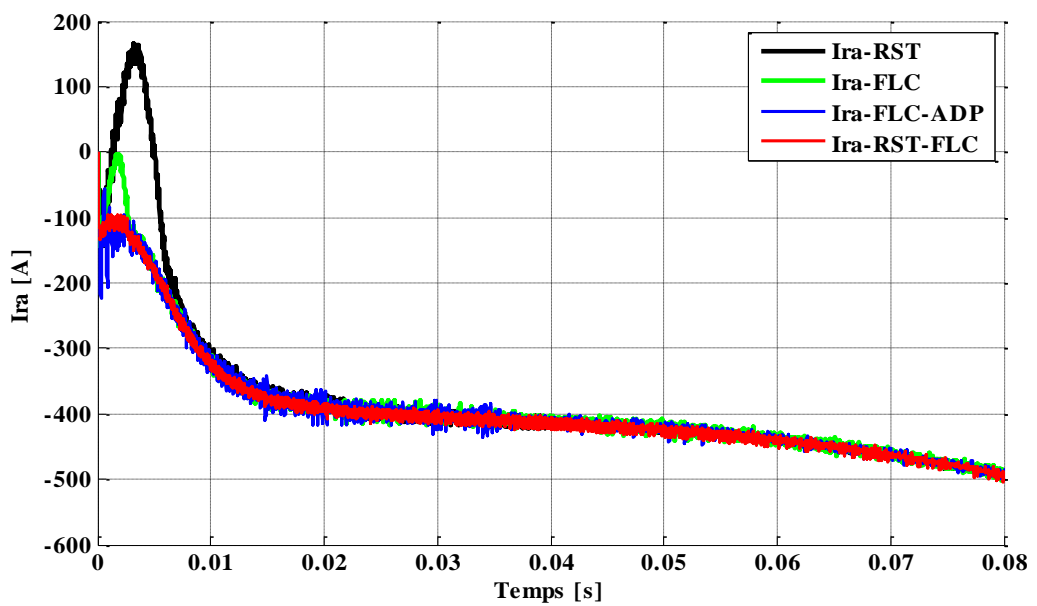


Figure V. 6 Résultats de simulation du courant rotorique Ira pour les quatre régulateurs.



Zoom sur les résultats de simulation du courant rotorique Ira.

V.1.3 Robustesse :

La robustesse de la commande suite au changement des paramètres de la GADA est testée par trois essais:

- Variations de la résistance rotorique.
- Variations de l'inductance rotorique.
- Variations de l'inductance mutuelle.

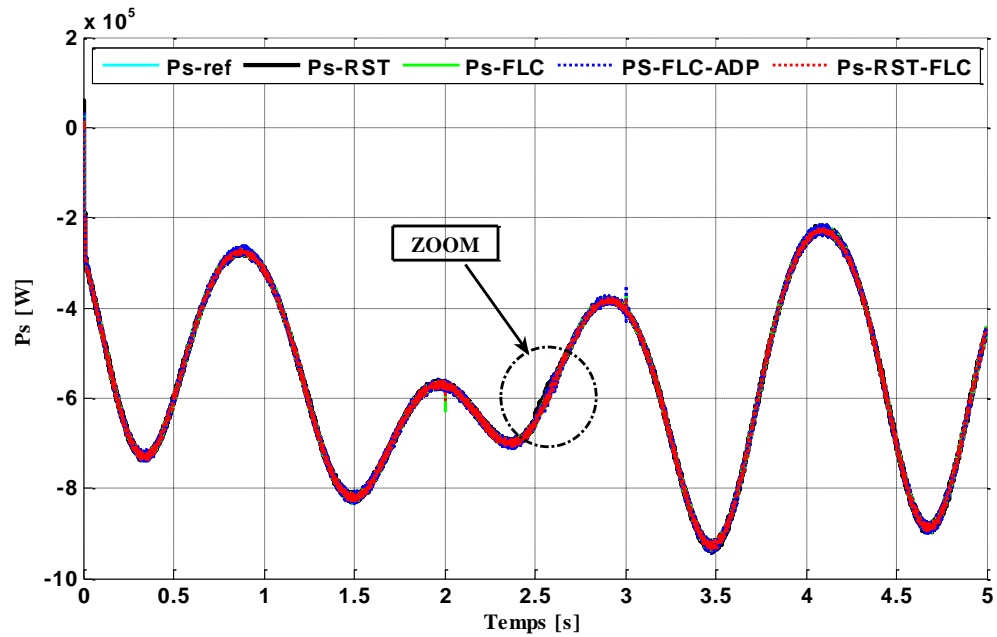
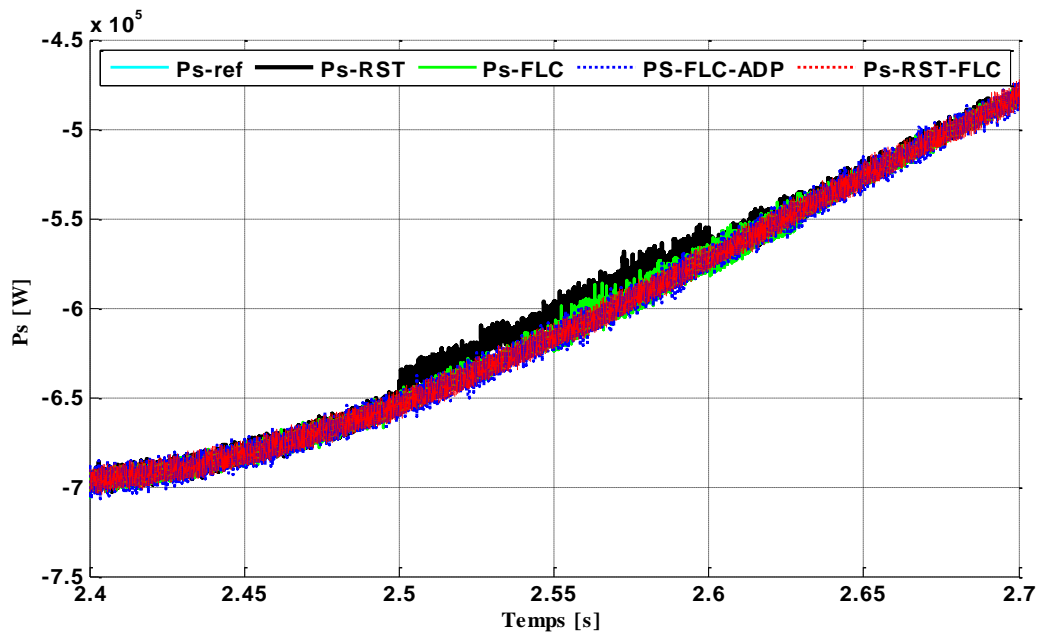


Figure V. 7 Puissance active statorique sous la variation de la résistance rotorique.



Zoom sur la réponse de la puissance active.

Dans le but de tester la robustesse de la commande par les quatre régulateurs. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 150% de la résistance rotorique (R_r) et l'inductance rotorique (L_r) diminuée de -25 %, et aussi une augmentation de +30 % de l'inductance mutuelle (M) introduite à $t= 2.5s$.

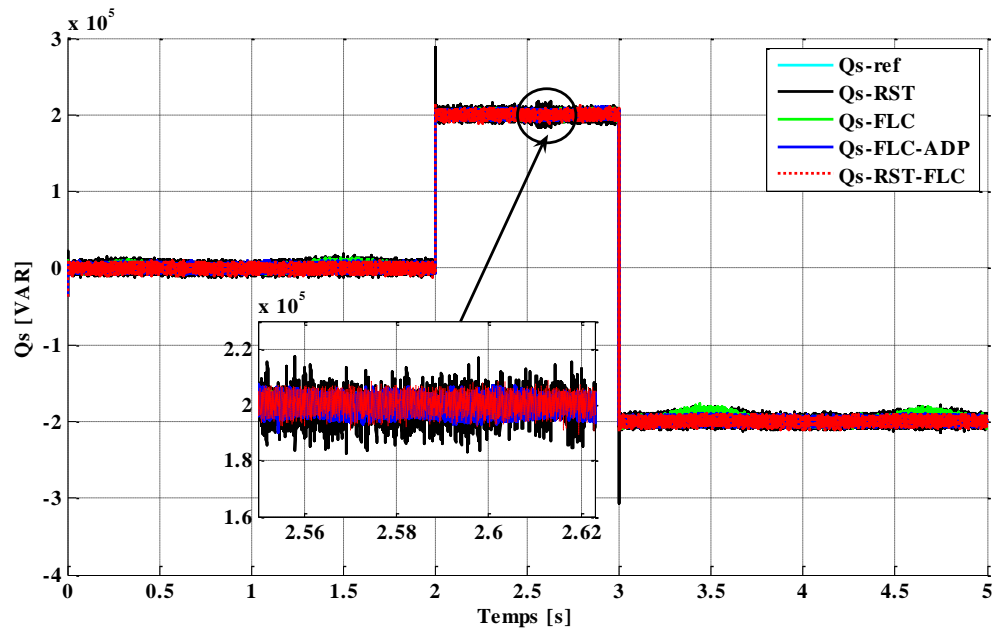


Figure V. 8 Puissance réactive statorique sous la variation de la résistance rotorique.

D'après ces résultats en remarque pour variation de la résistance rotorique de +150% qui correspond au cas d'échauffement du bobinage rotorique figures (V.7-8), les puissances active et réactive suivent parfaitement leurs références correctement avec un léger dépassement dans le cas de régulateur RST mais aucune influence sur le trois régulateurs.

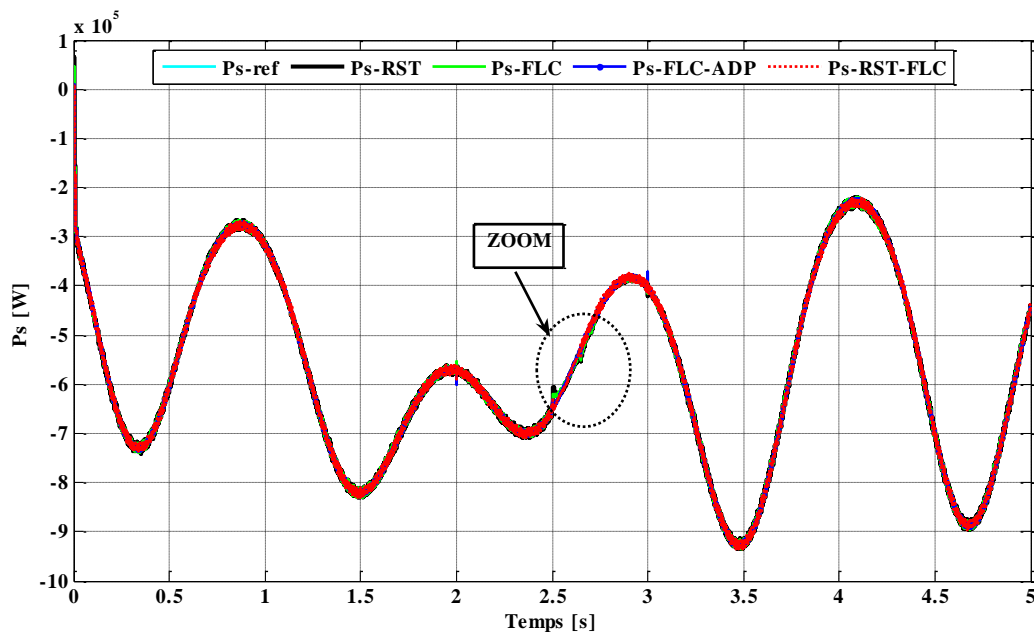
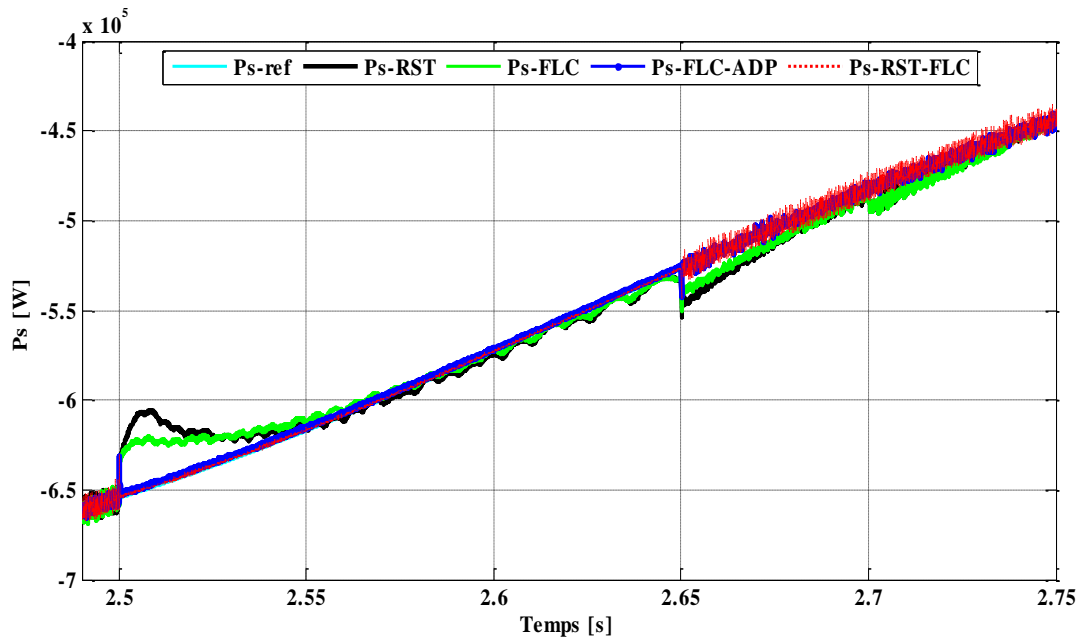


Figure V. 9 Puissance active statorique sous la variation de l'inductance rotorique.



Zoom sur la réponse de la puissance active.

Les figures (V. 9-10), et Les figures (V. 11-12), représentent les résultats des puissances active et réactive pour les variations paramétriques avec diminution de l'inductance rotorique (L_r) de -25 %, et aussi une augmentation de +30 % de l'inductance mutuelle (M) introduite à $t = 2.5s$.

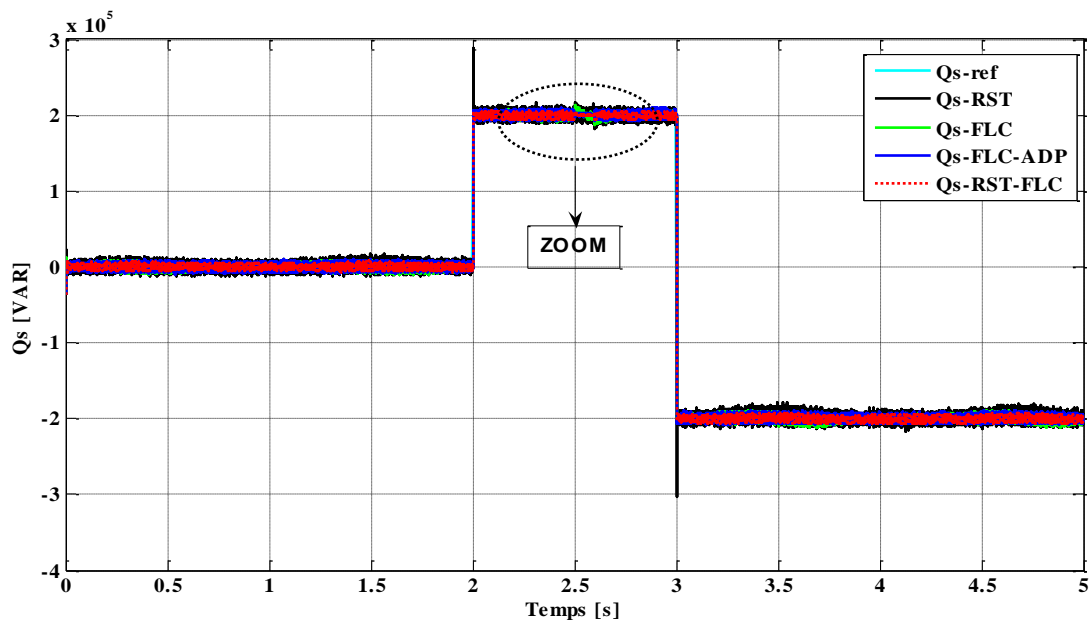
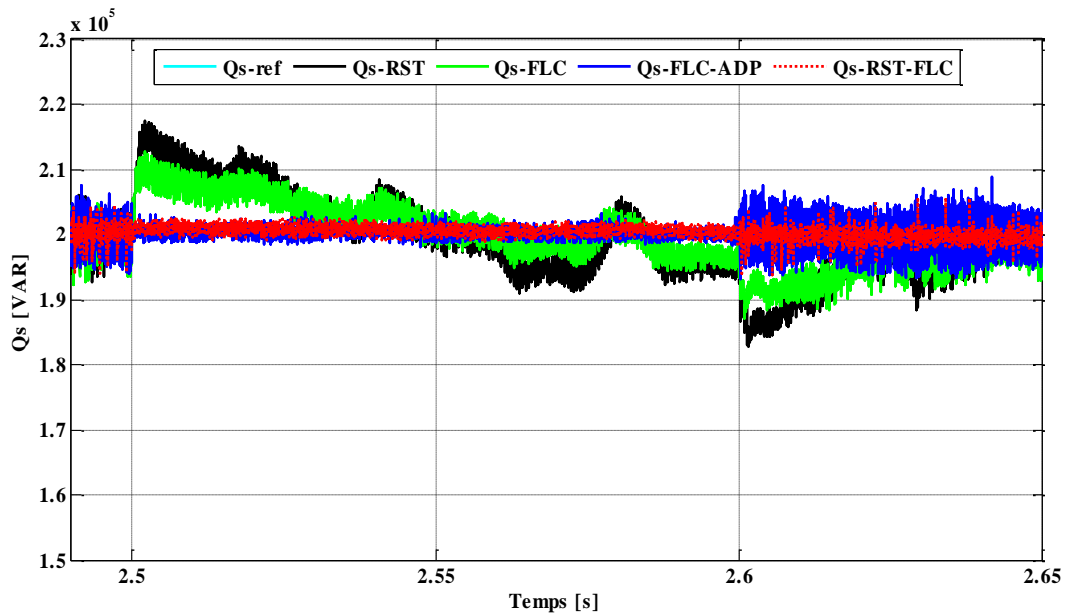


Figure V. 10 Puissance réactive statorique sous la variation de l'inductance rotorique.



Zoom sur la réponse de la puissance réactive.

Dans cet essai nous avons remarqué que les réponses des puissances active et réactive pendant une durée de simulation $t=5$ s, en présence d'une variation sur la réponse de la puissance active et réactive pour les commandes RST et FLC et aussi en remarquant une variation sur la reponse de puissance réactive pour la variation de l'inductance mutuelle, les deux commandes proposées qui présentent une bonne robustesse, stabilité ainsi que la convergence vers l'équilibre est assurés.

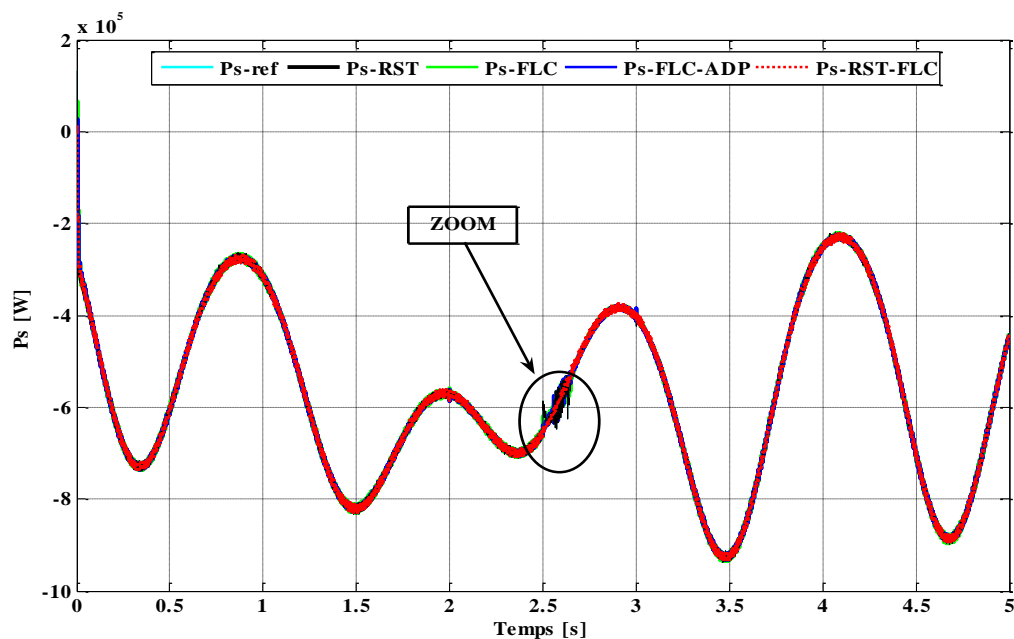
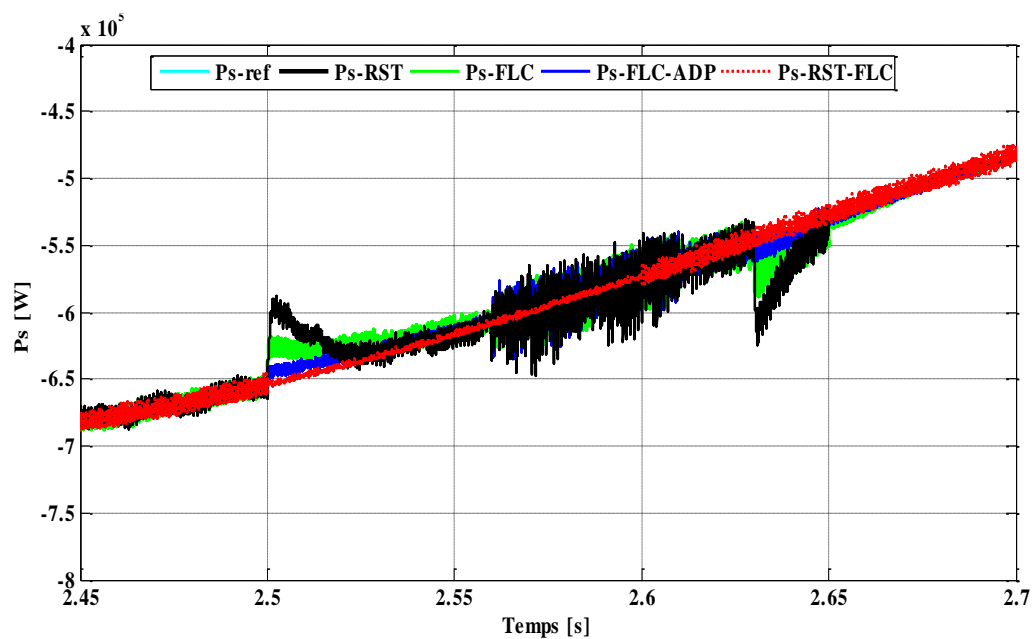


Figure V. 11 Puissance active statorique sous la variation de l'inductance mutuelle.



Zoom sur la réponse de la puissance active.

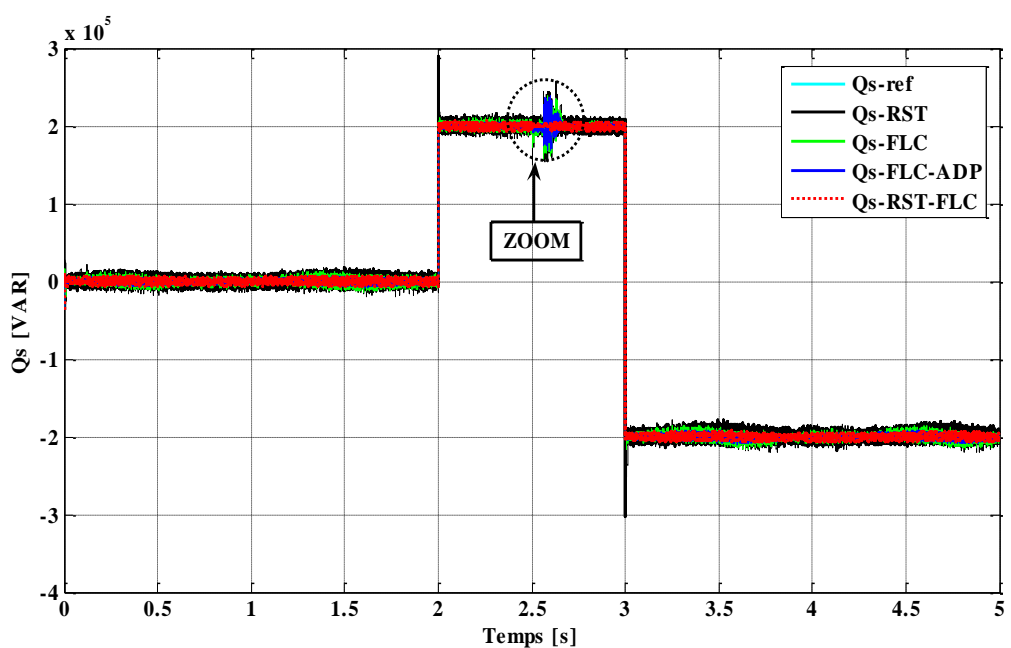
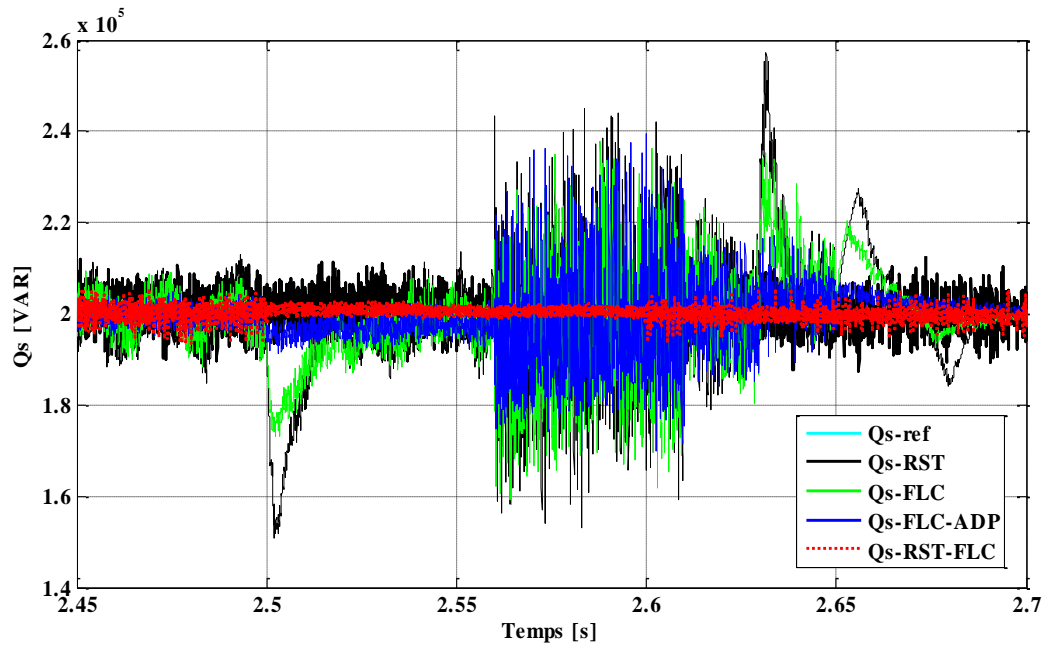


Figure V. 12 Puissance réactive statorique sous la variation de l'inductance mutuelle.



Zoom sur la réponse de la puissance réactive.

Les tableaux suivant présentent la comparaison entre les quatre commandes proposés des puissances active et réactive:

	Puissance Active			
	RST	FLC	FLC-ADP	RST-FLC
Suivi de consigne	Relativement rapide avec un temps de stabilisation réduit	Relativement rapide avec un temps de stabilisation réduit	Rapide avec un temps de stabilisation réduit	Rapide avec un temps de stabilisation réduit
vitesse variable	Moyen	Moyen	Rapide	Rapide
Robustesse	Moyen	Moyen	Faible	Faible
Temps de montée	$7.58 * 10^{-3}$ s	$1.54 * 10^{-3}$ s	$3.4 * 10^{-4}$ s	$1.8 * 10^{-4}$ s
Dépassement (%)	12	5	0	0

Tableau V.1 Comparaison des performances des quatre commandes de puissance active.

	Puissance Réactive			
	RST	FLC	FLC-ADP	RST-FLC
Suivi de consigne	Relativement rapide avec un temps de stabilisation réduit	Relativement rapide avec un temps de stabilisation réduit	Rapide avec un temps de stabilisation réduit	Rapide avec un temps de stabilisation réduit
vitesse variable	Moyen	Moyen	Rapide	Rapide
Robustesse	Moyen	Moyen	Faible	Faible
Temps de montée	$4.6 * 10^{-4}$ s	$3.4 * 10^{-4}$ s	$1.6 * 10^{-4}$ s	$1.4 * 10^{-4}$
Dépassement (%)	15	3	0	0

Tableau V.2 Comparaison des performances des quatre commandes de puissance réactive.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la comparaison entre les différents types de commande des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation à savoir le régulateur RST basé sur la théorie du placement de pôles, le régulateur flou et les deux régulateurs développés, la commande hybride RST-Flou et la commande de par la logique floue avec adaptation des gains de commande.

A partir des résultats de simulation présentés, on peut dire que la différence entre les quatre régulateurs sont peu significative en ce qui concerne le suivi de consigne, et vitesse variable la chaîne et la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques de la GADA. On a vu la supériorité du régulateur RST-FLC avec ses résultats qui sont plus performants et très concluants par rapport à celui du régulateur FLC-ADAP et flou conventionnelle et le régulateur RST, la stabilité et la convergence vers l'équilibre est assurés.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

Nous avons alors été amenés à concevoir des algorithmes de commande robuste d'une éolienne à vitesse variable maximisant le rendement aérodynamique, améliorant la qualité de la puissance générée, et minimisant les contraintes dynamiques face à des perturbations externes.

En premier lieu. On a abordé la modélisation d'un système de conversion éolien basé sur la GADA. On a utilisé une stratégie de maximiser la puissance extraite du vent pour avoir une vitesse optimale au niveau de l'arbre de la turbine qui entraîne la machine, ensuite on a commandé la machine en utilisant différents modes de contrôles en faisant une étude comparative entre ces modes de commande. Après l'utilisation de le MPPT sans et avec asservissement, on a pu conclure que l'utilisation de cette technique est satisfaisante avec des bonnes performances statiques et dynamiques mais le MPPT sans asservissement la dynamique du système en boucle fermée ne compense pas la dynamique du système mécanique et le MPPT avec asservissement dépend de la mesure instantanée de la vitesse du vent ce qui induit une dégradation de la puissance aérodynamique si la mesure du vent est fautive ou pas précise.

Ensuite, la commande vectorielle a été étudiée. Elle permet de découpler le modèle de la GADA et de contrôler séparément l'échange des puissances active et réactive entre la GADA et le réseau. Deux méthodes sont envisagées ici: la commande directe et la commande indirecte. Après une synthèse du régulateur PI utilisé par cette stratégie de contrôle, nous avons établi une comparaison par simulation entre les deux méthodes de commande.

Dans le but d'améliorer les performances nous avons appliqué deux régulateurs parmi l'quel le régulateur polynomial à trois branches RST et basée sur la théorie de placement de pôles et le régulateur flou pour contrôler indépendamment les puissances active et reactive de la GADA.

La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague, a été exploitée pour construire un régulateur flou des puissances active et réactive de la GADA. L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le régulateur RST nous avons trouvé une amélioration au niveau de temps de réponse et une atténuation des harmoniques.

Les algorithmes de réglage tel que le régulateur RST et la logique floue peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage n'a pas apporté des améliorations remarquables par rapport le régulateur classiques PI.

L'intégration de la logique floue dans la commande des puissance est aussi une solution intéressante pour assurer une régulation optimale qui répond aux exigences de l'utilisateur même dans un environnement difficile et variable ,nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande hybride RST-FLC et la commande par logique flou avec gain de commande adaptative.

on a vu la supériorité les deux régulateur avec ses résultats qui sont plus performants et très concluants par rapport les régulateurs précédents . De plus du découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre qui sont assurés.

Suite aux résultats obtenus dans cette étude, des perspectives intéressantes pouvant contribuées à l'amélioration du fonctionnement de la MADA sont envisageables:

- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande de la MADA.
- Utilisation d'autres types de régulateurs plus performants dans la commande du dispositif.
- Utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : Logique floue, réseau de neurones.
- L'étude des perturbations de la production de l'énergie éolienne vis à vis des déséquilibres du réseau.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **KH. Nadhira**, «Commande multimodèle optimale des éoliennes : Application à la participation des éoliennes au réglage de la fréquence», Thèse de doctorat, Université de Tunisie, 2011.
- [2] **B. Khouloud, Ali-rachedi. M, Tahar. B, and Lakel. R**, "Adaptive fuzzy gain scheduling of PI controller for control of the wind energy conversion systems " *Energy Procedia*, 74, 211–225. 2015.
- [3] **E.G. Shehata, Gerges M. Salama**, «Direct power control of DFIGs based wind energy generation systems under distorted grid voltage conditions», *Electrical Power and Energy Systems*, PP:956–966, 2013.
- [4] **S. Fawzi**, «La Machine Asynchrone à Double Alimentation : Stratégies de Commande et Applications», Thèse de doctorat, Université Constantine, 2018.
- [5] **V.N. Pande, U.M. Mate, Shailaja Kurode**, « Discrete sliding mode control strategy for direct real and reactive power regulation of wind driven DFIG », *Electric Power Systems Research*, PP: 73– 81, 2013.
- [6] **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.
- [7] **T Douadi, Harbouche. Y, Abdessemed. R, and Bakhti. I**, "Improvement performances of active and reactive power control applied to DFIG for variable speed wind turbine using sliding mode control and FOC" *International Journal of Engineering-Transactions A: Basics*, Vol. 31, No. 10, 1689-1697. 2018.
- [8] **X. Yuan, Z. Chen, Y. Yuan and Y. Huang**: Design of fuzzy sliding mode controller for hydraulic turbine regulating system via input state feedback linearization method, *Energy Elsevier*. Vol. 93, No. 1, Sep, pp. 173-187. 2015.
- [9] **K. Jash, N. Chakraborty, P. Kumar, G. Panda**, «Comparative Study between PI and FUZZY Logic Speed Controller in Vector Controlled PMSM Drive». Kaushik Jash et al *Int. Journal of Engineering Research and Applications*, pp. 58-62, 2014.
- [10] **G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, S. Benaggoune**, Genetic algorithm and particle swarm optimization tuned fuzzy PID controller on direct torque control of dual star induction motor, *Journal of central south univ* 2019.

- [11] **Solat, A. R., Ranjbar. A. M, Mozafari. B,**"Coordinated control of doubly fed induction generator virtual inertia and power system oscillation damping using fuzzy logic" *International Journal of Engineering-Transactions A: Basics*, Vol. 32, No. 4, 536-547. 2019.
- [12] **A. Sguarezi Filho, E. Ruppert Filho,** «Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control», *IEEE Transactions on Sustainable energy*, VOL. 3, No. 3, PP:398-406, 2012.
- [13] **K. Michael, T. Antonio,** «Direct Power Control of DFIG Wind Systems Based on Nonlinear Modeling and Analysis», *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, VOL. 2, No. 4, PP:764-775, 2014.
- [14] **M. Elazzaoui, H. Mahmoudi,** «Modeling and Control of a Doubly Feed Induction Generator base Wind Turbine System Optimization of the Power», *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, PP: 305-314, 2015.
- [15] **Kh. Bedoud, M. Ali-rachedic, T. Bahid, R. Lakel,** «Adaptive Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for control of the Wind Energy Conversion Systems», *Energy Procedia*, 74, PP: 211-225, 2015.
- [16] **S. Bellarbi, N. Kasbadji,** «Comportement Electrique et Mécanique d'un Système Eolien à base de Machine Asynchrone à Double Alimentation Connecté au Réseau Electrique», *16èmes Journées Internationales de Thermique*, 2013.
- [17] **E. A. Sid Ahmed, A. Mohamed.** , " Fuzzy sliding mode control applied to a doubly fed induction generator for wind turbines" *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 23, 1673-1686, 2015.
- [18] **Y. Djeriri, Z. Boudjema,** "Commande robuste par la logique floue et les réseaux de neurones artificiels de la GADA: étude comparative" *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 20, No. 1147-160, 2017.
- [19] **T. Boutabba, S, Drid, L. Chrifi-Alaoui** " A new implementation of maximum power point tracking based on fuzzy logic algorithm for solar photovoltaic system" *International Journal of Engineering-Transactions A: Basics*, Vol. 31, No. 4, 580-587, 2018.

- [20] **M. Doumi, A. Ghani Aissaoui, M. Abid, A. Tahour, Kh. Tahir**, «Robust Fuzzy Gains Scheduling of RST Controller for a WECS Based on a Doubly-Fed Induction Generator», *AUTOMATIKA ATKAFF* 57(3), PP: 617-626, 2016.
- [21] **A. Boyette**, «Contrôle commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne», Thèse de Doctorat, Université Nancy-I, 2006.
- [22] **S. El aimani**, «Modélisation de Différentes Technologies D'éoliennes Integrees dans un Réseau de Moyenne Tension », Thèse de doctorat, Université Lille, 2004.
- [23] **A. Bourouina, A. Chaker, Z. Boudjema, A. Djahbar**, «Comparative study between PI, RST and sliding mode controllers of a DFIG supplied by an AC-AC converter for wind energy conversion system», *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering* 8/2, PP: 7-14, 2015.
- [24] **T. Ghennam**, «Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat, Université Alger, 2011.
- [25] **B. Benyachou, F. Ouhrouch, K. Gueraoui, B. Bahrar**, «Modélisation sous MATLAB/SIMULINK d'une turbine éolienne reliée à une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)», 13^{ème} Congrès de Mécanique Meknès, MAROC, 2017.
- [26] **A. Gaillard**, «Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service», Thèse de Doctorat, Université Nancy-I, 2010.
- [27] **F. Poitiers**, «Etude et Commande de Génératrice Asynchrone pour L'utilisation de L'énergie Eolienne -Machine asynchrone à cage autonome -Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau», Thèse de doctorat, Université Nantes, 2003.
- [28] **B. 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.
- [29] **A. Tamaarat**, «Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA», Thèse de doctorat, Université Biskra, 2015.

- [30] **R. Aubrée**, «Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance», Thèse de ingénieur, Université de Nantes, 2014.
- [31] **L. Miguel**, «Contribution à l'optimisation d'un system de conversion éolien pour une unité de production isolée», Thèse de doctorat, Université de Paris Sud, 2008.
- [32] **B. Boukhezzar**, «Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes a vitesse variable», Thèse de doctorat, Université de Paris, 2006.
- [33] **Hamane, B., Doumbia. M.L, Bouhamida. M, Draou. A, Chaoui. H, and Benghanem. M**, "Comparative study of PI, RST, sliding mode and fuzzy supervisory controllers for DFIG based wind energy conversion system " *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol. 5, No. 4, 2015.
- [34] **H. Benbouhenni, Z. Boudjema, A. Belaidi**, «Neuro-second order sliding mode control of a DFIG supplied by a two-level NSVM inverter for wind turbine system», *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 14, No. 4, PP: 362-373, 2018.
- [35] **Kh. Bedoud, M. Ali-rachedi, T. Bahi, R. Lakel**, «Adaptive fuzzy gain scheduling of PI controller for control of the wind energy conversion systems», *Energy Procedia* 74, PP: 211 - 225, 2015.
- [36] **S. ARDJOUN, M. ABID**, «Fuzzy sliding mode control applied to a doubly fed induction generator for wind turbines», *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, PP: 1673-1686, 2015.
- [37] **Bourouina, A., Chaker. A, Boudjema. Z, and Djahbar. A.**, "Comparative study between PI, RST and sliding mode controllers of a DFIG supplied by an AC-AC converter for wind energy conversion system" *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, 8/2, (2015), 7-14.
- [38] **Z. BOUDJEMA, R. TALEB, A. YAHDU**, «A New DTC scheme using second order sliding mode and fuzzy logic of a DFIG for wind turbine system», *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, Vol. 7, No. 8, 2016.
- [39] **A. Belabbes, B. Hamane, M. Bouhamida, A. Draou, M. Benghanem**, «Power control of a wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator

using RST and sliding mode controllers», International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Santiago de Compostella, Spain, 2012.

- [40] **K. Belmokhtar, M.L. Doumbia, K. Agbossou**, «Modélisation et commande d'un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation pour la fourniture de puissances au réseau électrique», Quatrième Conférence Internationale sur le Génie Electrique CIGE'10, Université Bechar, 2010.
- [41] **Jash, K., Chakraborty. N, Saha. P.K, and Panda. G.K.**, " Comparative study between PI and fuzzy logic speed controller in vector controlled PMSM drive" Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 4, 58-62, 2014.
- [42] **G. AbdelKarim**, «Etude et commande d'une chaîne de conversion éolienne moyenne puissance raccordée au réseau moyenne tension», Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2017.
- [43] **B. Hamane**, «Commande robuste d'un aérogénérateur à base de machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel», Thèse de doctorat, Université du Québec, 2018.
- [44] **Y. Bekakra**, «Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat, Université Biskra, 2014.
- [45] **S. Fernandez**, «Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau», Thèse de Doctorat, Université Lille 1, 2013.
- [46] **L. Riachy**, «Contribution à la commande d'un onduleur multi niveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques.», Thèse de Doctorat, Université de Normandie, 2018.
- [47] **T. Boutabba, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui. , and M.E Benbouzid. ,** " A new implementation of maximum power point tracking based on fuzzy logic algorithm for solar photovoltaic system" International Journal of Engineering-Transactions A: Basics, Vol. 31, No. 4, 580-587. 2018.
- [49] **B. Fouad**, «Commande sans capteur de la machine», Thèse de Doctorat, Université Annaba, 2016.

- [50] **CH. Ali**, «Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles», Thèse de Doctorat, Université Sidi-Bel-Abbès, 2015.
- [51] **A. Dendouga**, «Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)», Thèse de Doctorat, Université Batna, 2010.
- [52] **Razafinjaka, J.N., Andriantenaina. T.P, Andrianirina. CH.B**, "Commande hybride par RST-flou d'un hacheur élévateur avec correction du facteur de puissance" *Afrique Science*, 12(6), (2018), 83-91
- [53] **R. MADIOUNI**, «Contribution à la synthèse et l'optimisation multi objectif par essais particuliers de lois de commande robuste RST de systèmes dynamiques», Thèse de Doctorat, Université de Paris, 2016.
- [54] **A. NADIA**, «Contribution à l'amélioration de robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat, Université Batna, 2010.
- [55] **Y. Djeriri, Z. Boudjema**, "Commande robuste par la logique floue et les réseaux de neurones artificiels de la GADA: étude comparative" *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 20, No. 1, (2017), 147-160.
- [56] **S. LACROIX**, «Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries», Thèse de Doctorat, Université Paris -Sud, 2013.
- [57] **P. Yves**, «Synthèse multimodele d'un régulateur polynomial robuste», Thèse de Doctorat, Université Lausanne, 1997.
- [58] **M. Matijević, R. Sredojević, V. Stojanović**, «Robust RST controller design by convex optimization», *ELECTRONICS*, Vol. 15, N^o. 1, 2011.
- [59] **E. Ostertag, E. Godoy**, «La RST-controller design for sinewave references by means of an auxiliary diophantine equation», *Proceedings of the 44th IEEE Conférence on Decision and Control, and the European Control Conference*, Spain, 2005.
- [60] **D. Deepika, S. Narayan**, «PSO based polynomial RST controller design and sensitivity analysis», *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, Vol. 3, PP : 86-88, 2015.

- [61] **S. Khadraoui, M. Rakotondrabe, Ph. Lutz**, «Design of a fixed-order RST controller for interval systems : application to the control of piezoelectric actuators.», Asian Journal of Control, Asian Control Association (ACA) and Chinese Automatic Control Society, PP : 142-153, 2013.
- [62] **R. Madiouni, B. Soufiene, H. Joseph, and P. Siarry**, «Particle swarm optimization-based design of polynomial RST controllers», 10th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD) Hammamet, Tunisia, 2013.
- [63] **I.D. Landau**, «The R-S-T digital controller design and applications», Control of Industrial Systems, Belfort, France, 1997
- [64] **M. Chakib, A. Essadki, T. Nasser**, «A comparative study of PI, RST and ADRC control strategies of a doubly fed induction generator based wind energy conversion system», International Journal of Renewable Energy Research, Vol. 08, N^o. 02, 2018.
- [65] **M. Laakam, L. Sbita**, «RST control of a doubly-fed induction generator for wind Energy Conversion», International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), vol. 3, N^o. 3, PP : 2507-2512, 2014.
- [66] **A. Elmansouri; J. El mhamdi; A. Boualouch**, «Wind energy conversion system using DFIG controlled by back-stepping and RST controller», IEEE, International Conference on Electrical and Information Technologies, (ICEIT), Tangiers, Morocco, PP : 312-318, 2016.
- [67] **D. Laurent**, «Utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes complexes», Thèse de doctorat, Université de Lille, 1995.
- [68] **J. Josserand**, «Cellules floues : contribution à la commande floue distribuée», thèse de doctorat, université de savoie. 1996.
- [69] **W. Wu**, «Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique Application au réglage dynamique des paramètres d'un système», Thèse de doctorat, Université de Lille, 1998.
- [70] **K. Emeguenni**, «Commande d'un système sous actionné: Application à un drone à Quatre Hélices», Thèse de doctorat, Université d'Evry Val d'Essonne, 2006.
- [71] **L. Baghli**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques». Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy. 1999.

- [72] **EL. Rebaa**, «Génération automatique et optimisation de systèmes à inférence», thèse de doctorat, université paris. 1996.
- [73] **A. CHAIBA**, «Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des technique de l'intelligence artificielle», thèse de doctorat en sciences, université Batna, 2010.
- [74] **F. Chevrier , F. Guély**, «La logique floue», Cahier technique n° 191 ,1998.
- [75] **J. Faucher**, «Les plans d'expériences pour le réglage de commandes `a base de logique floue», Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2006.
- [76] **J. Josserand**, «Direct Cellules floues : contribution à la commande floue distribuée», Thèse de Doctorat de l'Université de Savoie ,1996.
- [77] **F. Offole, T. Kombe, A. Ateba**, «Intégration de l'intelligence artificielle dans la surveillance dynamique des systèmes de télécommunication», Sciences Technologies et Développement, PP: 81-86, 2016.
- [78] **M. Nezar**, «Diagnostic des associations convertisseurs statiques- machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle», thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [79] **J. Jang, C. Sun**, «Commande et Identification Floue», École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques, 1993.
- [80] **S. Galichet**, «Contrôle flou : de l'interpolation numérique au codage de l'expertise». Habilitation à diriger des recherches, Université de Savoie, 2001.
- [81] **T. Nesrine**, «Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Non linéaires», Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2014.
- [82] **L. Reznik**, «Fuzzy Controllers», Victoria Université of Technology, Melbourne, Australia, 1997.
- [83] **H. Benbouhenni, T. Rachid, Z. Boudjema**, «Régulateurs PI-flou et hystérésis neuronale pour la Commande DTC cinq niveaux à 12 secteurs d'un moteur asynchrone», Conférence Internationale en Automatique & Traitement de Signal, Vol. 24, PP: 33-42, 2017.

- [84] **L. Laggoun ,B.Kiyyour,G. Boukhalfa, S. Belkacem, S. Benaggoun**“Direct Torque Control Using Fuzzy Second Order Sliding Mode Speed Regulator of Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine”The Fourth International Conference on Electrical Engineering and Control Applications,ICEECA’2019.
- [85] **Y.Djeriri**, « Commande directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Sidi Bel Abbés, Algérie, 2015.
- [86] **A. Tsiory Patrick, R. Armand Jean Claude, R. Bona Michel, J. Nirinarison Razafinjaka**, «New Hybrid Controller for Doubly Fed Induction Generator used in a Chain of Wind Power Conversion», International Conference on Energy, Environment and Climate ICEECC, 2017.
- [87] **N. Choug, S. Benaggoune, S. Belkacem**, «Hybrid fuzzy reference signal tracking control of a doubly fed induction generator», International Journal of Engineering, Vol. 33, N^o. 4, PP: 567-574, 2020.
- [88] **J. Nirinarison Razafinjaka, T.Patrick Andrianantenaina**, «Polynomial Controller RST with IP Structure for AC-DC Converter with Power factor Correction », International Journal of Engineering Research and Management, Vol. 03, PP: 197-202, 2016.
- [89] **K. Jash, N. Chakraborty, P. Kumar saha, G. Kumar panda**, «Comparative study between PI and fuzzy Logic speed controller in vector controlled PMSM drive», Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 04, PP: 58-62, 2014.
- [90] **N. Bounar, S. Labdai, A. Boulkroune**, «PSO–GSA based fuzzy sliding mode controller for DFIG-based wind turbine». ISA Transactions, Vol. 85, PP: 177-188, 2019.
- [91] **H. Benbouhenni, Z. Benghanem, and A. Belaidi**, «Neuro second order sliding mode control of a DFIG supplied by a twolevel NSVM inverter for wind turbine system», Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering, Vol. 14, No. 4, PP: 362-373, 2018.
- [92] **S. Horashadizadeh, H. Zadeh, M.S. Koohestani, M.R. Shekofteh, S. Erkaya**, «Robust model-free control of a class of uncertain nonlinear systems using BELBIC: stability analysis and experimental validation », Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, Vol. 41, No. 8, PP: 941-964, 2019.

- [93] **L. Malouf, S . Lassaâd**, «RST control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion» International Journal of Engineering Research & Technology, Vol. 3, 2507–2512, 2014.
- [94] **D. Larbi, N. Edgar, N. Sanchez, and B. Mohammed**, «Real-time, Neural Input-Output Feedback Linearization control of DFIG based wind turbines in presence of grid disturbances », Control Engineering Practice, Vol. 83, PP: 151-164, 2019.

ANNEXES

ANNEXE I :**SYNTHESE DU REGULATEUR PI**

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour commander la GADA 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 du système de régulation éolien.

La figure (A.1) montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur « PI » dont la fonction de transfert est de la forme $K_p + \frac{K_i}{s}$ correspondant aux régulateurs utilisés dans la commande directe et indirecte.

La fonction de transfert pour la régulation et le contrôle des puissances (P_s et Q_s) sont donnée par le schéma de la figure ci-après :

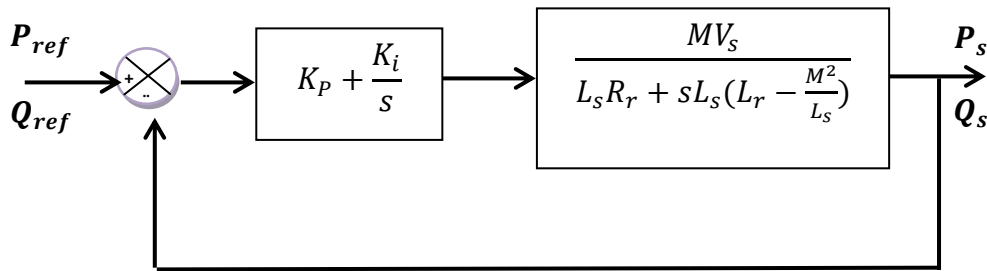


Figure .A. 1: Contrôle des puissances d'un système régulé par un PI

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par:

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{\frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{\frac{L_s R_r}{s + \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}} \quad (A.1)$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (\text{A.2})$$

Nous notons ici que l'intérêt de la compensation des pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains K_p et K_i sont établis en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient

$$FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{s} \quad (\text{A.3})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r}$$

$$\text{Avec } \tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s}$$

Le terme τ_r désigne ici la constante du temps du système. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s R_r}{MV_s} \end{array} \right. \quad (\text{A.4})$$

De la même manière, Les termes K_p et K_i pour la régulation et le contrôle des courants rotorique (I_{dr}, I_{qr}) sont calculés à partir de la fonction de transfert du schéma de la figure ci-après:

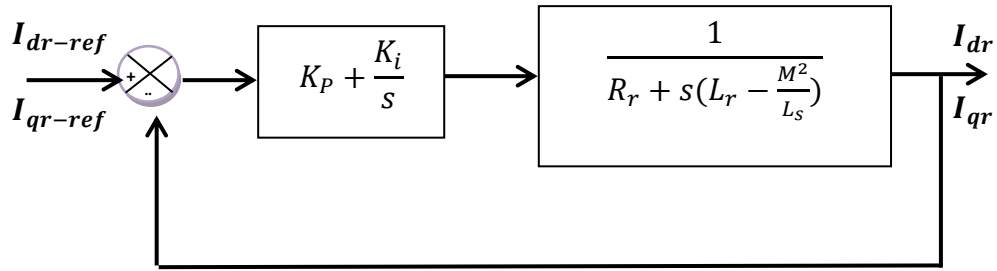


Figure .A.2 Contrôle des courants d'un système régulé par un PI.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{\frac{1}{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}}{s + \frac{L_s R_r}{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}} \quad (\text{A.5})$$

Par élimination du zéro présent dans le numérateur de la fonction de transfert, on a :

$$\frac{K_i}{K_p} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) R_r \quad (\text{A.6})$$

Après la compensation on a :

$$FTBO = K_p \frac{MV_s}{s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)} \quad (\text{A.7})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r \cdot s} \quad \text{Avec } \tau_r = \frac{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{K_p} \quad (\text{A.8})$$

On déduit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{\tau_r} \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \\ K_i = \frac{R_r}{\tau_r} \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

Annexe II**Paramètres de la chaîne de conversion éolienne basée sur une GADA de 1.5 MW**

Valeur numérique du paramètre	Signification
$R = 70.5\text{m.}$	Diamètre de pale.
$G = 90.$	Gain du multiplicateur.
$J = 1000 \text{ Kg.m}^2.$	L'inertie de la turbine.
$f = 0.0024 \text{ N.m.}$	Coefficient de frottement.
Nombre de pale= 3.	Nombre de pale.

Tab.A.1: Paramètre de la turbine.

Valeur numérique du paramètre	Signification
$P_n = 1,5\text{MW,}$	Puissance nominale.
$R_s = 0,012\Omega.$	Résistance statorique.
$R_r = 0,021\Omega.$	Résistance rotorique.
$M = 0,0135\text{H.}$	Mutuelle.
$L_s = 0,0137 \text{ H.}$	Inductance statorique.
$L_r = 0,0136 \text{ H.}$	Inductance rotorique.
$V = 690\text{V.}$	Tension nominale statorique.
$V_{DC} = 1200\text{V.}$	Tension du bus continu.
$I_n = 1900$	Courant nominal
$P = 2.$	Nombre de paire de pôles.

Tab.A.2: Paramètre de la GADA de 1.5MW.

Annexe III**Les gains des régulateurs PI , FLC,RST-FLC ,FLC-ADP pour différent régime de fonctionnement****Les gains des régulateurs PI**

	PI	
	KP	KI
Contrôle la vitesse de rotation	439600	12127
Contrôle des courants	2.9648	210
Contrôle des puissances	0.0076	0.5315

Tab.A.3: Les gains des régulateurs PI.**Les gains des régulateurs FLC**

	FLC		
	G_e	$G_{\Delta e}$	$G_{\Delta u}$
Contrôle des puissances	$1/10^6$	$1/(300000*10^6)$	680

Tab.A.4: Les gains des régulateurs FLC.**Les gains des régulateurs RST-FLC**

	RST-FLC		
	G_e	$G_{\Delta e}$	$G_{\Delta u}$
Contrôle des puissances	$1/(300000*10^6)$	$1/10^7$	480000

Tab.A.5: Les gains des régulateurs RST-FLC.**Les gains des régulateurs FLC-ADP .**

	FLC-ADP			
	G_e	$G_{\Delta e}$	$G_{\Delta u}$	$G_{\Delta gu}$
Contrôle des puissances	$1/10^6$	$1/(3*10^6)$	580	580

Tab.A.6: Les gains des régulateurs FLC-ADP.

ملخص

Résumé

Abstract

ملخص :

هذه الأطروحة تدرس و تعالج التصميم والتحكم في نظام الطاقة الرياحية التي تعتمد على مولد غير متزامن ذو تغذية مزدوجة ، هذا النظام يتم انشاؤه لكل مكون من مكونات الطاقة الرياحية (توربين، مولد، مقوم على التسلسل مع مموج) يتم تطبيق التحكم الشعاعي الذي يعتمد على اتجاه التدفق للجزء الثابت للمولد من اجل التحكم المستقل للطاقة النشطة والخاملة ، هناك العديد من التعديلات تم تطويرها والتي تخص التنسيق بين مختلف التقنيات من اجل نتائج افضل في نفس السياق اقترحنا طريقتين: الاولى هي التحكم الهجين بين منظم RST الذي يعتمد على تنصيب الاقطاب والمنطق الغامض RST- FLC والثانية هي التحكم بالمنطق الغامض المكيف FLC-ADP وذلك نظرا لسلبيات المنظمين RST و FLC هذه الاخيرة اعطت نتائج جد مرضية التي بدورها تعتبر حل جذاب من اجل تحسين الطاقة في انظمة الطاقة الرياحية.

الكلمات المفتاحية: طاقة الرياح ،مولد اللامتزامن مزدوج التغذية ، التحكم الشعاعي ، التحكم RST ، التحكم الهجين RST- FLC ، التحكم بالمنطق الغامض المتكيف FLC-ADP .

Résumé :

Ce travail traite l'étude, la modélisation et le contrôle d'un système éolien à base d'une GADA. Un modèle a été établi pour chaque composant de l'éolienne (Turbine, GADA et cascade redresseur-onduleur). Une commande vectorielle basée sur l'orientation du flux statorique de la machine est appliquée pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Plusieurs structures ont été développées ces structures concernant la combinaison de différentes techniques de commandes pour aboutir à des meilleurs résultats. Dans ce contexte nous avons proposé deux méthodes de combinaison entre le contrôleur flou et le contrôleur RST à savoir le contrôle RST-FLC et le flou avec gain de commande adaptative, afin de surmonter les inconvénients des contrôleurs RST et FLC, avec ces techniques les oscillations des puissances sont réduites, la réponse statique et dynamique du système a été améliorée. D'après ces résultats, on peut dire que les deux techniques basées sur la logique floue peuvent se présenter comme une solution attractive pour l'optimisation de la conversion énergétique dans les systèmes éoliens.

Mots clés : Éolienne; GADA, Commande Vectorielle, RST, Commande Hybride RST-FLC, Commande Floue Adaptative.

Abstract:

This work deals with the study, modelling and control of a wind system based on a DFIG. A model has been established for each component of the wind turbine (Turbine, DFIG and Cascade Rectifier-Inverter). A vector control based on the stator flux orientation of the machine is applied to independently control the active and reactive powers. Several structures have been developed concerning the combination of different control techniques to achieve better results. In this context, we have proposed two methods of combination between the fuzzy controller and the RST controller, namely the RST-FLC control and the fuzzy with adaptive control gain, in order to overcome the disadvantages of the RST and FLC controllers, with these techniques the power oscillations are reduced, the static and dynamic response of the system has been improved. Based on these results, it can be conducted that both techniques based on fuzzy logic may present themselves as an attractive solution for optimizing energy conversion in wind systems.

Keywords: Wind Turbine, DFIG, Vector Control, RST, RST-FLC Hybrid Control, Adaptive Fuzzy Control.