

THÈSE

En vue de l'obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences

Présenté par : Boureguig Kada

Intitulé

Contribution à la commande non linéaire d'un système éolien

Faculté : Génie électrique
Département : Electrotechnique
Spécialité : Electrotechnique
Option : Automatique

Devant le Jury Composé de :

<i>Membres de Jury</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Domiciliation</i>
<i>Allali Ahmed</i>	<i>Professeur</i>	<i>Président</i>	<i>USTO</i>
<i>Mansouri Abdellah</i>	<i>Professeur</i>	<i>Encadrant</i>	<i>ENP d'Oran</i>
<i>Omari Abdelhafid</i>	<i>Professeur</i>	<i>Co-Encadrant</i>	<i>USTO</i>
<i>Daaou Bachir</i>	<i>Professeur</i>		<i>USTO</i>
<i>Merabet Boulouiha Houari</i>	<i>Professeur</i>	<i>Examineurs</i>	<i>ENP d'Oran</i>
<i>Afif Benameur</i>	<i>MCA</i>		<i>Université de Mascara</i>
-	-		-

Année Universitaire : 2020/2021

Remerciement

Tout d'abord, nous remercions le bon dieu tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté pour pouvoir réaliser ce modeste travail.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **Abdellah MANSOURI**, professeur à l'école polytechnique d'Oran, d'accepter d'être encadreur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.

J'exprime ici ma gratitude et ma profonde reconnaissance à mon co-encadreur que je lui dois du respect, **Abdelhafid OMARI** Professeur à l'Université des sciences et de la technologie Mohammed Boudiaf d'Oran pour ses précieuses remarques fructueuses pour l'achèvement de ce travail.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur **Ahmed ALLALI**, Professeur à l'Université des sciences et de la technologie Mohammed Boudiaf d'Oran, de l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être président de jury de cette thèse.

J'exprime ma gratitude à Monsieur **Bachir DAOU** Professeur à l'Université des sciences et de la technologie Mohammed Boudiaf d'Oran, à Monsieur **Benameur AFIF** maître de conférences à Université de Mascara, à Monsieur **Houari MERABET BOULOUIHA** Professeur à l'école polytechnique d'Oran, pour avoir acceptés de participer à mon jury de thèse et pour leur participation scientifique ainsi que le temps qu'ils ont consacré pour examiner ma recherche. qui ont bien voulu être examinateurs.

Je ne saurais oublier dans mes remerciements envers Monsieur **Ahmed CHOUYA** maître conférences à l'Université de Djillali Bounaama Khemis Miliana, pour ses conseils précieux.

Je remercie, tout particulièrement Monsieur **Mohamed BECHERIF**, Professeur à l'Université de Franche-Comté et chercheur à FEMTO-ST, Belfort France pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire durant un stage de courte durée.

Mes remerciements vont également à mes collègues, mes amis, et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

SOMMAIRE.

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA PRODUCTION D'ENERGIE EOLIENNE.	
I.1. Introduction	5
I.2. Historique	6
I.3 .L'énergie éolienne en Algérie	6
I.4. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	9
I.4.1. Avantages	9
I.4.2 . Inconvénients	9
I.5.Principe et constituant d'un système éolien	10
I.5.1. Définition de l'énergie éolienne	10
I.5.2. Les différents types d'éoliennes	10
I.5.2 .1. Les éoliennes à axe vertical	10
I.5.2 .2. Éoliennes à axe horizontal	11
I.5.2 .3. Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal	13
I.5.3. Principe de fonctionnement	14
I.5.3 .1. Le coefficient de puissance	15
I.5.3 .2. Le coefficient du couple	17
I.6 .La conversion électromécanique	17
I.7. Les éoliennes à vitesse fixe	19
I.8 .Les éoliennes à vitesse variable	20
I.9. Eolienne à Vitesse Variable à base de la Machine Asynchrone à double alimentation (MADA)	22
I.9.1. Description du Fonctionnement de la MADA	22
I.9.1.1. Structure de la Machine	22
I.9.1.2. Modes de Fonctionnement de la MADA	23
I.9.1.2.1. Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone	23
I.9.1.2.2. Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone	24
I.9.1.2.3. Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone	24
I.9.1.2.4. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone	25
I.10. Les différentes structures d'alimentation de la MADA	26
I.10.1. Introduction	26
I.10.2. Machine asynchrone à double alimentation « type brushless »	26
I.10.3. Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »	27
I.10.4.Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotoriquedissipée	29
I.10.5 .Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à thyristor « structure de Kramer »	30
I.10.6.Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à transistor « structure de Kramer »	30
I.10.7.Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	31
I.10.8. Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	32
I.11. Conclusion	33

CHAPITRE II: MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE.

II.1.Introduction.....	34
II.2. Description générale du système.....	35
II.3. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	35
II.3.1 .Hypothèses simplificatrices.....	37
II.3.2. Equations électriques de la MADA.....	37
II.3.3. Equations mécaniques de la MADA.....	38
II.3.4 .Transformation de Park.....	38
II.3.5. L'application de la transformation de Park.....	39
II.3.6. Modèle de la machine dans le référentiel (d, q).....	40
II.3.7. Mise en équation d'état.....	40
II.4. Modélisation du convertisseur coté machine.....	43
II.4.1 .Structure du convertisseur côté machine.....	43
II.4.2 .Modélisation du convertisseur de tension.....	43
II.4.3. Stratégie de commande.....	45
II.4.4. Algorithme de commande.....	45
II.5. Modélisation de la partie mécanique.....	46
II.5.1. Modélisation de la turbine.....	46
II.5.2. Modèle du multiplicateur.....	47
II.5.3. Equation dynamique de l'arbre.....	48
II.5.4. Schéma bloc du modèle de la turbine.....	48
II.6. Stratégie de commande de la turbine.....	49
II.6. 1.Stratégie de maximisation de puissance « MPPT ».....	50
II.6.2. Contrôle sans asservissement de vitesse mécanique.....	51
II.7. Résultats de la simulation.....	52
II.8. Conclusion.....	54

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.

III.1.Introduction.....	56
III.2.Principe de la commande vectorielle.....	57
III.2.1. Procède d'orientation du flux.....	58
III.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	58
III.3. Modèle de la GADA Pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive.....	58
III.4. La commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques basé sur un régulateur PI.....	62
III.4.1. Synthèse du Régulateur PI.....	62
III.4.2. Résultats de simulation et interprétations.....	64
III.5.La commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques basé sur le control par Rejet Actif des Perturbations.....	69
III.5.1. Introduction.....	69
III.5.2. Conception de l'ADRC linéaire.....	69
III.5.2. 1.Observateur d'état étendu ESO.....	70
III.5.2.2.Loi de commande.....	71
III.5.3.Application de la commande ADRC à la génératrice asynchrone à double alimentation.....	72
III.5.4.Résultats de simulation et interprétations.....	74

III.6. Commande par Rejet Actif des Perturbations basé sur le mode glissant.....	79
III.6.1 .Principe du Contrôle par Mode Glissant.....	79
III.6.2 .Bases mathématiques de la commande à structure variable.....	79
III.6.2 .1 .Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	80
III.6.3. Conception de la commande par mode glissant.....	81
III.6.3. 1 .Choix de la surface de glissement.....	81
III.6.3. 2 .Conditions de convergence et d'existence.....	82
III.6.3. 3 .La détermination de la loi de commande.....	83
III.6.3. 4 .Commande équivalente.....	84
III.6.3.5. Commande discontinue de base « u_n ».....	84
III.6.4. Application de la régulation par mode glissant à la commande par rejet Actif des Perturbations de la GADA.....	86
III.6.4.1. Etude de la stabilité.....	88
III.6.5. Résultats de simulation et interprétations.....	89
III.6.6. Etude Comparative entre les techniques de commandes proposées.....	93
III.7. Conclusion.....	97

CHAPITRE IV : MODELE ET COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MADA.

IV.1. Introduction.....	99
IV.2. Commande par linéarisation entrée-sortie.....	100
IV.3. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	100
IV.3 .1. Définition.....	101
IV.4 .Application sur la MADA.....	102
IV.4 .1. Modèle non linéaire de la MADA.....	102
IV.4 .2. Choix des grandeurs de sortie.....	103
IV.4 .3. Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$	104
IV.4 .4. Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$	104
IV.4 .5. Linéarisation du système.....	105
IV.5. Résultats de simulation et interprétations.....	106
IV.6. Commande par Backstepping.....	111
IV.6.1. Introduction.....	111
IV.6.2. Principe de la commande backstepping.....	111
IV.6.3. Conception de la commande de type backstepping.....	111
IV.6.4. Application de la commande backstepping pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA.....	114
IV.6.5. Résultats de simulation et interprétations.....	117
IV.7. Conclusion.....	121

CHAPITRE V : OBSERVATION DE FLUX ROTORIQUE DE LA MADA

V.1 .Introduction.....	122
V.2. Principe d'un observateur.....	123
V.3. Synthèse d'observateurs pour les systèmes linéaires.....	124
V.3.1 .Observabilité.....	124
V.3.2 .Observabilité des systèmes linéaires.....	124
V.4. Synthèse d'observateur pour les systèmes non linéaires.....	125
V.4.1 .Observabilité des systèmes non linéaires.....	125
V.5. Observateur à grand gain.....	127

V.5.1. Conception de l'observateur à grand gain.....	127
V.5.2 .Application sur la machine asynchrone à double alimentation.....	129
V.5.2 .1 .Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse.....	129
V.5.2 .2 .Synthèse de l'observateur.....	130
V.5.2 .3. Observateur aux coordonnées initiales.....	132
V.5.2 .4. Résultats de simulation et interprétations.....	133
V.6. Conclusion.....	136
 CONCLUSION GENERALE	 138
ANNEXES	140

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1: Eolienne d'Arar	07
Figure I.2: Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol.....	08
Figure I.3: Eolienne à axe vertical.....	11
Figure I.4: Eolienne à axe horizontal.....	12
Figure I.5: éolienne en amont et en aval.....	12
Figure I.6: Coefficient de puissance des différentes configurations d'éoliennes.....	13
Figure I.7: Les composantes d'une éolienne Nordex N60 (1300 kW).....	14
Figure I.8: Variation du C_p en fonction du rapport de vitesse.....	16
Figure I.9: Puissance escomptée en fonction de la vitesse de la génératrice pour différentes vitesses du vent.....	17
Figure I.10: Evolution de la configuration électrique.....	19
Figure I.11: Eolienne à vitesse fixe basé sur la machine asynchrone à cage.....	20
Figure I.12: Eolienne à vitesse variable basé sur la machine asynchrone à cage.....	20
Figure I.13: Puissance théorique disponible pour un type d'éolienne donnée.....	21
Figure I.14: Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.....	22
Figure I.15: Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	22
Figure I.16: Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	24
Figure I.17: Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	24
Figure I.18: Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	25
Figure I.19: Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	25
Figure I.20: Machine asynchrone à double bobinage statorique.....	27
Figure I.21: Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor.....	28
Figure I.22: Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices.....	28
Figure I.23: MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique.....	29
Figure I.24: MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor.....	30
Figure I.25: MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI.....	31
Figure I.26: Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	32
Figure I.27: Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	33

Chapitre II

Figure II.1: structure du système étudié.....	35
Figure II.2: Machine asynchrone à double alimentation (MADA).....	36
Figure II.3: Représentation schématique de la MADA.....	36
Figure II.4: Modèle de PARK de la MADA.....	39
Figure II.5: Onduleur à deux niveaux utilisant des transistors IGBT.....	43
Figure II.6: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.....	44
Figure II.7: Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse.....	46
Figure II.8: Turbine éolienne.....	46
Figure II.9: Schéma bloc du modèle de la turbine.....	48
Figure II.10: Caractéristique puissance - vitesse d'une éolienne.....	49
Figure II.11: Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse.....	52
Figure II.12: Profil de la vitesse du vent.....	52
Figure II.12: Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de vitesse.....	54

Chapitre III

Figure III.1: Schéma de principe du découplage pour le MADA.....	57
---	----

Figure III.2: Principe de la commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	58
Figure III.3: Schéma interne de la MADA.....	61
Figure III.4: Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA.....	62
Figure III.5: Schéma de régulation par PI.....	63
Figure III.6: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA.....	64
Figure III.7: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	65
Figure III.8: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	66
Figure III.9: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse fixe.....	68
Figure III.10: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable.....	68
Figure III.11: structure de l'ADRC linéaire.....	72
Figure III.12: structure de la commande du CCR par ADRC.....	74
Figure III.13: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	75
Figure III.14: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	76
Figure III.15: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse fixe.....	78
Figure III.16: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable.....	78
Figure III.17: Trajectoires de f^+ et f^- pour le mode de glissement.....	80
Figure III.18: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	81
Figure III.19: Valeur continu de la commande u_{eq}	83
Figure III.20: la fonction « <i>sign</i> ».....	85
Figure III.21: la fonction « <i>sat</i> ».....	86
Figure III.22: la fonction « <i>Smooth</i> ».....	86
Figure III.23: La commande ADRC basé sur le mode glissant.....	88
Figure III.24: Structure de la commande du CCR par ADRC basé sur le mode glissant.....	89
Figure III.25: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	90
Figure III.26: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	91
Figure III.27: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse fixe.....	92
Figure III.28: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable.....	93
Figure III.29: Comparaison des résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	94
Figure III.30: Comparaison des résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	95
Figure III.31: Comparaison des résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable.....	96
Figure III.32: Comparaison des résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable.....	97

Chapitre IV

Figure IV.1: schéma de principe de la commande linéarisante.....	100
Figure IV.2: Schéma bloc du système linéarisé.....	102
Figure IV.3: Schéma bloc de linéarisation Entrée/Sortie appliquée à la MADA.....	106
Figure IV.4: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	107
Figure IV.5: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	108
Figure IV.6: Réponses de la commande linéarisante vis-à-vis aux variations Paramétriques.....	110
Figure IV.7: Schéma bloc de la commande backstepping appliquée à la GADA.....	117
Figure IV.8: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	118
Figure IV.9: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	119

Figure IV.10: Résultats obtenus pour un test de robustesse.....	121
<u>Chapitre V</u>	
Figure V.1: Schéma de principe d'un observateur.....	124
Figure V.2: Stratégie d'observation du flux rotorique.....	130
Figure V.3: Schéma de contrôle de la MADA associée à l'observateur.....	133
Figure V.4: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.....	135
Figure V.5: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.....	136

Liste des tableaux

Tableau I.1: Comparaison entre les différents fonctionnements.....	21
Tableau A.1: Paramètres de l'éolienne.....	140
Tableau A.2: Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.....	140

Glossaires

MADA	Machine Asynchrone Double Alimentation
GADA	Génératrice Asynchrone Double Alimentation
MLI	Modulation A Largeur d'Impulsions.
MPPT	Maximum Power Point Tracking
FTBO	Fonction De Transfert En Boucle Ouvert
FTBF	Fonction De Transfert En Boucle Fermé
PI	Action Proportionnelle Et Intégrale.
CNL	Commande Non Linéaire
ADRC	Active Disturbance Rejection Control
MG	Mode Glissant
ESO	Extended State Observer
CCM	Convertisseur Côté Machine
CCR	Convertisseur Côté Rotor

Notations

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation

P_{vent} : Puissance du vent

ρ : Masse volumique du vent

V_{vent} : Vitesse du vent

C_p : Coefficient de puissance

B : Angle de calage

P_t : Puissance de la turbine

S : Surface balayée par la turbine

λ : ratio de vitesse

$\Omega_{turbine}$: Vitesse de la turbine

Ω_r : Vitesse du rotor de la génératrice

G : Multiplicateur mécanique

C_m : Coefficient du couple

C_{vis} : Couple des frottements visqueux

C_g : Couple issu du multiplicateur

C_{em} : Le couple électromagnétique produit par la génératrice.

C_{aer} : Couple aérodynamique.

C_{mec} : le couple mécanique

R : Rayon de la turbine

V_n : Vitesse nominale

$V_{ventestimée}$: Vitesse estimée du vent

$V_{\max}$: Vitesse maximale du vent

J_t : Inertie totale

P_{nom} : puissance nominale

g : Glissement

N_s : Nombre de spire statorique

N_r : Nombre de spire rotorique

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Pulsation rotorique

ω_m : Pulsation mécanique

θ_s : Angle électrique statorique

θ_r : Angle électrique rotorique

θ_m : Angle électrique mécanique de l'arbre du rotor de la MADA

p : Nombre de paire de pole

P_e : Puissance d'entrée

S_s : Puissance apparente statorique

S_r : Puissance apparente rotorique

E_s : Tension statorique

E_r : Tension rotorique

E_{eff} : Tension efficace

s : Opérateur de LAPLACE

V_s, V_r : Tension simple respectivement statorique et rotorique

U_a, U_b, U_c : Tension composée respectivement des phase a, b et c

V_{ds}, V_{qs} : Tension statorique exprimée dans le repère de PARK respectivement sur les axes d et q

V_{dr}, V_{qr} : Tension statorique exprimée dans le repère de PARK respectivement sur les axes d et q

i_{ds}, i_{qs} : Courant statorique exprimée dans le repère de PARK respectivement sur les axes d et q

i_{dr}, i_{qr} : Courant rotorique exprimée dans le repère de PARK respectivement sur les axes d et q

$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$: flux rotorique exprimée dans le repère de PARK respectivement sur les axes d et q

R_s : Résistance de chaque enroulement du stator

R_r : Résistance de chaque enroulement du rotor

L_s : Inductance propre de chaque enroulement du stator

L_r : Inductance propre de chaque enroulement du rotor

M : Inductance mutuelle

ω_s : La pulsation de synchronisme.

ω_r : La pulsation de rotor de la machine.

ω_{sr} : La pulsation de glissement.

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

C_{aer} : Couple aérodynamique

f : Coefficient de frottement visqueux

J : Inertie de la machine

P_s : Puissance active statorique

Q_s : Puissance réactive statorique

V_{dc} Tension continue.

m Indice de modulation.

f_p : Fréquence de la porteuse.

r Taux de modulation.

U_p Amplitude de la porteuse.

Introduction générale

L'augmentation rapide de l'activité industrielle dans les pays développés et l'investissement des entreprises dans les pays qui assurent un coût de production moins élevé ont accru très rapidement la demande mondiale d'énergie. Cette augmentation se traduit en réalité par une hausse des prix du carburant qui représente la source la plus importante. La réserve mondiale du pétrole diminue de plus en plus et il n'y aura pas assez de pétrole pour couvrir la demande. L'énergie nucléaire n'est pas disponible pour tout le monde pour des raisons politiques ou financières, son installation coûte chère comme elle peut être dangereuse au niveau écologique. L'utilisation des ressources conventionnelles est alors limitée et n'est pas encouragée pour des raisons liées à l'environnement. Le recours à d'autres types de ressources d'énergie dites renouvelables est donc obligatoire et devient plus qu'une nécessité pour l'évolution de l'humanité. Parmi ces sources d'énergie renouvelables possible on trouve l'énergie éolienne [1].

Après des siècles d'évolution et des recherches l'énergie éolienne est devenue une ressource significative d'énergie, elle fournit de l'électricité dans certaines parties du monde, à prix concurrentiel à celui de l'énergie produite par les installations traditionnelles (les centrales thermiques au mazout ou au charbon). L'Algérie s'est engagée sur la voie des énergies renouvelables afin d'apporter des solutions globales et durables aux défis environnementaux et aux problématiques de préservation des ressources énergétiques d'origine fossile à travers le lancement d'un programme ambitieux pour le développement des énergies renouvelables qui a été adopté par le Gouvernement en février 2011, révisée en mai 2015 et placée au rang de priorité nationale en février 2016 [2]. Il convient de noter que l'intérêt qu'a donné le gouvernement Algérien à ce secteur fait que plusieurs universités nationales orientent leurs recherches vers cet axe. C'est dans cet objectif que vient s'insérer cette thèse qui porte sur l'une de ces énergies renouvelables qui est l'énergie éolienne.

Le sujet de thèse consiste à concevoir des stratégies de commande à implémenter dans un système de conversion éolien reposant sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). L'avantage que présente ce type de génératrice est qu'elles permettent une production d'énergie électrique et ce à vitesse variable, ce qui nous amène à dire que ces génératrices nous permettent une meilleure exploitation des ressources éoliennes sous des conditions de vent différentes. Mais la difficulté majeure rencontrée dans la commande de la MADA réside dans le fait que les puissances à commander sont des variables fortement couplées [3]. L'éolienne à vitesse variable permet d'augmenter le rendement énergétique et d'améliorer la qualité de l'énergie produite par rapport à celle fonctionnant à vitesse fixe. Pour maximiser la puissance captée, la technique d'extraction du maximum de puissance (MPPT) est appliquée [4].

Le but principal de cette thèse est de faire un développement du contrôle de la puissance active et réactive d'une MADA fonctionnant en génératrice. Pour arriver à cet objectif, une étude pour un système de conversion éolienne a été développée, ce qui a permettra de fournir une puissance constante au réseau, pour améliorer l'efficacité, la robustesse et la dynamique transitoire, en considérant la dynamique non linéaire. Pour se faire le mémoire a été organisé en six chapitres comme suit :

- Le premier chapitre est consacré à des généralités sur les systèmes éoliens pour la production de l'énergie électrique. Ensuite les différents composants constituant l'aérogénérateur ont été décrits. Ensuite, les notions élémentaires de fonctionnement d'un système éolien et les équations principales ont été établies pour décrire la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, ainsi que les différents types de génératrices utilisées et les convertisseurs qui leurs sont associés. Enfin des généralités sur la MADA, ses régimes de fonctionnement et ses avantages suivi par un état de l'art sur les différentes structures d'alimentation ont été présentés.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des systèmes électriques et mécaniques. Un modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation triphasé dans le référentiel biphasé de Park a été développé, ce qui a permis de définir une représentation dans l'espace d'état et de mettre en évidence la structure multivariable et la nature non linéaire de ce type de générateur. Ensuite une modélisation de l'onduleur de tension a été présentée. Enfin, le modèle analytique

de la turbine a été présenté afin de maximiser la puissance captée sans se soucier de la partie électrique. La stratégie (Maximum Power Point Tracking) MPPT repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne et de son injection dans le réseau. Des résultats de simulation seront présentés dans l'objectif de vérifier et valider la stratégie de contrôle.

- Le troisième chapitre est consacré à la synthèse des lois de commande appliquées au générateur asynchrone à double alimentation pour la commande des puissances active et réactive statoriques appliquées au convertisseur côté machine CCM, dans le but d'évaluer leurs performances. Dans un premier temps, la synthèse d'un régulateur Proportionnel – Intégral sera réalisée. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels [5]. Afin de comparer ses performances à d'autres régulateurs, une commande de type ADRC (Active Disturbance Rejection Control : le contrôle actif par rejet des perturbations) a été mise au point, cette dernière propose l'estimation et l'annulation en temps réel les différentes perturbations qu'elles soient internes ou externes et d'un régulateur hybride ADRCMG(Active Disturbance Rejection Control -Mode Glissant) qui est une combinaison entre le contrôle par rejet actif des perturbations et le mode glissant. Des simulations sont réalisées pour comparer ces régulateurs en termes de poursuite de trajectoire, sensibilité aux perturbations et robustesse vis à vis des variations de paramètres.
- Dans le quatrième chapitre, un rapprochement du modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation avec son caractère couplé a été développé. Dans ce cas, il a été proposé deux lois de commande non linéaire basée sur la technique de linéarisation au sens des Entrées/Sorties et la méthode du backstepping pour la commande des puissances active et réactive statoriques appliquées au convertisseur côté machine CCM.
- Le cinquième chapitre a été dédié à l'application d'un observateur pour les grandeurs non accessibles qui sont le flux rotorique reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées ; il s'agit de l'observateur à grand gain. La synthèse de cet observateur doit être conçue en considérant la forme canonique d'observabilité.
- Dans la dernière partie, une conclusion résume l'ensemble des travaux présentés et

des perspectives pour de futurs travaux suggérés.

Chapitre I

Généralités sur la production d'énergie éolienne

I.1.Introduction

Ces dernières années, l'intérêt dans l'utilisation des énergies renouvelables ne cesse d'augmenter, car l'être humain est de plus en plus concerné par les problèmes environnementaux. Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne. Le développement de la technologie des aérogénérateurs a permis à celle-ci de devenir une alternative aux sources traditionnelles ; l'énergie éolienne est véhiculée par les vents, ceux-ci sont dus indirectement à l'énergie solaire qui, en créant des différences de température entre les régions chaudes et les régions froides, provoque des vents [6].

Un aérogénérateur (couramment appelé éolienne) est une machine qui utilise l'énergie éolienne (l'énergie cinétique du vent) pour produire de l'énergie électrique. Le vent est une ressource propre et inépuisable qui peut produire de l'électricité pratiquement sans l'émission des gaz polluants [7].

L'objectif de ce chapitre est de présenter un état général de l'énergie éolienne. Nous présentons la composition générale d'un système éolien, les turbines usuelles, puis un état de l'art sur les différents types d'éoliennes et leur principe de fonctionnement dans le cadre de la conversion de l'énergie éolienne. Ensuite, nous donnons une description des générateurs électriques les plus utilisées actuellement. En dernier lieu, différentes structures utilisant la génératrice asynchrone à double alimentation sont présentées.

I.2 Historique :

L'utilisation de l'énergie éolienne a une longue histoire, environ 3000 ans les perses et les Egyptiens ont commencé à utiliser cette énergie pour pomper de l'eau, avant même que le charbon et le pétrole raffiné ont été découverts [8]. Ensuite, les hommes se sont servis des moulins à vent et des roues à eau pour moudre le blé et le riz, des siècles avant les Européens [9]. Probablement, la première éolienne a été construite en Ecosse par le professeur James Blyth en 1887 [10]. L'année suivante en 1888, la première éolienne opérationnelle a été développée par Bruch et ses collègues et installée sur la côte atlantique. Le diamètre de cette turbine était de 17 m et elle fut équipée avec 144 pales de cèdre. L'année suivante en 1888, la première éolienne opérationnelle a été développée par Bruch et ses collègues et installée sur la côte atlantique. Le diamètre de cette turbine était de 17 m et elle fut équipée avec 144 pales de cèdre. Elle générée seulement 12kW est fut utilisée pour charger les batteries et comme l'alimentation continue de lampes et moteurs [11]. Par la suite, le développement réel de l'énergie éolienne comme une source d'électricité a commencé et avancé étape par étape [12]. Au cours des années 1920-1930, la popularité des éoliennes n'a cessés d'augmenter et a atteint son plus haut sommet à la fin de cette période avec plus de 600.000 unités de turbines éoliennes installées dans les fermes et les zones rurales des Etats-Unis. La plupart de ces éoliennes étaient seulement capables de produire moins de 1 kW d'électricité [13]. Le marché de l'éolien a commencé à ralentir à la fin des années 1950, ceci étant causé par le développement des lignes électriques à grande échelle. Mais avant cela, la plupart des fermes utilisaient l'électricité éolienne équipée de la turbine à axe horizontal au vent construit en 1941 [14]. L'emploi de l'énergie éolienne a connu une hausse considérable au cours de la dernière décennie, la production mondiale à doubler tout les 3,5 ans depuis le début du 21eme siècle [15].

I.3 L'énergie éolienne en Algérie:

En Algérie, la première expérience avec l'éolienne remonte à l'année 1957 avec l'installation d'un aérogénérateur de 100 kW sur le site des Grands Vents (Alger) qui fut racheté de l'Angleterre par la société « Electricité et Gaz d'Algérie » puis démontée et installée en Algérie[16].En Algérie, une première ferme éolienne de 10 MW de puissance a été implantée à Adrar et mise en service en juin 2014. L'énergie électrique fournie par cette ferme est injectée au réseau local et le taux de pénétration de l'énergie éolienne représenterait 5% environ [16].La puissance éolienne totale installée en Algérie est donc actuellement insignifiante. Cependant, le ministère de l'énergie et des mines a projeté, dans

son nouveau programme des énergies renouvelables, d'installer d'autres parcs éoliens d'une puissance totale de 1000MW à moyen terme (2015-2020) pour atteindre 5010 MW à l'horizon 2030. A noter que ce nouveau programme vise aussi bien les installations connectées au réseau électrique que le petit éolien, i.e. les petites éoliennes destinées au pompage de l'eau ou à l'alimentation en électricité des localités isolées [17], à l'instar des développements dans le monde où les installations de petites éoliennes ont augmenté ces dernières années. En effet, fin 2012, celles-ci ont atteint le nombre de 806 000, ce qui représente environ 35% de l'ensemble des éoliennes installées. La plus grande éolienne de pompage a été installée en 1953 à Adrar par les services de la colonisation et de l'hydraulique [18]. Montée sur un mat de 25 mètres de hauteur, cette machine à trois pales de 15 mètres de diamètre (voir la figure I.1) a fonctionné pendant près de 10 ans.



Figure I.1 Eolienne d'Arar [16]

Par ailleurs, selon des archives du Ministère de l'hydraulique, deux autres éoliennes ont été installées à Mecheria, pour l'alimentation en eau potable de la ville et à Naama, pour le pompage de l'eau. Les deux machines étaient couplées à une génératrice à courant continu et entraînaient une pompe électrique à courant continu. Pour qu'une telle installation soit performante, la vitesse moyenne du vent doit être supérieure à 4 m/s. Pour les installations de grandes puissances, les vitesses du vent moyennes doivent être supérieures à 6 m/s, la hauteur de référence étant de 10 mètres. Cependant, avoir de grandes vitesses ne

suffi pas. En effet, la disponibilité de cette ressource éolienne doit être importante. En d'autres termes, le nombre d'heures pendant lesquelles la vitesse du vent est élevée doit être important sur l'année. Selon le premier Atlas Vent de l'Algérie établi par l'ONM (l'Office National de la Météorologie) en 1990 [19] les vitesses les plus élevées sont de l'ordre de 6 m/s et sont localisées dans la région d'Adrar. Ces résultats, qui avaient été obtenus à partir d'un traitement statistique des données vent couvrant jusqu'à 10 années de mesures, sont la base des cartes éoliennes établies par les chercheurs du CDER (figure I.2). Mais récemment, dans le nouvel Atlas éolien établi par l'ONM l'existence de sites ventés dans d'autres régions du Sud a été mise en évidence. Outre Adrar, les régions de Tamanrasset, Djanet et In Salah disposeraient d'un potentiel éolien exploitable [20]. A noter que lors de l'élaboration du premier Atlas, seules 36 stations météorologiques existaient alors que pour le dernier Atlas, le nombre de points de mesures est passé à 74. Cependant, étant donnée la superficie du territoire algérien, ce dernier chiffre reste faible. Des stations de mesures éoliennes complémentaires sont en cours d'installation. Le gisement éolien en Algérie est donc toujours en cours d'évaluation.

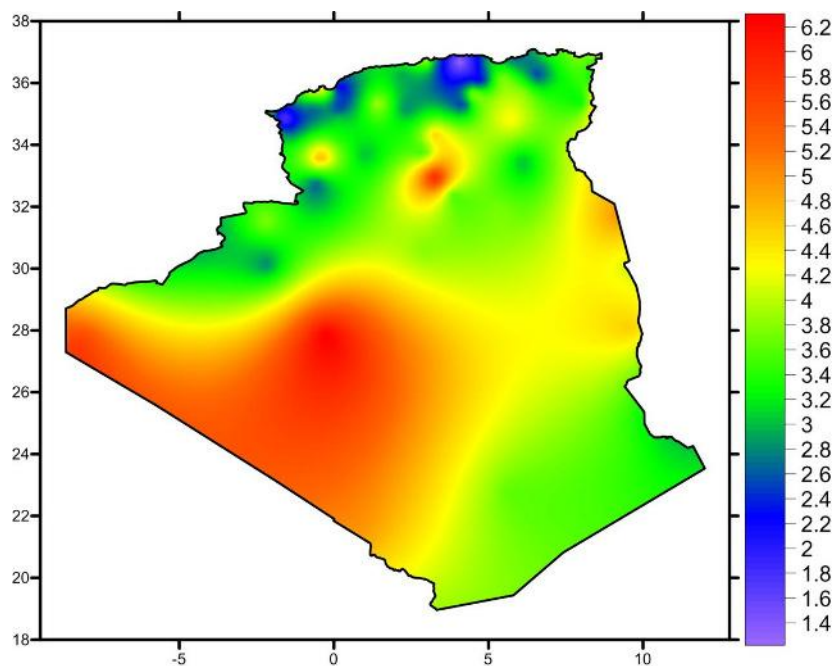


Figure I.2 Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol [21]

I.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des inconvénients qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement [6].

I.4.1 Avantages

L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement [22] :

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, c'est à dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier.
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie à risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit pas de déchets radioactifs.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- La période de haute productivité se situe en hiver (vent plus forts), ce qui correspond à la période de l'année où la demande est plus forte.
- C'est l'énergie renouvelable la moins chère à produire [23].
- L'énergie éolienne est une énergie propre, elle n'a aucun impact néfaste sur l'environnement comme les autres sources d'énergie qui ont causé un changement radical du climat par la production énorme et directe du CO₂.

I.4.2 Inconvénients

- L'impact visuel, ça reste néanmoins un thème subjectif.
- Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée.
- L'impact sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs [24].
- D'autres études disent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas attraper par les aéroturbines [25].
- La qualité de la puissance électrique : la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique à cause du vent aléatoire qui provoque l'instabilité de la production.

- Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources de l'énergie classique bien qu'en terme du coût, l'éolien puisse sur les meilleurs sites, c'est à dire là où il y a le plus de vent, concurrencer la plupart des sources d'énergie classique, son coût reste encore plus élevé que celui des sources classiques sur les sites moins ventés.

I.5 Principe et constituant d'un système éolien

I.5.1 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur [26].

Cette conversion se fait en deux étapes [8]:

- Au niveau de la turbine, qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- Au niveau de la génératrice, qui reçoit de l'énergie mécanique et la converti en énergie électrique qui la transmet ensuite sur les réseaux électrique.

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

- Eoliennes de petite puissance inférieures à 40 KW.
- Eoliennes de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de KW.
- Eoliennes de forte puissance : supérieures à 1 MW.

I.5.2 Les différents types d'éoliennes

Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. En effet, les turbines éoliennes sont classées selon la disposition géométrique de leur arbre sur lequel est montée l'hélice, en deux types :

- Eoliennes à axe vertical.
- Eoliennes à axe horizontal.

I.5.2 .1 Les éoliennes à axe vertical

Les principaux capteurs à axe vertical sont le rotor de Savonius, le rotor de Darrieux classique et Darrieux en forme de H (figure I.3) [27].

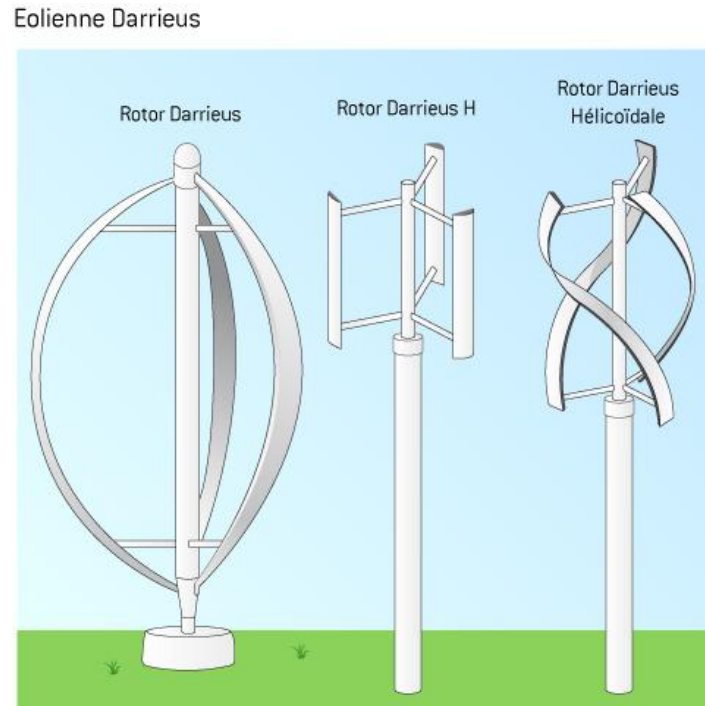


Figure I.3 Eolienne à axe vertical [28]

Elles sont très peu mises en jeu de nos jours car elles sont moins performantes que celles à axe horizontal. Elles fonctionnent sur le même principe que les roues hydraulique avec une direction de vent perpendiculaire à l'axe de rotation.

La conception verticale offre l'avantage de mettre la machine au sol (accès plus facile à la génératrice et au multiplicateur) mais cela impose que l'éolienne fonctionne avec des vents proches du sol, moins forts qu'en hauteurs. De par son axe vertical, il y'a symétrie de révolution et le vent peut provenir de toutes les directions sans avoir à orienter le rotor. Par contre ce type d'éolienne ne peut pas démarrer automatiquement, il faut la lancer dès l'apparition d'un vent suffisamment fort pour permettre la production. En ce qui concerne leur implantation, elles sont haubanées sur de grandes distances. En effet, les câbles des haubans doivent passer au-dessus des pales. Cela représente un inconvénient majeur sur un site agricole.

I.5.2 .2 Éoliennes à axe horizontal

Les turbines à axe horizontal (figure I.4) sont les plus utilisées actuellement comparées à celles à axe vertical puisque elles présentent un coût moins important, en plus elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques [5]. Elles sont constituées de plusieurs pales pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le nombre des pales varie entre 1 et

3, le rotor tripal est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien [29]. La turbine peut se trouver à l'avant de la nacelle ou à l'arrière (voir la figure I.5) : au vent (Upwind) ou sous le vent (Downwind) [30]. Les turbines à axe horizontal sont généralement placées face au vent par un mécanisme d'asservissement de l'orientation ou par un phénomène d'équilibre dynamique naturel assuré par un gouvernail dans le cas d'une turbine sous le vent.



Figure I.4 Eolienne à axe horizontal [26]

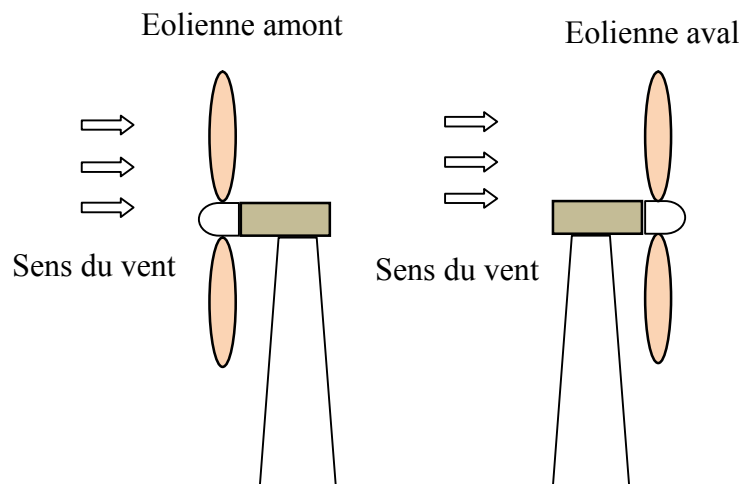


Figure I.5 éolienne en amont et en aval

La figure I.6 montre le choix des turbines éoliennes tripales du point de vu rendement.

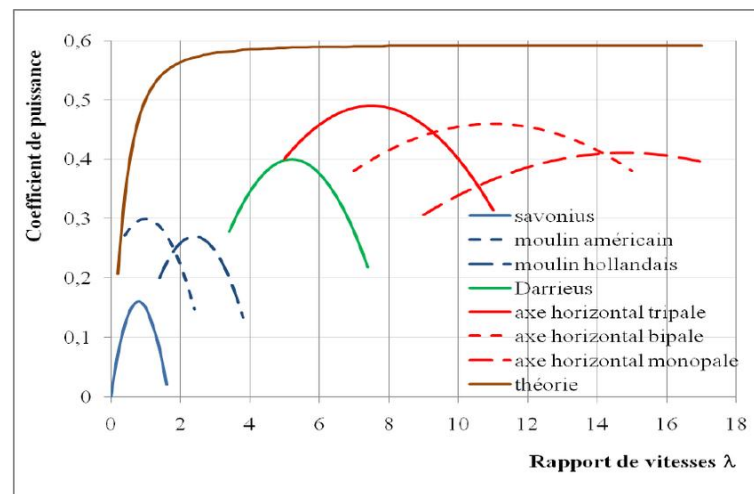


Figure I.6 Coefficient de puissance des différentes configurations d'éoliennes

Malgré ses inconvénients, cette structure est la plus utilisée de nos jours. Cependant, les structures à axe vertical sont encore utilisées pour la production d'électricité dans les zones isolées. Elles sont de faible puissance et généralement destinées à des utilisations permanentes comme par exemple la charge des batteries.

I.5.2 .3 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" est généralement constituée de trois éléments principaux :

- **Le mât** : généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité.
- **La nacelle** : regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque, différent du frein aérodynamique, qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales

(frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent).

- **Le rotor** : formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale étant de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit.

La figure I.7 montre un exemple typique de chaîne de conversion à multiplicateur

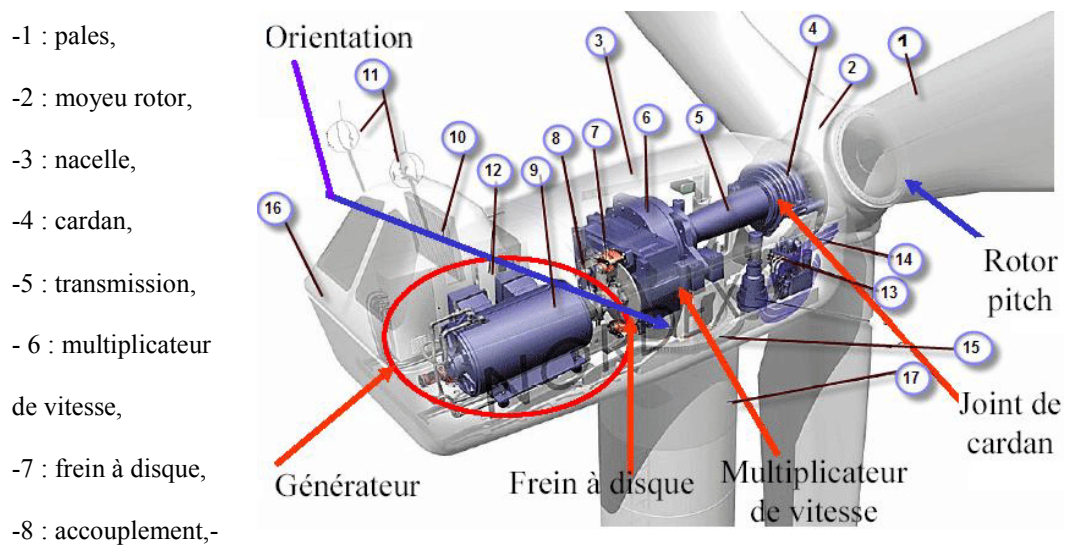


Figure I.7 Les composantes d'une éolienne Nordex N60 (1300 kW) [31]

I.5.3 Principe de fonctionnement

A la hauteur de la nacelle souffle un vent de vitesse. Tant que cette vitesse est en dessous de la vitesse seuil, les pales sont en drapeau (la surface de ces derniers est perpendiculaire à la direction du vent) et le système est à l'arrêt.

A la vitesse seuil détectée par l'anémomètre, un signal est donné par le système de commande pour la mise en fonctionnement, le mécanisme d'orientation fait tourner la nacelle face au vent, les pales sont ensuite placées avec l'angle de calage éolien et commence à tourner. Une puissance P_{vent} est alors captée est transmise à l'arbre avec un coefficient de performance. Au rendement du multiplicateur près, cette même puissance est retransmise à l'arbre de la génératrice à une vitesse plus élevée. Cette puissance

mécanique va enfin être transformée en puissance électrique débitée par la machine. On distingue alors deux cas, soit l'éolienne reliée au réseau de distribution (directement ou à travers des convertisseurs statiques), soit elle alimente en autonome une charge isolée travers ou sans les convertisseurs statiques.

La puissance cinétique du vent travers un disque éolien de rayon R (en.m), est donné par la relation suivante :

$$P_{vent} = \rho \pi R^2 V_{vent}^3 \quad (I.1)$$

Avec :

R : correspond pratiquement à la longueur de la pale.

ρ : Masse volumique de l'air (celle-ci est de 1,25kg/m en atmosphère normale).

V_{vent} : est la vitesse du vent

Cette puissance ne peut être totalement captée, cela voudrait dire que la vitesse du vent est nulle en aval des pales, on exprime alors la puissance captée par une éolienne [5].

$$P_{capt} = C_p(\lambda) P_{vent} \quad (I.2)$$

C_p : est le coefficient de performance ou coefficient de puissance.

I.5.3 .1 Le coefficient de puissance

Le coefficient de puissance représente le rapport de la puissance récupérée sur la puissance récupérable. Ce coefficient qui ne peut dépasser la valeur limite, appelée limite de Betz qui est 16/27 soit 0,5926 [32], c'est cette valeur qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Sa relation s'exprime comme suit :

$$C_p = \frac{P_t}{\frac{1}{2} \rho S_t V_{vent}^3} \quad (I.3)$$

P_t : Puissance de la turbine éolienne.

$S_t = \pi R^2$: Surface balayée par la turbine éolienne.

Le coefficient de puissance est en fonction du rapport λ entre la vitesse linéaire des extrémités des pales sur la vitesse du vent, il est donné par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_{vent}} \quad (I.4)$$

Où Ω_t (en rad/s) est la vitesse du rotor à faible vitesse, sachant que la vitesse Ω_r du rotor de la génératrice est liée à celle du rotor lent par :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_r}{K_g} \quad (I.5)$$

Où K_g représente le rapport de la vitesse du multiplicateur .On peut exprimer le rapport λ en fonction de la vitesse de la machine.

$$\lambda = \frac{\Omega_r R}{K_g V_{vent}} \quad (I.6)$$

Ce rapport s'appelle rapport de vitesse en bout de pales (tip-speed ratio) ou rapport d'avance. La puissance mécanique transmise au rotor égale à la puissance captée, et s'écrit :

$$P_t = P_{capt} = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho \pi R^2 V_{vent}^3 \quad (I.7)$$

L'allure de la variation du C_p en fonction du rapport de vitesse est illustrée sur la figure I.8

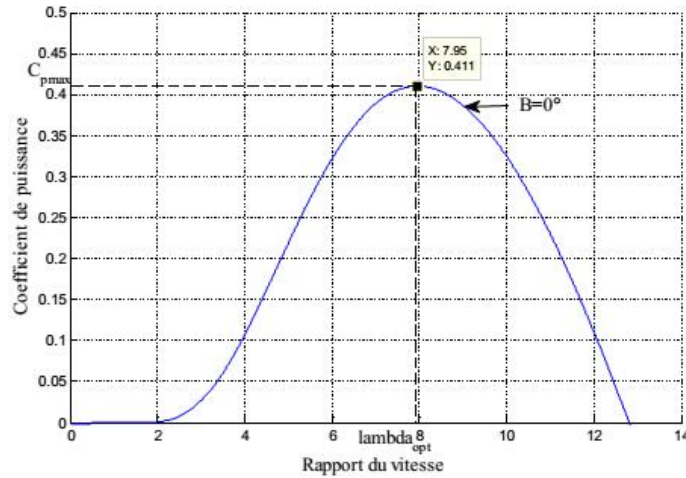


Figure I.8 Variation du C_p en fonction du rapport de vitesse

A partir de cette caractérisation, il est possible de déterminer une famille de courbe qui décrit la puissance mécanique disponible sur le rotor de la génératrice en fonction de la vitesse de rotation des pales pour différentes vitesses du vent. Sur la figure I.9, on peut remarquer que pour chaque vitesse de vent, il existe une vitesse de la génératrice qui permet de capter une puissance maximale.

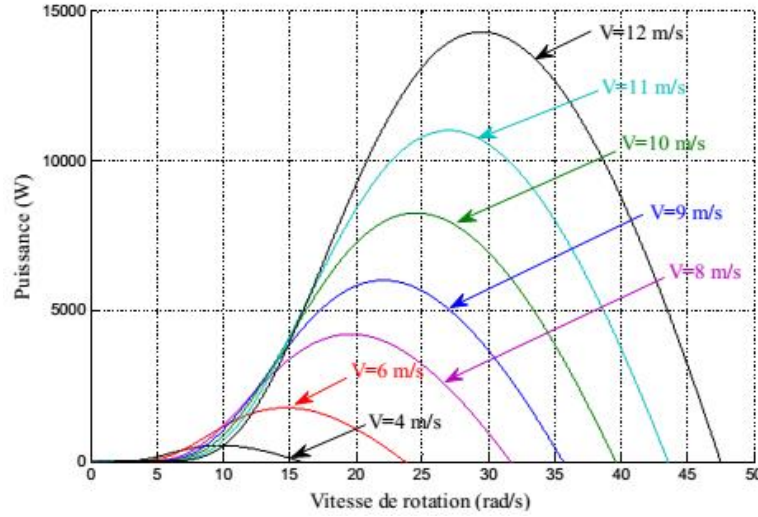


Figure I.9 Puissance escomptée en fonction de la vitesse de la génératrice pour différentes vitesses du vent

I.5.3.2 Le coefficient du couple

Le coefficient de couple C_m est assez proche du coefficient de puissance. Il est très utile afin d'estimer la valeur des couples aux différents points de fonctionnement. Sa valeur est déterminée par la relation suivante [32,33]:

$$C_m = \frac{T_t}{\frac{1}{2}\rho S_t R_t V^2} \quad (\text{I.8})$$

T_t : Couple de la turbine éolienne.

R_t : Rayon de la turbine éolienne.

I.6 La conversion électromécanique

Il y a encore quelques années, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Elles contenaient pour la plupart un générateur asynchrone à cage d'écureuil. C'est en grande partie les progrès technologiques réalisés sur les composants d'électronique de puissance et la réduction des prix correspondant qui ont rendu leur utilisation dans les nouveaux aérogénérateurs possible. L'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique. Comme on l'a indiqué sur la figure I.10, ceci entraîne une amélioration du rendement énergétique du système. La vitesse variable permet également d'améliorer la qualité de la puissance électrique produite, en introduisant de la souplesse dans la réaction du système face aux fluctuations brusques de la vitesse du vent. L'inconvénient principal de ce genre de système est le surcoût introduit par

l'incorporation des convertisseurs de puissance. Ce coût dépendant de la taille de ces convertisseurs, il devient relativement important pour les éoliennes de grande taille. De plus les performances des composants électroniques utilisés par ces convertisseurs tels que les transistors IGBT diminuent à partir d'une certaine puissance.

Avec l'utilisation des machines asynchrones à rotor bobiné, la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 25% de la puissance totale passe par les convertisseurs de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux. L'inconvénient de ce système est la présence de balais au rotor, ce qui demande un travail de maintenance plus important [26].

Aujourd'hui, 80% des nouveaux aérogénérateurs contiennent des générateurs asynchrones doublement alimenté (à rotor bobiné). C'est le type de machine choisi pour l'étude de recherche menée dans cette thèse. Cette machine est également étudiée par exemple dans [34].

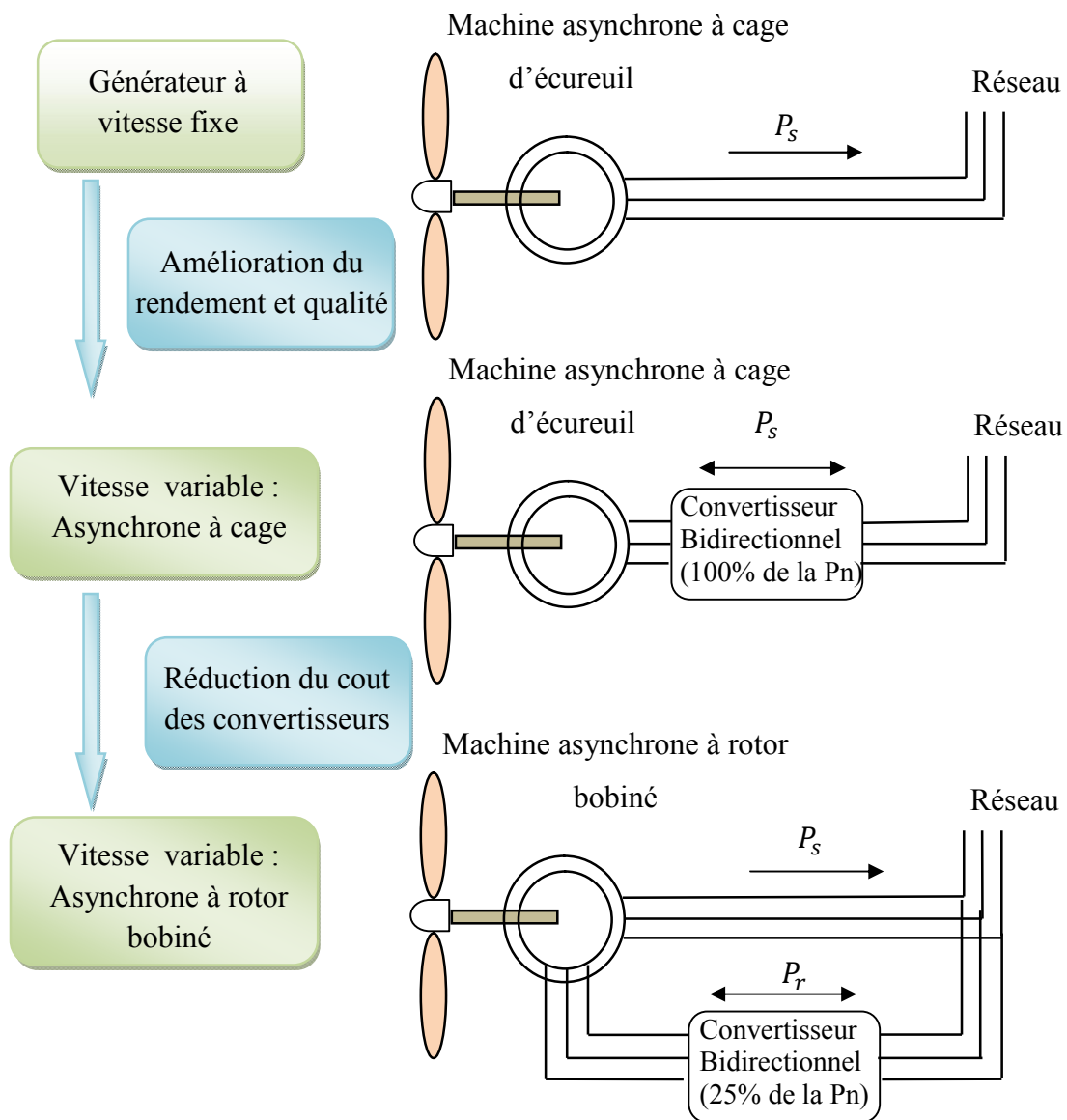


Figure I.10 Evolution de la configuration électrique

I.7 Les éoliennes à vitesse fixe

Dans le premier cas (figure I.11), le générateur tourne à vitesse fixe ou varie très légèrement en jouant sur le glissement de la machine asynchrone (seules les générateurs asynchrones sont utilisés dans ce cas). Deux générateurs asynchrones sont souvent utilisés dans ce type d'éoliennes. Un générateur dimensionné pour des faibles puissances correspondant à des vitesses de vent faibles et un générateur dimensionné pour des fortes puissances correspondant à des vitesses de vent plus élevés. Le problème majeur de cette solution est la complexité du montage qui augmente la masse embarquée. Une autre solution consiste à utiliser un câblage du stator qui peut être modifié afin de faire varier le

nombre de pôles. Cette disposition permet également de proposer deux régimes de rotation l'un rapide en journée et l'autre plus lent la nuit permettant de diminuer le bruit [35].

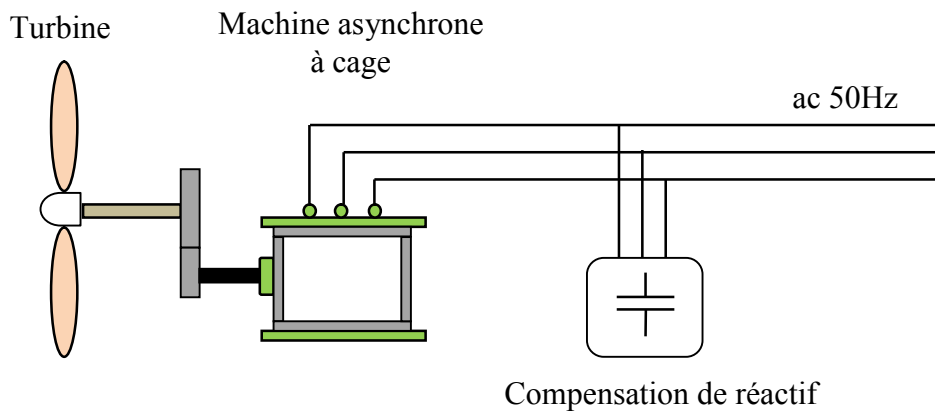


Figure I.11 Eolienne à vitesse fixe basé sur la machine asynchrone à cage

I.8 Les éoliennes à vitesse variable

Dans le deuxième cas (figure I.12), une interface de puissance adapte la fréquence des courants du générateur à celle du réseau et permet ainsi de fonctionner à vitesse variable. Autrement dit, l'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique [35].

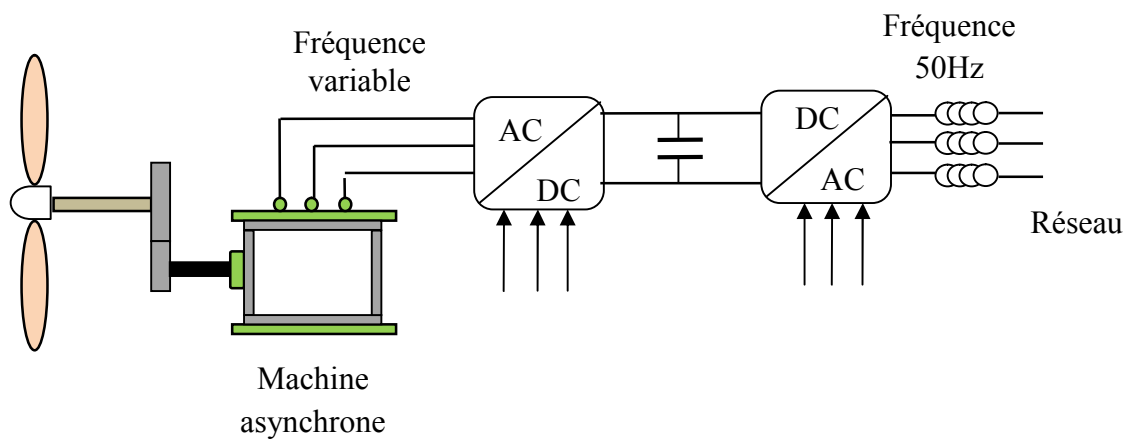


Figure I.12 Eolienne à vitesse variable basé sur la machine asynchrone à cage.

L'ensemble des caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent est illustrée sur la figure I.13. À partir de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si le générateur est entraîné à une vitesse fixe les maxima théoriques des courbes de puissance ne seraient pas exploités. Pour

cela, et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement en terme de puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la vitesse du vent [26].

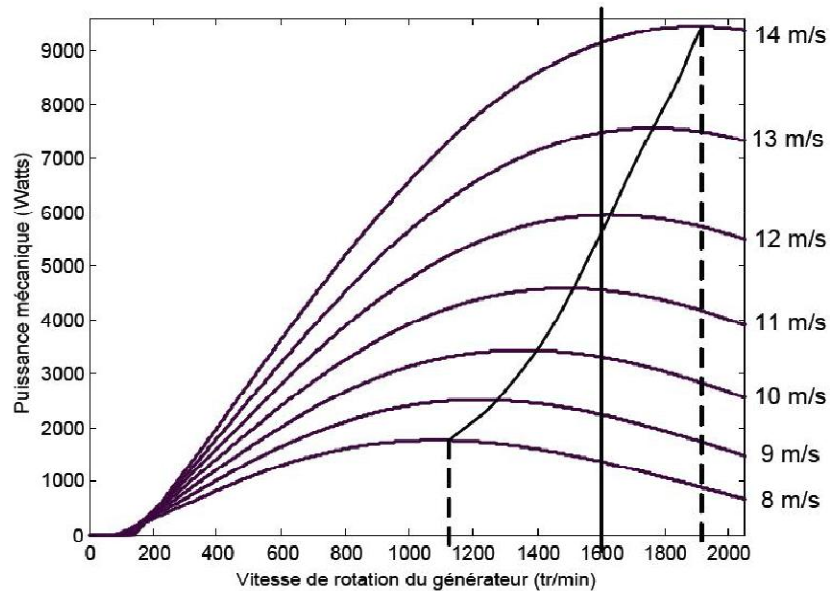


Figure I.13 Puissance théorique disponible pour un type d'éolienne donnée [5]

Au vu de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent la génératrice fonctionne à vitesse fixe (par exemple 1600 tr/min sur la figure I.11) les maxima théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités. Pour pouvoir optimiser le transfert de puissance et ainsi obtenir le maximum théorique pour chaque vitesse de vent, la machine devra pouvoir fonctionner entre 1100 et 1900 tr/min pour cet exemple [5]. Le tableau 1 illustre un comparatif simple entre les différents fonctionnements.

Fonctionnement à vitesse fixe	Fonctionnement à vitesse variable
➤ Simplicité du système électrique, ➤ Grande fiabilité, ➤ Faible probabilité d'entrée en résonance des éléments de l'éolienne ➤ Moins cher, ➤ Fonctionnement à vitesse variable ($\pm 30\%$ de la vitesse nominale).	➤ Augmentation du rendement énergétique. ➤ Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance, ➤ Réduction des efforts subis par le train de puissance. ➤ Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Tableau I.1 comparaison entre les différents fonctionnements

I.9 Eolienne à Vitesse Variable à base de la Machine Asynchrone à Double alimentation (MADA) :

Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur coté MADA et convertisseur coté réseau),

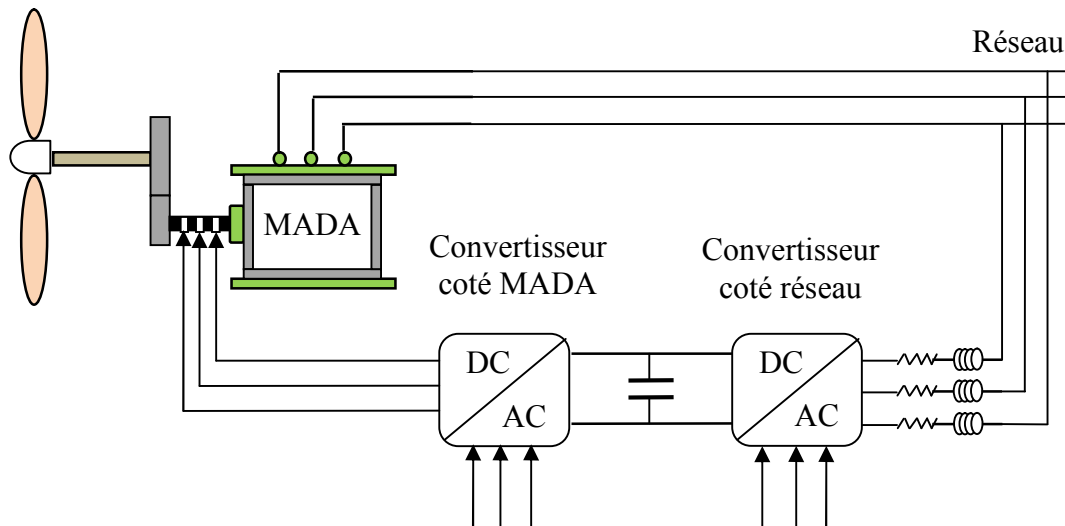


Figure I.14 Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA

I.9.1 Description du Fonctionnement de la MADA :

I.9.1.1 Structure de la Machine :

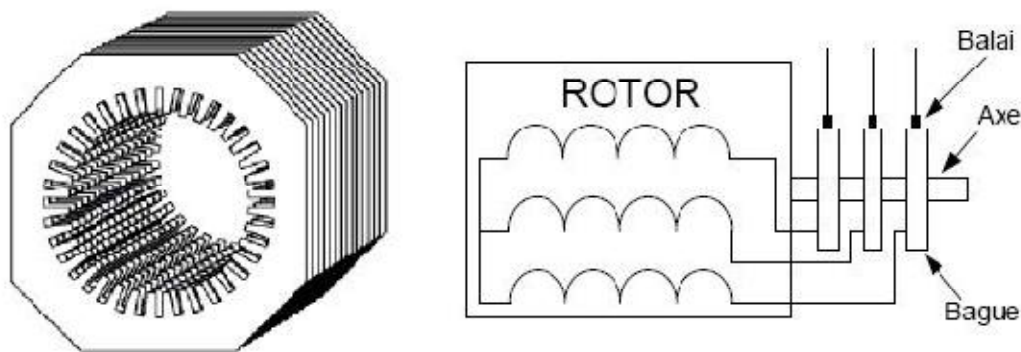


Figure I.15 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

Connue depuis 1899, [36] il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures; la machine asynchrone à double alimentation, MADA, présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches

dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [37].

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

I.9.1.2 Modes de Fonctionnement de la MADA :

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur nous concerne dans cette thèse. Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence 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 [32]. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, 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 ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [5].

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [26].

I.9.1.2.1 Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone

La figure I.16 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [32].

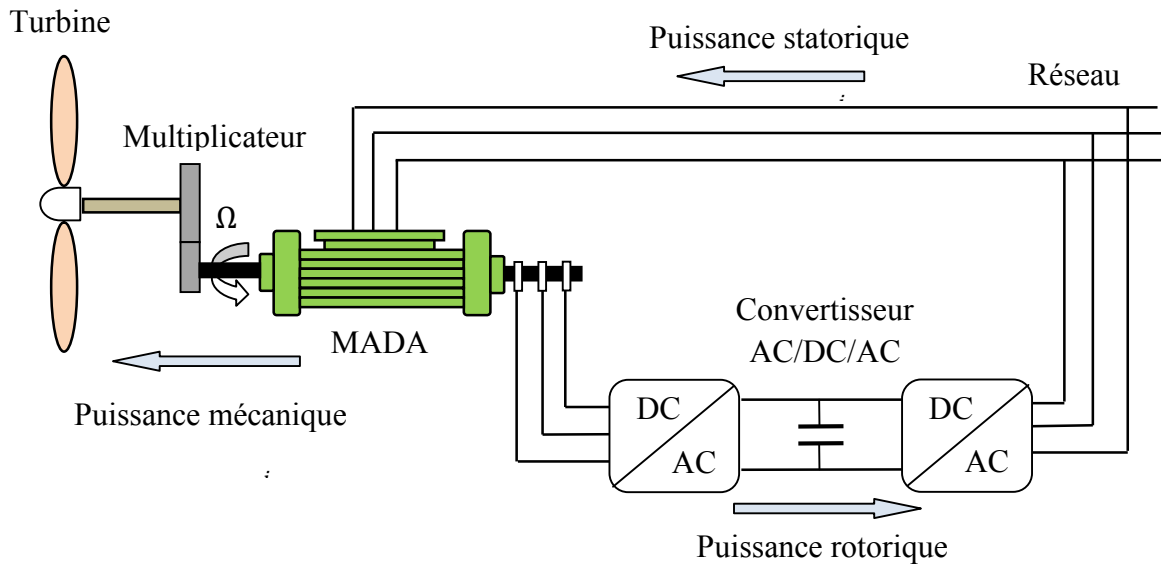


Figure I.16 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

I.9.1.2.2 Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone :

La figure I.17 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement. [32].

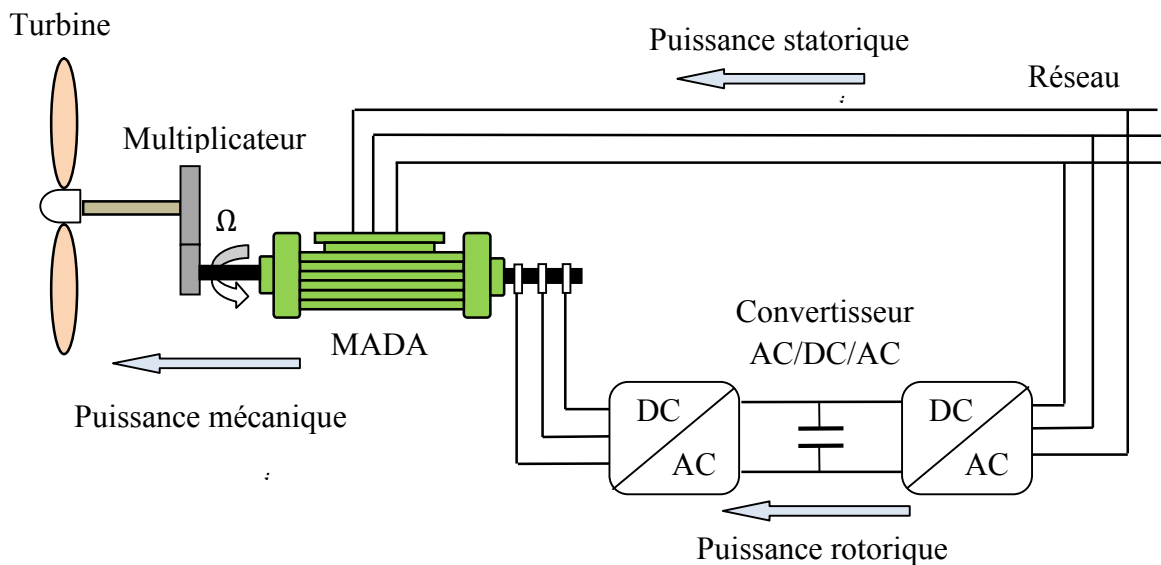


Figure I.17 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

I.9.1.2.3 Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone :

La Figure I.18 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en

dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement. [32].

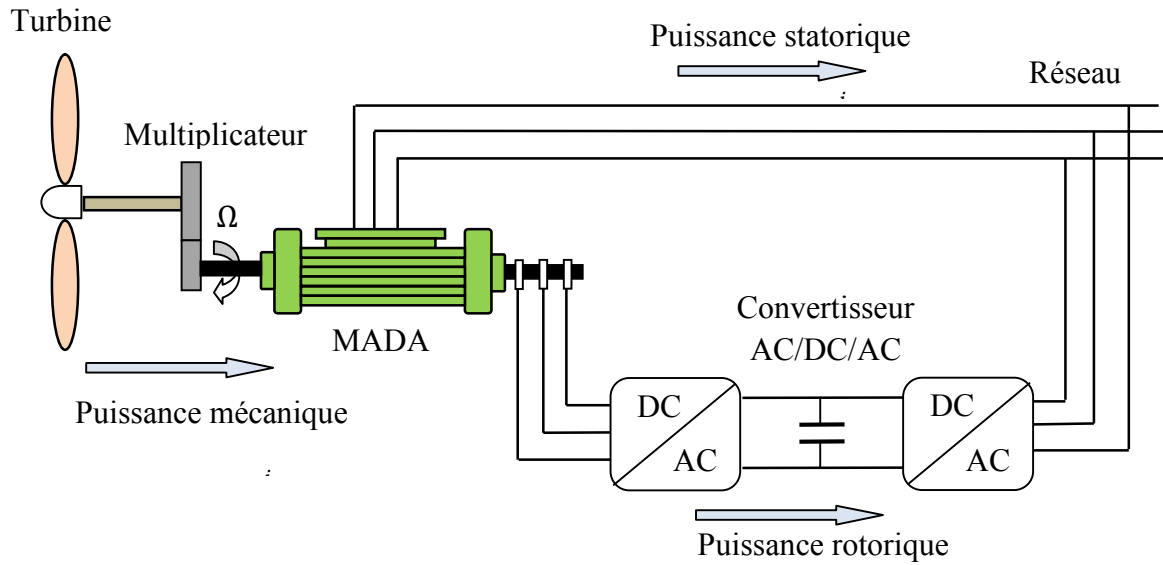


Figure I.18 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

I.9.1.2.4 Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone:

La figure I.19 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor. [32].

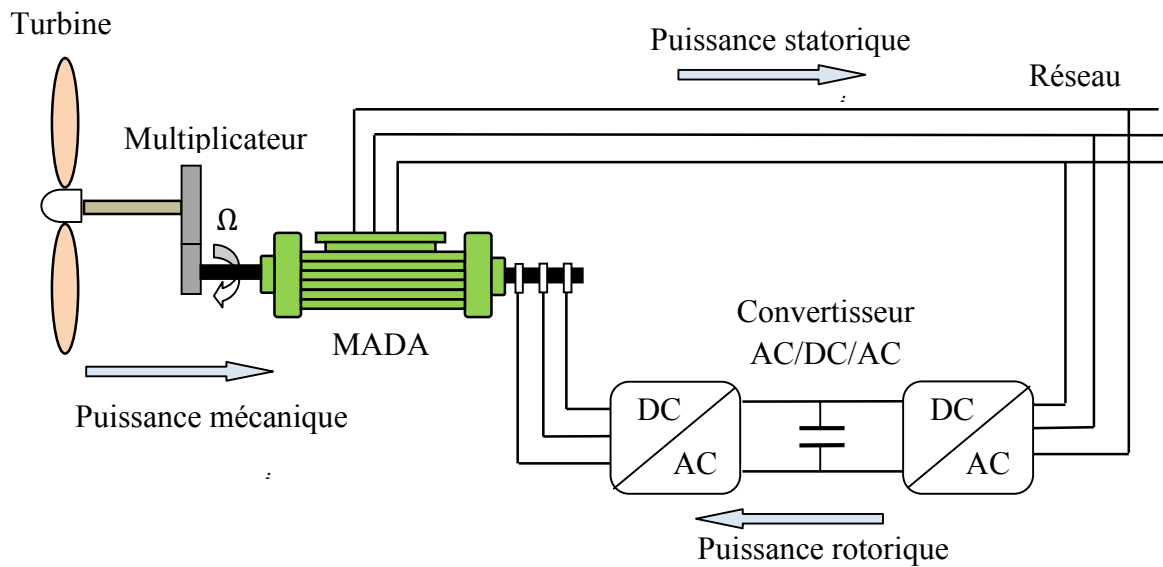


Figure I.19 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [32].

I.10 Les différentes structures d'alimentation de la MADA :

I.10.1 Introduction.

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau. Mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour la quelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

I.10.2 Machine asynchrone à double alimentation « type brushless » :

Pour réaliser une double alimentation par le stator, la machine asynchrone est munie de deux bobinages statoriques distincts figure I.20. Un des bobinages est directement connecté au réseau et constitue le principal support de transmission de l'énergie générée. On peut contrôler la vitesse de la génératrice autour d'un point de fonctionnement en agissant sur les tensions appliquées au second bobinage statorique qui sera appelé enroulement d'excitation. Cet enroulement possède un autre nombre de paire de pôles que celui du premier bobinage. Il est connecté à des convertisseurs d'électronique de puissance qui sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la turbine, le coût s'en trouve réduit [38].

La machine n'a pas de contacts glissants mais possède deux stators à nombre de paire de pôles différent ce qui augmente son diamètre et sa complexité de fabrication. Il a été vérifié que cette structure génère des puissances fluctuantes sur le réseau.

Ce système n'a pas été exploité industriellement mais existe à l'état de prototype

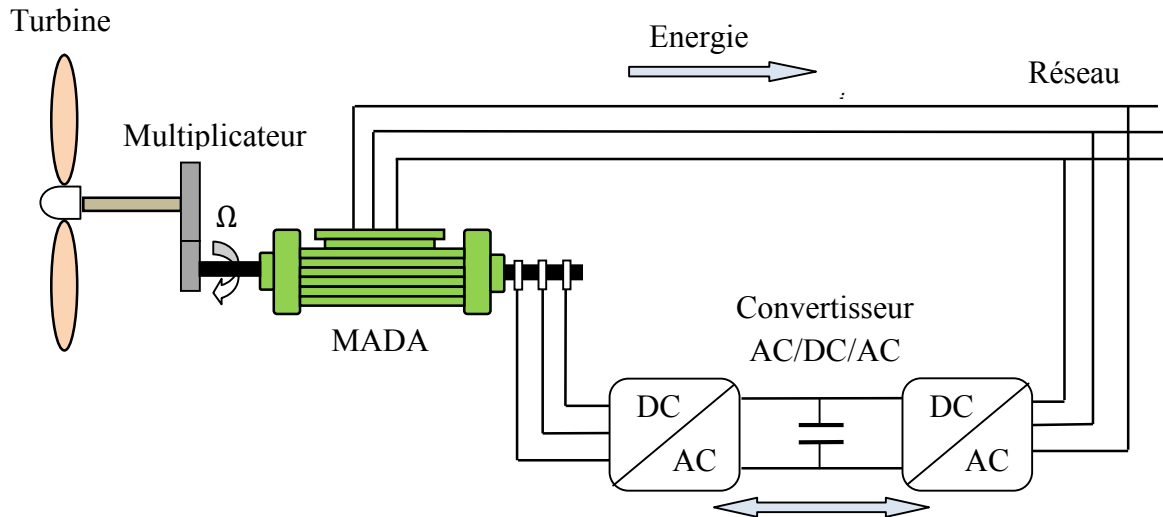


Figure I.20 Machine asynchrone à double bobinage statorique

I.10.3 Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée » :

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor [39]. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau, mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. La figure I.21 montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobine pilotée par le rotor.

Pour expliquer son principe de fonctionnement, en négligeant toutes les pertes. En prenant en compte cette hypothèse, la puissance P est fournie au stator et traverse l'entrefer une partie de cette puissance fournie, $(1-g)P$, est retrouvée sous forme de puissance mécanique; le reste, gP sort par les balais sous forme de grandeur alternatives de fréquence gf . Ces grandeurs, de fréquence variable, sont transformées en énergie ayant la même fréquence que le réseau électrique, auquel elle est renvoyée, par l'intermédiaire du deuxième convertisseur. Donc le réseau reçoit $(1+g)P$.

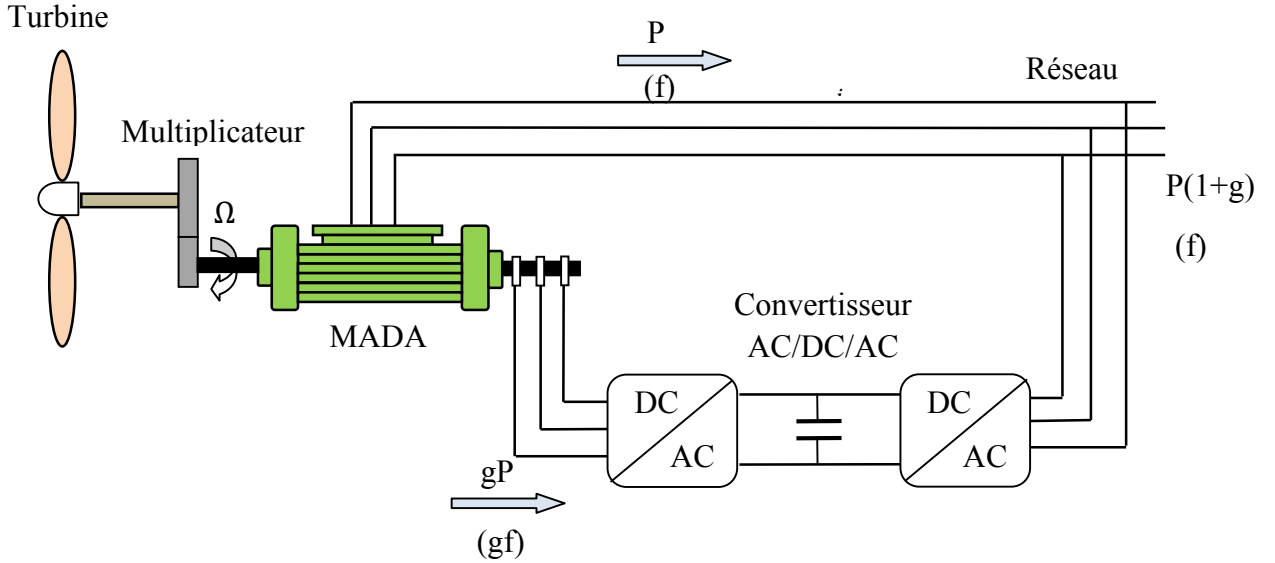


Figure I.21 Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor

Les bobinages du rotor sont accessibles grâce à un système de balais et de collecteurs comme il est illustre sur la figure I.22

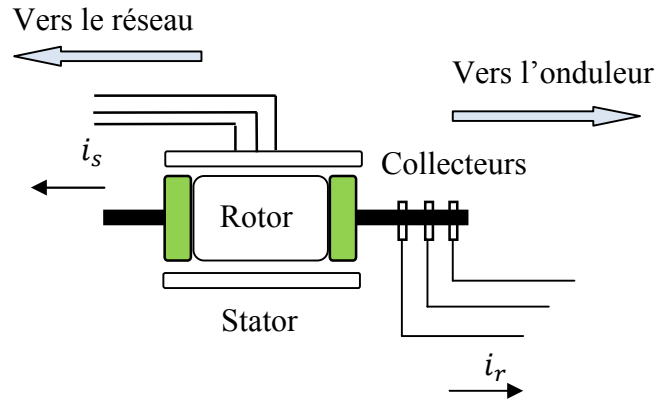


Figure I.22 : Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices.

Une fois connecté au réseau, un flux magnétique tournant à vitesse fixe apparaît au stator. Ce flux dépend de la reluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et donc du courant statorique. Pendant la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des f.e.m dans le bobinage du rotor. Le rapport entre les f.e.m créés au rotor et au stator est :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{\omega_s - \omega_{mec}}{\omega_{mec}} \quad (I.9)$$

N_s et N_r : sont respectivement le nombre de spire des bobinages rotorique et statoriques.

ω_s et ω_{mec} : sont respectivement les pulsations de synchronisme et mécanique de la machine.

$$g = \frac{\omega_s - \omega_{mec}}{\omega_{mec}} \quad (I.10)$$

Le courant dans le stator et le rotor est défini comme dans le cas d'un transformateur parfait.

$$\frac{i_s}{i_r} = \frac{N_s}{N_r} \quad (I.11)$$

Donc, on aura le rapport des puissances :

$$\frac{s_r}{s_s} = \frac{i_r E_r}{i_s E_s} = g \quad (I.12)$$

Cette équation montre que pour une puissance constante transmise au stator, plus on transmet de la puissance par le rotor et, plus on augmente le glissement. La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant supposée constante, il est donc possible de contrôler la vitesse de la génératrice en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement g comme le montre l'équation (I.12).

I.10.4 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée :

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure I.23 le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone [5].

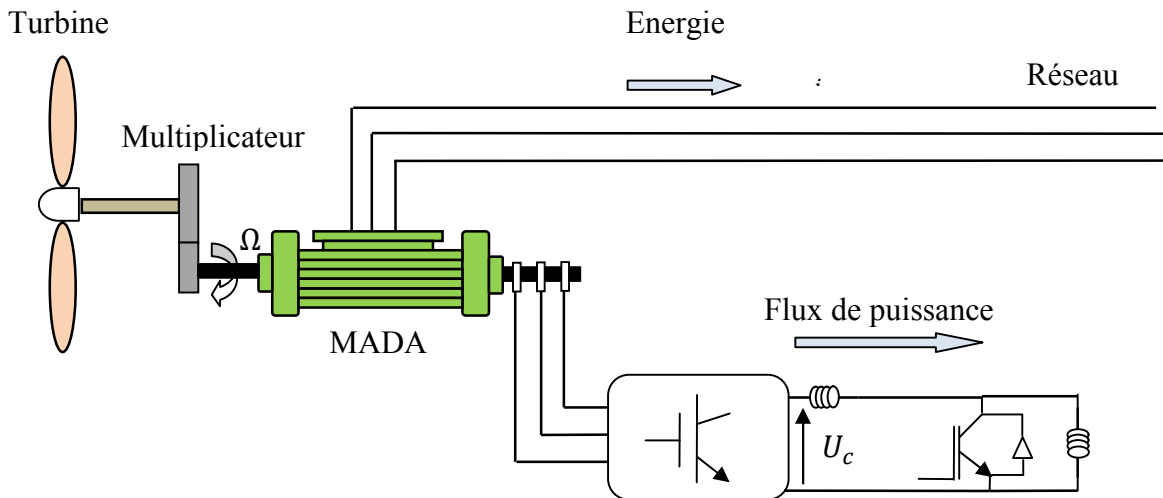


Figure I.23 MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique.

I.10.5 Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à thyristor « structure de Kramer »

Une première structure pour l'alimentation électrique consiste à utiliser un pont à diodes et un pont à thyristors, cette structure est appelée « montage de Kramer ». Les tensions entre bagues sont redressées par le pont à diodes. L'onduleur à thyristors non autonome applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage.

Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone figure I.24. Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau [5].

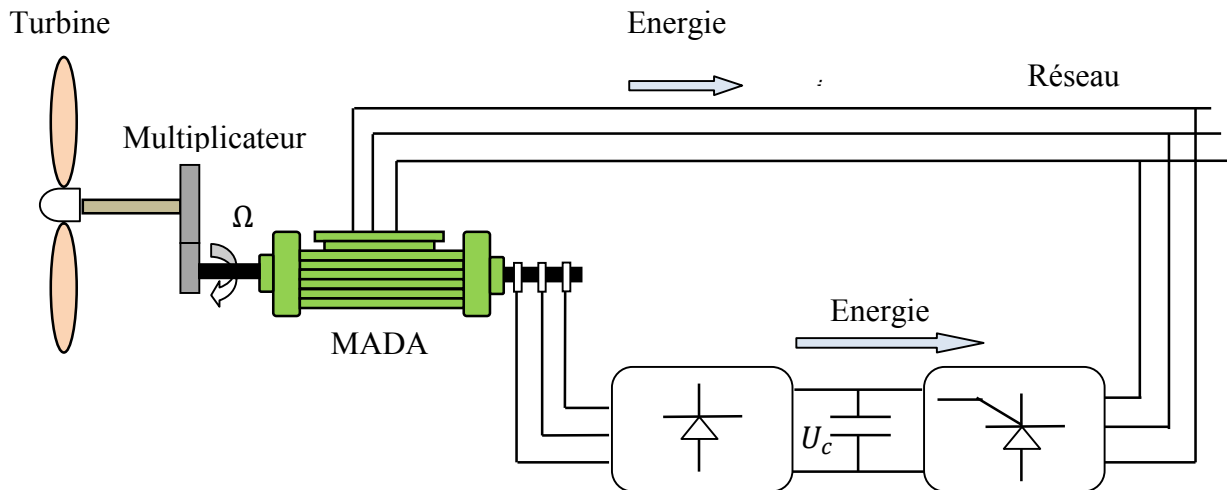


Figure I.24 : MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor

I.10.6 Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à transistor « structure de Kramer »

Les onduleurs à commutation naturelle constitués des thyristors de la structure précédente sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) constitués par des transistors de puissance, comme il est illustré sur la figure I.25.

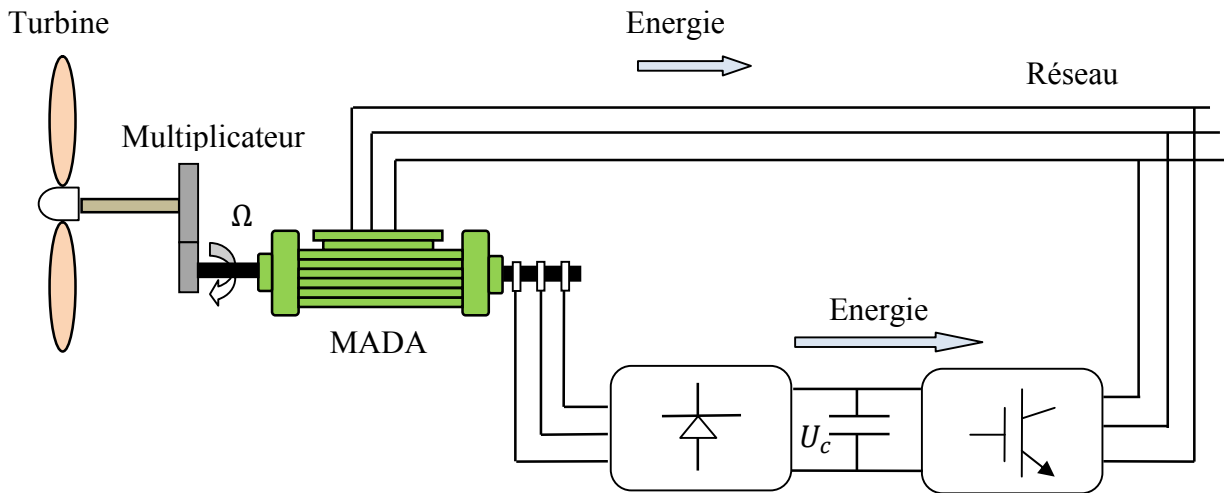


Figure I.25: MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI

I.10.7 Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur :

L'association redresseur- onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur figure I.26, cette configuration possède les même caractéristiques que la précédente, sauf que l'énergie de glissement peut être transférée dans les deux sens .Ce montage est aussi connu sous la dénomination «topologie statique Sherbius » celui ci utilisé dans la figure ci-dessous est conçu pour des valeur de fréquence rotorique très inférieures à celle du réseau autrement dit pour des glissement très faibles. Ainsi, ceci permet l'utilisation de thyristor qui est intéressant du point de vue coût. Comme le flux de la puissance est bidirectionnel, il est possible d'augmenter ou de diminuer l'énergie de glissement et ainsi faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur [5].

Une telle structure a été utilisée pour une éolienne de 750KW dont la vitesse de la turbine varie entre 20et 25 tr/min, avec un convertisseur dimensionné pour 200 KW.

L'utilisation du cycloconvertisseur généré par conséquent des harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI. [5].

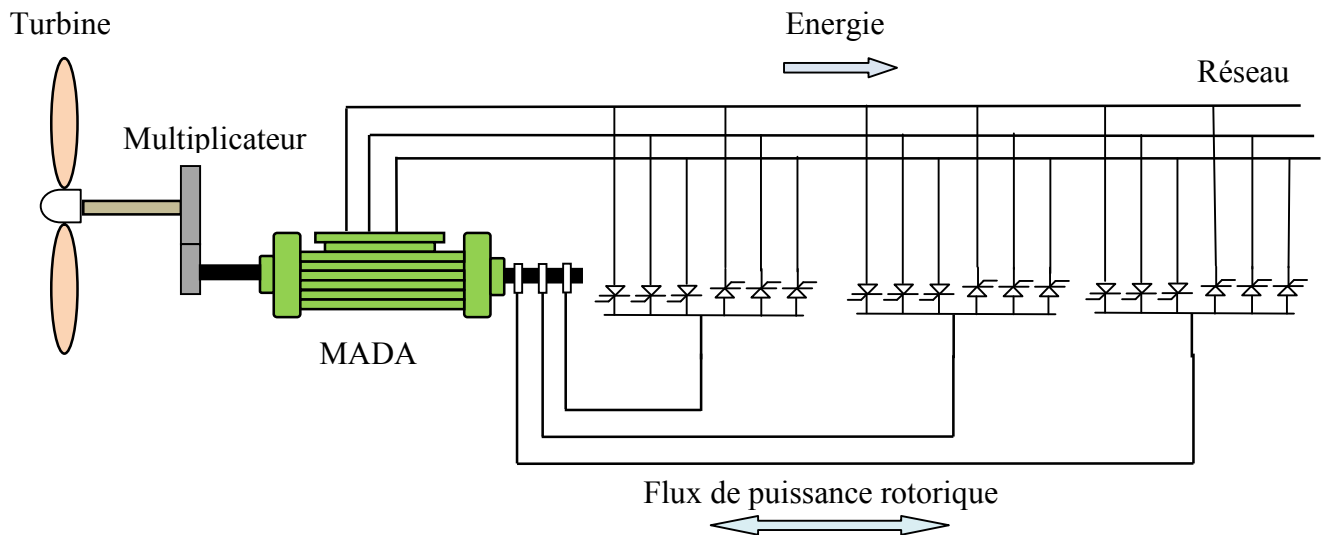


Figure I.26: Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

I.10.8 Machine asynchrone à double alimentation : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.

Une autre structure intéressante figure I.27 utilise deux ponts triphasés d'IGBT commandables à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [5].

L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en modulation de largeur d'impulsions, dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées). Ce choix permet un contrôle du flux et de la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine et un contrôle des puissances actives et réactives transitée du côté réseau. Cette configuration hérite des mêmes caractéristiques que la structure précédente. La puissance rotorique est bidirectionnelle, la bi-directionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Il est à noter cependant que le fonctionnement en MLI de l'onduleur du côté réseau permet un prélèvement des courants de meilleur qualité.

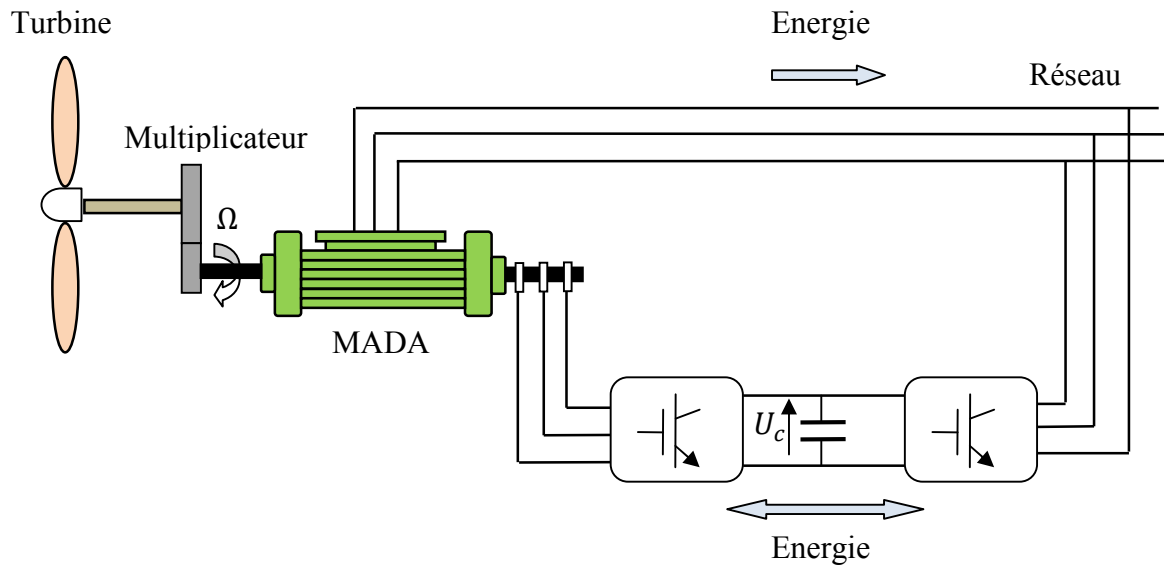


Figure I .27 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté quelques généralités sur l'énergie éolienne. Puis, un bref aperçu sur les différents éléments associés. On a présenté la structure d'une machine asynchrone à double alimentation ainsi que ses différentes structures d'alimentation. Notre choix dans le cadre de ce travail, s'est porté sur celle qui permet l'alimentation par deux convertisseurs MLI qui offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux et la vitesse de la génératrice, et les flux des puissances transitées au réseau. On trouve donc que cette configuration est intéressante à l'exploitation dans un système éolien.

Le prochain chapitre, sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, du convertisseur statique et à la turbine éolienne.

Chapitre II

Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

II.1.Introduction

La modélisation de la chaîne de conversion éolienne est une étape primordiale dans la compréhension du système éolien. Cette étape permet de premier lieu d'abord de comprendre le comportement dynamique et l'interaction électromécanique de la machine. Avec le modèle approprié, nous pouvons nous orienter facilement n'importe commande.

Dans un premier temps, les différentes parties constituant un système éolien seront modélisées. Nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation dans un référentiel de Park lié au champ tournant d,q . La deuxième étape est consacré à la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande. Enfin, nous aborderons la modélisation de la turbine éolienne et nous terminerons par la synthèse d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) dans le but de contrôler la puissance mécanique délivrée par la turbine de sorte à extraire le maximum de puissance et ce quelque soit le vent qui lui est appliqué. Tous les modèles ont été développés en vue d'une exploitation par logiciel Matlab/Simulink, ce qui permet de mettre en place assez rapidement des modèles ainsi que des lois de commande associés et bien adaptés à la simulation des phénomènes de natures électromagnétique et électromécanique.

II.2. Description générale du système

Le système étudié est constitué d'une turbine éolienne comprenant trois pales de longueur R , fixées sur un arbre d'entraînement qui est relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique. Le stator de la MADA est directement raccordé au réseau électrique, tandis que son rotor est connecté au réseau mais via deux convertisseurs statiques bidirectionnels triphasés commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), l'un en mode onduleur (CCM), l'autre en mode redresseur (CCR), mis en cascade à travers un bus continu (DC-Bus). Le système étudié est représenté par la figure II.1.

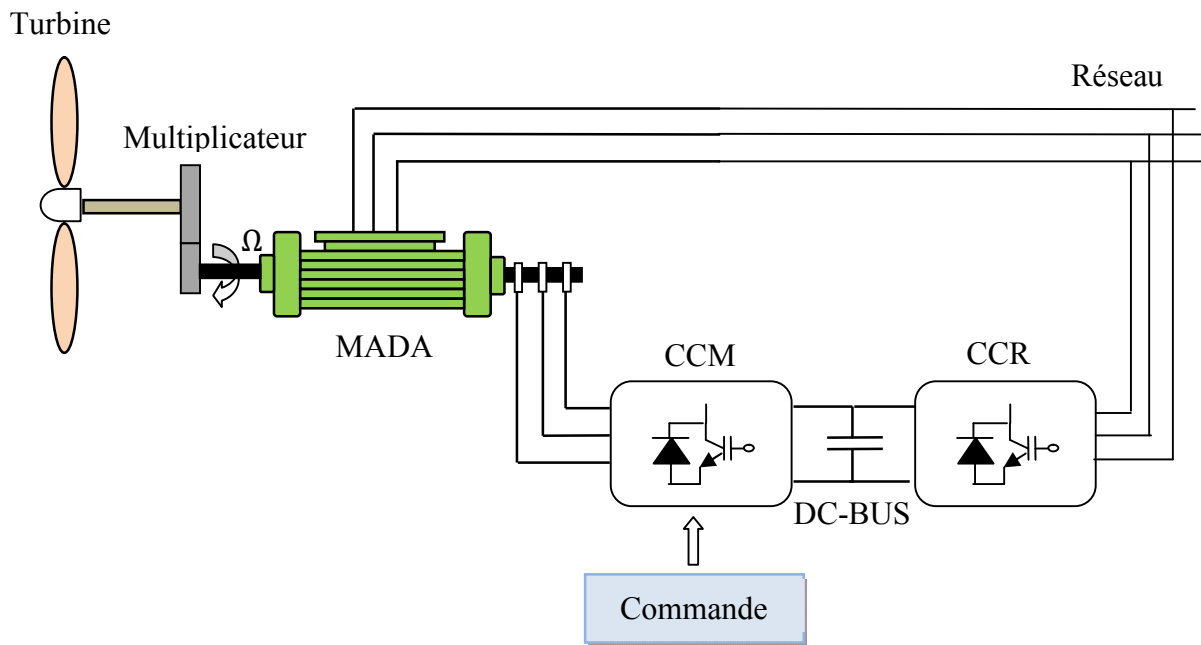


Figure II.1 : structure du système étudié

II.3 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La modélisation d'une machine asynchrone était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. La simplicité de conception et d'entretien de cette machine à la faveur des industries, s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [40]. Les méthodes matricielles sont développées et sont devenues les bases pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande [41].

Une machine asynchrone à double alimentation est une machine à courant alternatif dont la vitesse varie en fonction de la charge. Elle se compose comme une machine asynchrone d'un primaire dit stator qui est fixe, et d'un secondaire qui est le rotor de forme cylindrique qui est mobile (Figure II.2). Le stator a trois (03) enroulements couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tension.



Figure II.2 : Machine asynchrone à double alimentation (MADA) [42]

Il en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine, où sa vitesse est $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ ou ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé, et p est le nombre de paire de pôles du champ magnétique qui apparaît au niveau du stator. Le rotor qui est exécuté comme le stator, supporte un bobinage triphasé avec un même nombre de pôle, couplé en étoile. Le rotor tourne à la vitesse $\Omega_r = \frac{d\theta}{dt}$ par rapport au stator, avec θ est l'angle entre le repère statorique et le repère rotorique. La représentation schématique de la machine asynchrone à double alimentation est montrée sur la figure II.3.

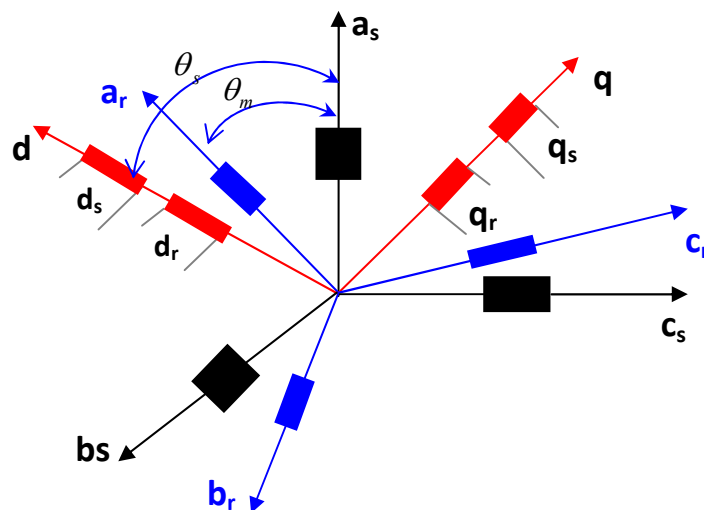


Figure. II.3 : Représentation schématique de la MADA

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Les paramètres de la machine sont considérés indépendants de la température.
- On néglige le phénomène de la saturation.
- Entrefer constant.
- Effet des encoches est négligé.
- L'inductance de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.

II.3.2 Equations électriques de la MADA

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements [42].

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

Les flux sont donnés par:

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

En appliquant la transformée de Laplace, et en remplaçant (II.2) dans (II.1), on obtient:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + P([L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + P([L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s]) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\ [V_r] &= \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & 0 \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & 0 \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

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

Où :

- $[V], [I], [\varphi], [R]$: sont les vecteurs des tensions, courants, flux et résistances respectivement.
- Les indices s et r désignent les grandeurs statoriques –rotoriques.
- $[L_{ss}], [L_{rr}]$: matrice d'inductances cycliques statorique et rotorique.
- $[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles.
- l_s, l_r : inductances propres d'une phase statorique et rotorique.
- θ : est l'écart angulaire entre deux phases, statoriques et rotoriques correspondantes.

II.3.3 Equations mécaniques de la MADA

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{1}{2} p [I]^T \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (II.4)$$

$[I]$: Matrice du courant total.

p : le nombre de paires pôles.

$[L]$: Matrice de l'inductance totale.

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

Compte tenu que tous les termes des sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont à coefficients constants on aura :

$$C_e = \frac{1}{2} p [I_s]^T \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} [I_r] \quad (II.5)$$

L'équation du mouvement s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (II.6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de q (angle de rotation de la machine).

II.3.4 Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système diphasé (repère d, q, o) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa

résolution [4] (figure (II.4)).

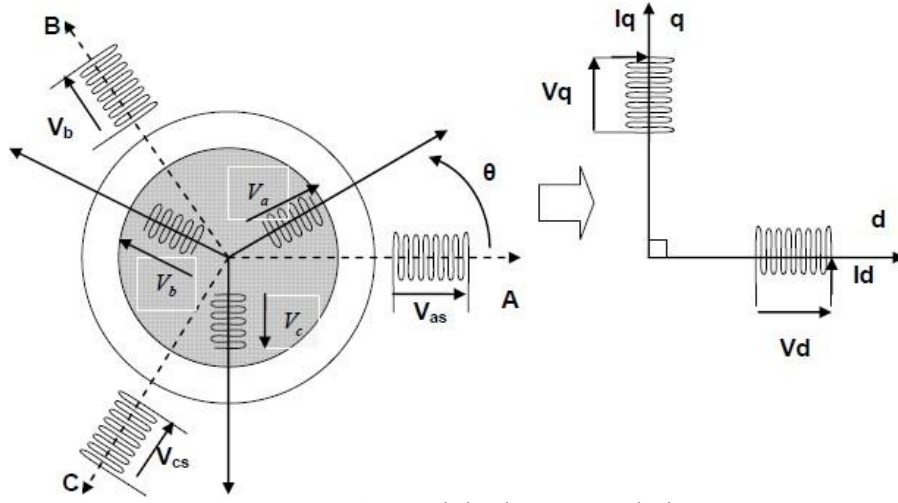


Figure. II.4 :Modèle de PARK de la MADA.

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct d et axe en quadrature q).

Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des flux et des tensions par la matrice de Park qui s'exprime par [43] :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

L'angle θ dans la matrice $[P(\theta)]$ prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et $(\theta_s - \theta_m)$ pour les grandeurs rotorique.

$$[X_{dq0}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

Pour le passage biphasé-triphasé il faut utiliser la matrice inverse :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

II.3.5 L'application de la transformation de Park

La transformation de Park du système d'équations (II.1):

$$[P(\theta)]^{-1}[V_{dq0}] = [R][P(\theta)]^{-1}[I_{dq0}] + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1}[\varphi_{dq0}] \quad (\text{II-10})$$

$$[V_{dq0}] = [R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] + [P(\theta)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] \right] \quad (\text{II-11})$$

$$[P(\theta)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \quad (\text{II-12})$$

Tel que :

$\theta = \theta_s$: Pour les grandeurs statorique.

$\theta = \theta_s - \theta_m$: Pour les grandeurs rotorique.

II.3.6 Modèle de la machine dans le référentiel (d, q) :

On remplace la relation (II-12) dans (II-11) on obtient le modèle biphasé suivant :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega\varphi_q \\ V_q = Ri_q + \frac{d\varphi_d}{dt} + \omega\varphi_d \\ V_0 = Ri_0 + \frac{d\varphi_0}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

N.B :

La composante homopolaire du système (II-13) est nulle pour un système équilibré. A partir de ce qui précède on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Avec:

$$\theta = \theta_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{Pour les grandeurs statorique}$$

$$\theta_r = \theta_s - \theta \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega \quad \text{Pour les grandeurs rotorique}$$

Ou

ω_s : La pulsation de synchronisme.

ω : La pulsation de rotor de la machine.

ω_r : La pulsation de glissement.

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (\text{II-16})$$

Le système d'équation (II-14) représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

II.3.7 Mise en équation d'état

La démarche suivante consiste à déterminer la représentation d'états de la MADA en utilisant que les grandeurs rotoriques.

Pour obtenir un modèle d'état en fonction des grandeurs rotoriques ($i_{dr}, i_{qr}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) il faut éliminer les grandeurs statoriques en exprimant les grandeurs statoriques ($i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{ds}, \varphi_{qs}$) en fonction des grandeurs rotoriques [44].

L'équation (II-15) donne:

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\varphi_{dr}}{M} - \frac{L_r}{M} i_{dr} \\ i_{qs} = \frac{\varphi_{qr}}{M} - \frac{L_r}{M} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

En utilisant (II.16) la relation (II-15) devient:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \frac{L_s}{M} \varphi_{dr} - \frac{L_r L_s}{M} i_{dr} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = \frac{L_s}{M} \varphi_{qr} - \frac{L_r L_s}{M} i_{qr} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

On pose :

$$\bar{\sigma} = (1 - \frac{L_r L_s}{M^2}) \quad (\text{II-19})$$

D'où:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \bar{\sigma} M i_{dr} + \frac{L_s}{M} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = \bar{\sigma} M i_{qr} + \frac{L_s}{M} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

Les relations de l'équation (II-14) donnent la dynamique du flux rotorique :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} + V_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

En remplaçant $i_{ds}, \varphi_{ds}, i_{qs}, \varphi_{qs}$ dans l'équation (II-14) par leurs expressions (II-19) et (II.16) on obtient:

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{R_s}{M} \varphi_{dr} - \frac{R_s L_r}{M} i_{dr} + \bar{\sigma} M \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{L_s d\varphi_{dr}}{M dt} - \omega_s \bar{\sigma} M i_{qr} - \omega_s \frac{L_s}{M} \varphi_{qr} \\ V_{qs} = \frac{R_s}{M} \varphi_{qr} - \frac{R_s L_r}{M} i_{qr} + \bar{\sigma} M \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{L_s d\varphi_{qr}}{M dt} + \omega_s \bar{\sigma} M i_{dr} + \omega_s \frac{L_s}{M} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

En remplaçant $\frac{d\varphi_{dr}}{dt}$ et $\frac{d\varphi_{qr}}{dt}$ dans la dernière expression par (II-20) il vient:

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{R_s}{M} \varphi_{dr} - \frac{R_s L_r}{M} i_{dr} + \bar{\sigma} M \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{R_r L_s}{M} i_{dr} - \omega \frac{L_s}{M} \varphi_{qr} + \frac{L_s}{M} V_{dr} - \omega_s \bar{\sigma} M i_{qr} \\ V_{qs} = \frac{R_s}{M} \varphi_{qr} - \frac{R_s L_r}{M} i_{qr} + \bar{\sigma} M \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{R_r L_s}{M} i_{qr} + \omega \frac{L_s}{M} \varphi_{dr} + \frac{L_s}{M} V_{qr} + \omega_s \bar{\sigma} M i_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

De la dernière équation (II-22) il vient :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{(R_s L_r + R_r L_s)}{\bar{\sigma} M^2} i_{dr} + \omega_s i_{qr} - \frac{R_s}{\bar{\sigma} M^2} \varphi_{dr} + \frac{L_s}{\bar{\sigma} M^2} \omega \varphi_{qr} + \frac{V_{ds}}{\bar{\sigma} M} - \frac{1}{\bar{\sigma} M^2} V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{(R_s L_r + R_r L_s)}{\bar{\sigma} M^2} i_{qr} - \omega_s i_{dr} - \frac{R_s}{\bar{\sigma} M^2} \varphi_{qr} - \frac{L_s}{\bar{\sigma} M^2} \omega \varphi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\bar{\sigma} M} - \frac{1}{\bar{\sigma} M^2} V_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide du bilan de puissance. Il existe plusieurs expressions du couple électromagnétique toutes égales :

$$C_e = p(\varphi_{qr}i_{dr} - \varphi_{dr}i_{qr}) \quad (\text{II-25})$$

En appliquant les relations fondamentales de la dynamique à la machine, l'équation mécanique est :

$$J \frac{d\omega}{pdt} = C_e - C_g - C_{vis} \quad (\text{II-26})$$

Ou

J , C_g , C_{vis} Représentent respectivement le moment d'inertie, le couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine, le couple de frottement.

En regroupant les équations des deux dernières équations on obtient :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} (\varphi_{qr}i_{dr} - \varphi_{dr}i_{qr}) + \frac{p}{J} (C_g - C_{vis}) \quad (\text{II-27})$$

En regroupant les équations (II. 21), (II. 24) et (II.26) on obtient le modèle dynamique de la machine asynchrone doublement alimentée, ayant comme vecteur d'état les grandeurs $(i_{dr}, i_{qr}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \omega)$

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{(R_s L_r + R_r L_s)}{\bar{\sigma} M^2} i_{dr} + \omega_s i_{qr} - \frac{R_s}{\bar{\sigma} M^2} \varphi_{dr} + \frac{L_s}{\bar{\sigma} M^2} \omega \varphi_{qr} + \frac{1}{\bar{\sigma} M} V_{ds} - \frac{1}{\bar{\sigma} M^2} V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\omega_s i_{dr} + \frac{(R_s L_r + R_r L_s)}{\bar{\sigma} M^2} i_{qr} - \frac{R_s}{\bar{\sigma} M^2} \varphi_{qr} - \frac{L_s}{\bar{\sigma} M^2} \omega \varphi_{dr} + \frac{1}{\bar{\sigma} M} V_{qs} - \frac{1}{\bar{\sigma} M^2} V_{qr} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} + \omega_s \varphi_{qr} - \omega \varphi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - \omega_s \varphi_{dr} + \omega \varphi_{dr} + V_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} (\varphi_{qr}i_{dr} - \varphi_{dr}i_{qr}) + \frac{p}{J} (C_g - C_{vis}) \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

En remplaçant le terme $\bar{\sigma}$ donné par (II.19) par le coefficient de dispersion σ et en introduisant la constante du temps rotorique T_r et la constante du temps statorique T_s , le système (II-28) devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) i_{dr} + \omega_s i_{qr} + \left(\frac{1}{\sigma L_r T_s}\right) \varphi_{dr} - \left(\frac{1}{\sigma L_r}\right) \omega \varphi_{qr} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) V_{ds} + \left(\frac{1}{\sigma L_r}\right) V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\omega_s i_{dr} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) i_{qr} + \left(\frac{1}{\sigma L_r T_s}\right) \varphi_{qr} + \left(\frac{1}{\sigma L_r}\right) \omega \varphi_{dr} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) V_{qs} + \left(\frac{1}{\sigma L_r}\right) V_{qr} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} + \omega_s \varphi_{qr} - \omega \varphi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - \omega_s \varphi_{dr} + \omega \varphi_{dr} + V_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} (\varphi_{qr}i_{dr} - \varphi_{dr}i_{qr}) + \frac{p}{J} (C_g - C_{vis}) \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

En posant $(i_{dr}, i_{qr}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \omega) = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)$

$$\text{Et } a_1 = \left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_r T_s}, a_3 = \frac{1}{\sigma L_r}, a_4 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma M}, \sigma = 1 - \frac{1-M^2}{L_s L_r}, b = R_r, C_1 = \frac{p^2}{J}, \\ C_2 = \frac{P}{J}, T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Le système (II.29) s'écrit alors sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 - a_3 x_5 x_4 - a_4 V_{ds} + a_3 V_{dr} \\ \frac{dx_2}{dt} = -\omega_s x_1 - a_1 x_2 + a_2 x_4 + a_3 x_5 x_3 - a_4 V_{qs} + a_3 V_{qr} \\ \frac{dx_3}{dt} = -b x_1 + \omega_s x_4 - x_5 x_4 + V_{dr} \\ \frac{dx_4}{dt} = -b x_2 - \omega_s x_3 + x_5 x_4 + V_{qr} \\ \frac{dx_5}{dt} = C_1 (x_4 x_1 - x_3 x_2) + C_2 (C_G - C_{vis}) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.4 Modélisation du convertisseur coté machine

II.4.1 Structure du convertisseur côté machine

La figure II.5 représente la structure du convertisseur côté de la machine asynchrone à double alimentation (CCM), le stator est connecté directement au réseau et le rotor relié avec un onduleur de tension, ce dernier est alimenté par une source continue. La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur.

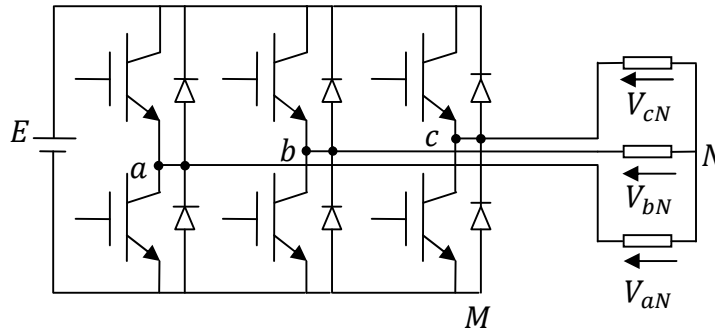


Figure. II.5 : Onduleur à deux niveaux utilisant des transistors IGBT.

II.4.2 Modélisation du convertisseur de tension

L'onduleur est un convertisseur d'énergie permettant d'onduler la tension du bus continu et la fournir au bobinage du rotor. La tension continue est considérée constante. Cette hypothèse nous permet de faciliter la commande du convertisseur. Ainsi la bidirectionnalité de la puissance entre le rotor et le réseau est possible à travers un niveau de tension du bus continu supérieur à la valeur crête de la tension ondulée [45]. Toujours par soucis de simplification, l'onduleur utilisé est à deux niveaux car dans le cadre de cette étude nous avons pour but essentiellement de

vérifier la faisabilité d'un système tel que décrit précédemment. L'atteinte de meilleures performances fera l'objet d'une autre étude par l'utilisation de convertisseurs multi niveaux. Ceux-ci amélioreront la qualité des tensions ondulées par la diminution des harmoniques.

La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modélisé chaque couple transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel « S_i ». Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur (figure II.6).

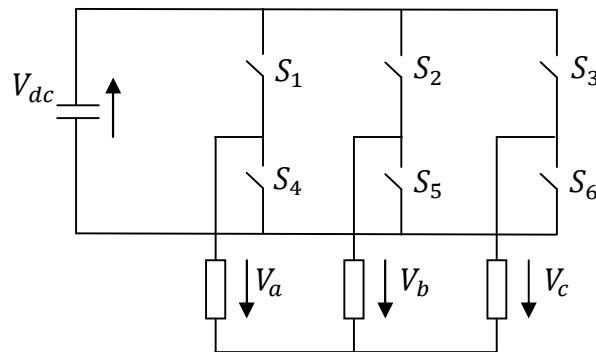


Figure II.6 :Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables S_a , S_b et S_c se doivent d'être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

- Branche1 :

$S_a = 0$ si S_1 est ouvert et S_4 est fermé.

$S_a = 1$ si S_1 est fermé et S_4 est ouvert.

- Branche2 :

$S_b = 0$ si S_2 est ouvert et S_5 est fermé.

$S_b = 1$ si S_2 est fermé et S_5 est ouvert.

- Branche3 :

$S_c = 0$ si S_3 est ouvert et S_6 est fermé.

$S_c = 1$ si S_3 est fermé et S_6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Or, si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{cb}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

II.4.3. Stratégie de commande

Le principe de la stratégie à modulation de largeur d'impulsions triangulosinusoidale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante avec une porteuse triangulaire bipolaire. Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance (figure II.7).

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation « m » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.34})$$

- Taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{II.35})$$

II.4.4. Algorithme de commande :

L'algorithme de commande de la stratégie triangulosinusoidale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en 2 étapes [46] :

➤ Etape 1 :

$$\begin{cases} V_{ref} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{ref} < U_p \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases} \quad (II.36)$$

Tel que V_{dc} est la tension du bus continue.

➤ Etape 2 :

$$\begin{cases} V_k = V_{dc} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{dc} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (II.37)$$

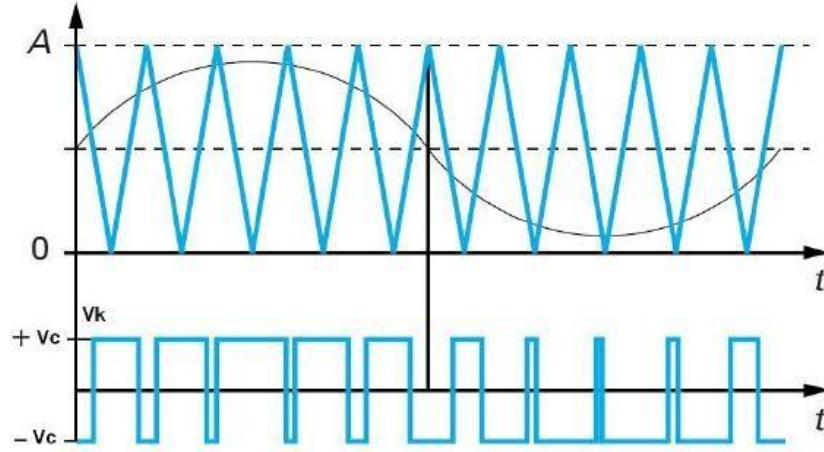


Figure II.7 : Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse

II.5 Modélisation de la partie mécanique :

II.5.1 Modélisation de la turbine

Le modèle de la turbine éolienne doit représenter l'ensemble des éléments du système aérogénérateur éolien (figure II-8). Les éoliennes installées sont généralement constituées de trois pales qui pivotent sur leur axe d'un angle β , contrôlé par un système électromagnétique.

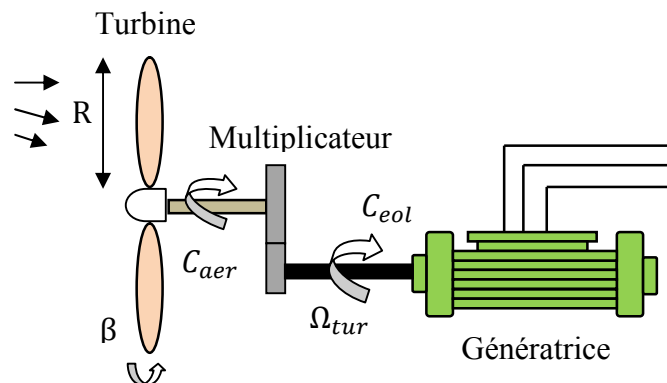


Figure II-8 : Turbine éolienne

Le dispositif, qui est étudié ici, est constitué d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

La figure II.8 montre le schéma d'une turbine éolienne La puissance du vent est définie comme suit :

$$P_V = \frac{\rho S V^3}{2} \quad (\text{II.38})$$

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors [39,5]

$$P_{aer} = C_p P_V = C_p(\beta, \lambda) \frac{\rho S V^3}{2} \quad (\text{II.39})$$

C_p : Coefficient de puissance défini comme suit :

$$C_p(\beta, \lambda) = (0.44 - 0.0167\beta) \sin\left(\frac{\pi(\lambda+0.1)}{14-0.44\beta}\right) - 0.00184(\lambda - 3)\beta \quad (\text{II.40})$$

β : Angle d'orientation des pales.

λ : est le ratio de vitesse défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{V} \quad (\text{II.41})$$

$\Omega_{turbine}$: Vitesse de la turbine.

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est déterminé directement par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turbine}} = C_p \frac{\rho S V^3}{2} \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (\text{II.42})$$

II.5.2. Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation la génératrice (arbre rapide) .Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain G . L'élasticité et les frottements du multiplicateur sont négligés, ainsi les pertes énergétiques dans celui-ci sont considérées comme étant nulles. Le couple aérodynamique de la turbine éolienne est divisé par le rapport du multiplicateur pour obtenir le couple mécanique sur l'arbre du générateur [43]. Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (\text{II.43})$$

C_g : Couple issu du multiplicateur.

C_{aer} : Couple aérodynamique.

G : Gain du multiplicateur.

Pour la vitesse, on aura :

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (II.44)$$

II.5.3. Equation dynamique de l'arbre

La modélisation de la transmission mécanique se résume donc comme suit :

$$J_t = \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \sum des\ couples = C_{mec} \quad (II.45)$$

J_t : C'est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice.

C_{mec} : C'est le couple mécanique, ce dernier prend en compte.

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (II.46)$$

C_g : Le couple issu du multiplicateur.

C_{em} : Le couple électromagnétique produit par la génératrice.

C_{vis} : Le couple de frottement visqueux.

Le couple résistant du aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f .

$$C_{vis} = f\Omega_{mec} \quad (II.47)$$

II.5.4. Schéma bloc du modèle de la turbine

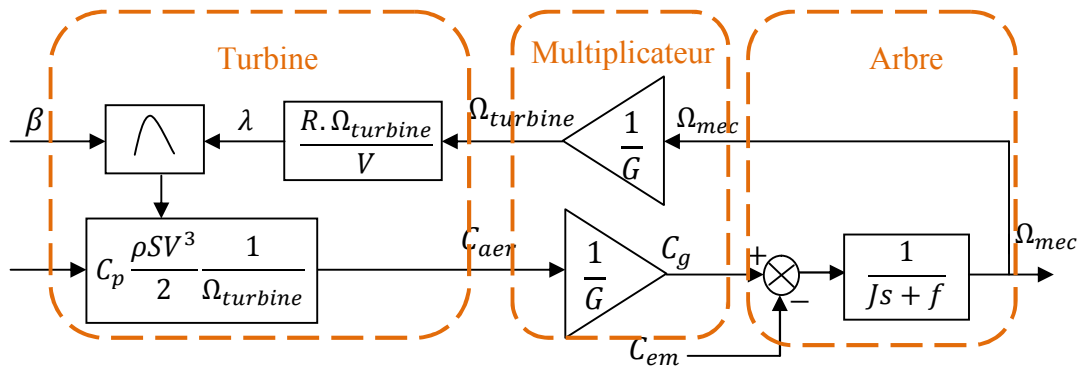


Figure II-9 : Schéma bloc du modèle de la turbine

La turbine génère le couple aérodynamique (équation (II.42)) qui est appliquée au multiplicateur.

Les entrées de la turbine sont :

- ✓ La vitesse du vent ;
- ✓ L'angle d'orientation des pales.
- ✓ La vitesse de rotation de la turbine.

Le multiplicateur transforme la vitesse mécanique et le couple aérodynamique

respectivement en vitesse de la turbine et en couple de multiplicateur.

Le modèle de l'arbre d'écrit la dynamique de la vitesse mécanique il a donc deux entrées :

- ✓ Le couple du multiplicateur.
- ✓ Le couple électromagnétique fourni par la génératrice.

La vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées :

- ✓ L'angle de la pale.
- ✓ Le couple électromagnétique de la génératrice.

La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

II.6. Stratégie de commande de la turbine

Dans le domaine de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable, on distingue deux régions : en dessous et au-dessus de la vitesse nominale du vent. La vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées : l'angle de la pale et le couple électromagnétique de la génératrice. Il est alors important d'étudier le fonctionnement en dessous de la puissance nominale [05]. Dans cette zone de fonctionnement, la commande a pour principaux objectifs de maximiser l'énergie capturée du vent et de minimiser les efforts subits par le dispositif d'entraînement. Pour maximiser la capture d'énergie du vent, les deux variables λ et β doivent être maintenues à leurs valeurs optimales afin d'assurer la valeur maximale de $C_{pmax} = (\lambda_{opt}, \beta_{opt})$. Les objectifs que nous venons de les cités permettre de tracer la caractéristique que la turbine doit suivre pour répondre aux exigences de la commande [43]. Cette caractéristique est représentée sur la (Figure II-10).

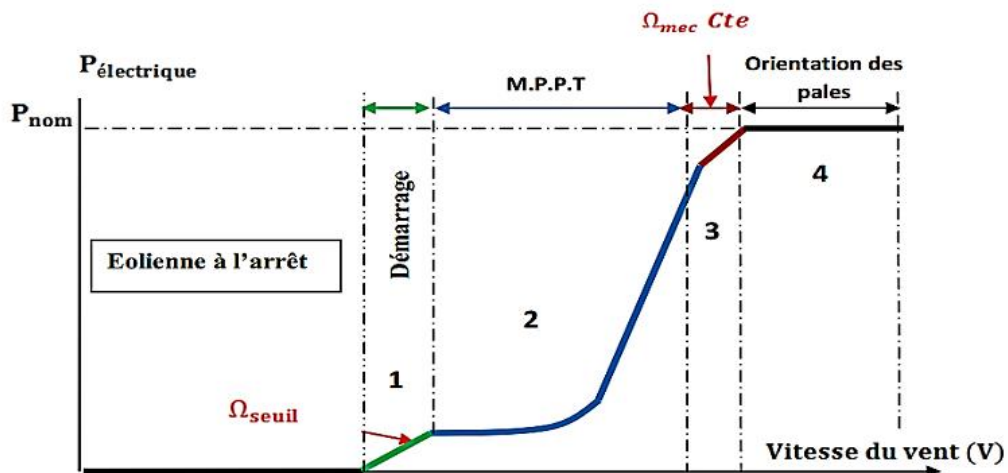


Figure II.10 Caractéristique puissance - vitesse d'une éolienne [47].

Comme il est illustré sur la figure II.10, on distingue quatre (04) zones principales de fonctionnement [48,49].

- ❖ Zone 1 : C'est la zone de démarrage de la machine, elle démarre lorsque la vitesse mécanique atteint une valeur minimale. (C'est la vitesse mécanique de la génératrice pour laquelle l'éolienne a démarré).
- ❖ Zone 2 : Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale MPPT (Maximum Power Point Tracking). Pour extraire le maximum de puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale afin d'obtenir un C_p maximal. Dans cette zone, la vitesse mécanique varie et peut atteindre une valeur proche de la vitesse nominale, la puissance électrique augmente rapidement.
- ❖ Zone 3 : Dans cette zone l'éolienne fonctionne à vitesse constante, et la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_{nom} .
- ❖ Zone 4 : Arrivée à la puissance nominale P_{nom} , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales. (angle de calage), c'est le «Pitch Control ».

II.6. 1.Stratégie de maximisation de puissance « MPPT »

Actuellement, les stratégies adoptés visent à extraire le maximum de puissance du vent [50]. Cette puissance est extraite lorsque la turbine fonctionne au coefficient de puissance maximale. La recherche de maximum se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vitesse de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance [51]. On distingue deux structures de commande [39] :

- ✓ Le contrôle par asservissement de la vitesse mécanique ;
- ✓ Le contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.

Il est difficile de mesurer précisément la vitesse du vent qui est de nature une grandeur très fluctuante. Une mesure erronée de la vitesse conduit donc à une dégradation de la puissance captée selon la technique MPPT. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse [39].

II.6.2. Contrôle sans asservissement de vitesse mécanique

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation (II.43), nous pouvons écrire [3].

$$J_t = \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} = 0 \quad (II.48)$$

Si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($C_{vis} = f\Omega_{mec} = 0$), on peut alors écrire :

$$C_{em} = C_g \quad (II.49)$$

Le couple électromagnétique est déterminé à partir d'une estimation du couple aérogénérateur.

$$C_{em}^* = \frac{C_{aer-est}}{G} \quad (II.50)$$

Le couple aérogénérateur est lui même estimé en fonction de la vitesse du vent et la vitesse de la turbine :

$$C_{aer est} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{tur}} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) V_{vent est}^3 \frac{1}{\Omega_{tur est}} \quad (II.51)$$

Une estimation de la vitesse de la turbine est calculée à partir de la vitesse mécanique :

$$\Omega_{tur est} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (II.52)$$

L'estimation de la vitesse du vent est alors exprimée par :

$$V_{vent est} = \frac{\Omega_{tur est} R}{\lambda} \quad (II.53)$$

A partir de ces relations on a :

$$C_{em}^* = \frac{C_p \rho \pi R^5 \Omega_{mec}^3}{2.G^3 \lambda^3} \quad (II.54)$$

Pour extraire le maximum de puissance générée ; Il faut fixer le ratio de vitesse à λ_{opt} , qui correspond au maximum du coefficient de puissance C_{pmax} .

Le couple électromagnétique estimé doit alors être régler à la valeur suivante :

$$C_{em}^* = \frac{C_{pmax} \rho \pi R^5 \Omega_{mec}^3}{2.G^3 \lambda_{opt}^3} \quad (II.55)$$

La représentation sous forme de schéma bloc du dispositif de commande, est illustrée dans la figure II.11 :

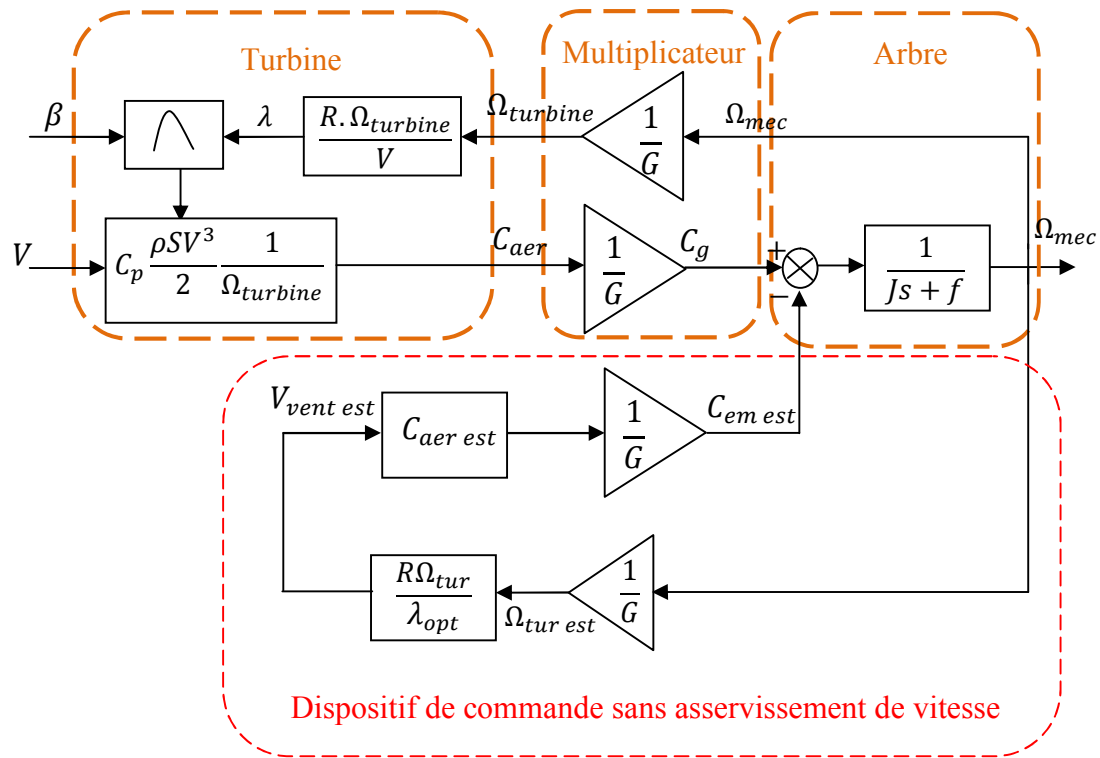


Figure II.11: Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse.

II.7. Résultats de la simulation

La figure II.12 représente un résultat de simulation qui montre un profil de vent avec une valeur moyenne égale à 8m /s.

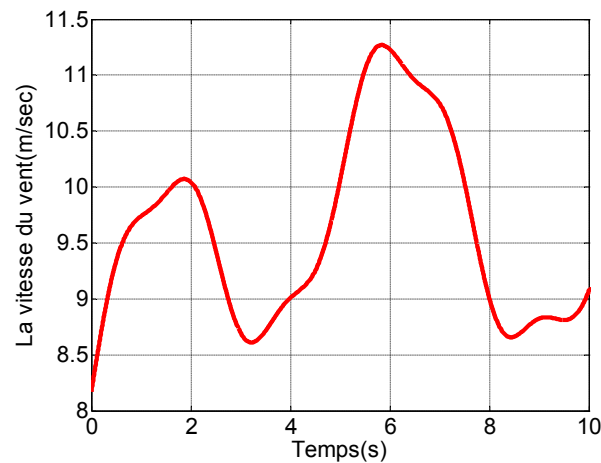
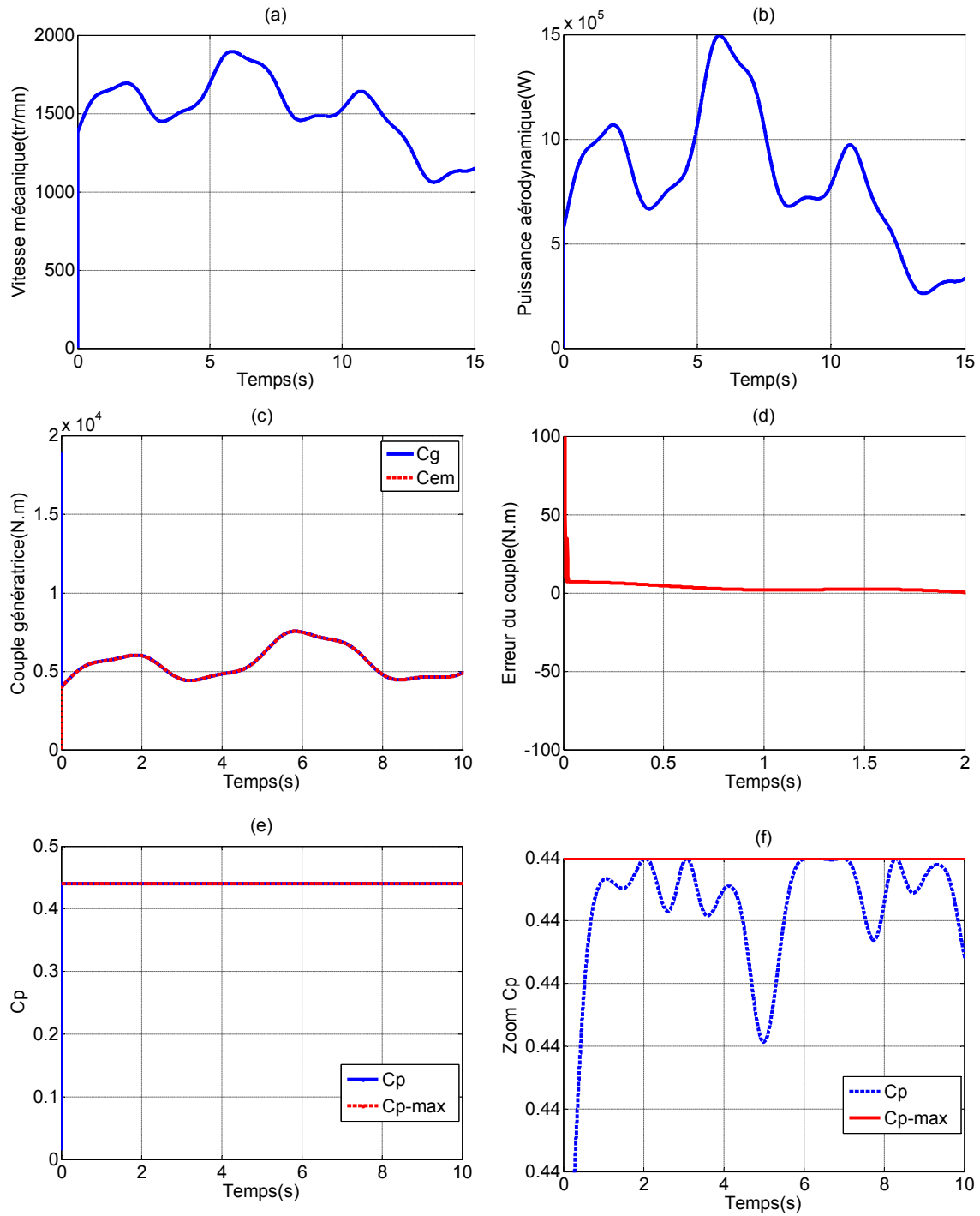


Figure II.12: Profil de la vitesse du vent

La figure II.13 montre les résultats de simulation du système commandé par la stratégie MPPT sans asservissement de vitesse de rotation du générateur. Les figures montrent respectivement : la vitesse de rotation mécanique de la MADA, la puissance

aérodynamique maximale extractible du vent, le couple électromagnétique réel et de référence(estimé) de la MADA ,l'erreur au niveau du couple ,le coefficient de puissance ainsi que la vitesse relative (ration de vitesse).



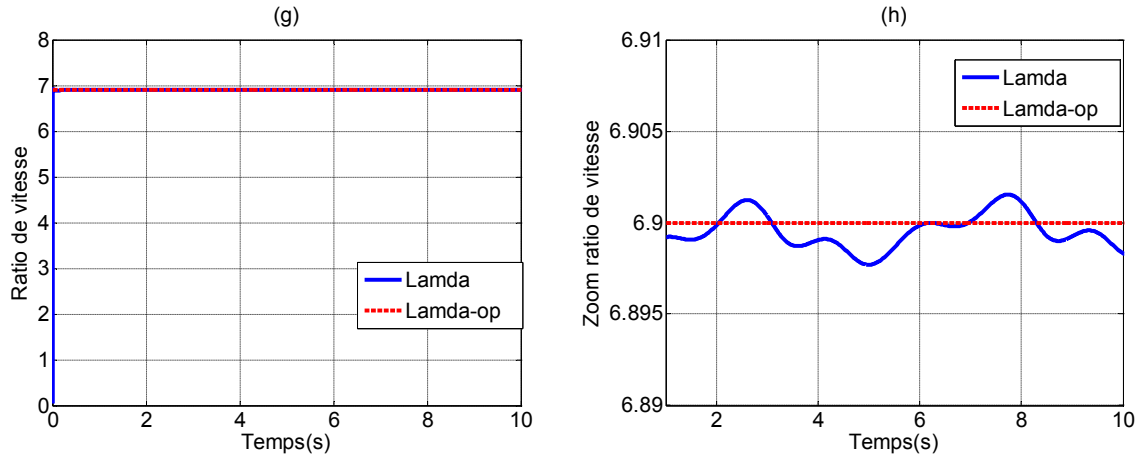


Figure II.12:Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de vitesse

Les résultats de simulations correspondant à cet algorithme de commande montrent que les variations de la vitesse de la génératrice sont adaptées à la variation de la vitesse du vent (figure II.12-a). L'extraction du maximum de puissance du vent est toujours achevée (figure II.12-b), en imposant un couple de référence égal au couple de la génératrice (figure II.12-c). Alors que la figure II.12-d montre une erreur quasi négligeable entre le couple électromagnétique mesuré et estimé de la MADA. Dans ce cas, un coefficient de puissance maximal et un ration de vitesse optimale ont été maintenus comme les montrent les figure II.12-e-f-g-h. On s'aperçoit donc que l'efficacité énergétique est quasiment optimale pour toute la plage de la vitesse du vent.

Finalement, les résultats obtenus pour cette stratégie montrent des bonnes performances statiques et dynamiques, ce qui justifie le choix de la méthode MPPT pour le contrôle de turbine.

II.8. Conclusion :

La chaîne de conversion éolienne qui débute du vent jusqu'au transfert de l'énergie a été étudiée et modélisée dans ce chapitre. En premier lieu on a présenté le modèle mathématique de la MADA en tenant compte des hypothèses simplificatrices usuelles. Le modèle triphasé de la MADA est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques, l'utilisation de la transformation de R.H.Park a permis d'obtenir un modèle (d,q) à coefficients constants. Par la suite, on a représenté ce modèle dans la forme d'état où le vecteur d'état est constitué par les grandeurs rotoriques. De même nous avons donné un rappel sur la modélisation du convertisseur coté machine (CCM) utilisé pour alimenter le rotor de la MADA

commandé par la technique MLI-ST.

A la fin de ce chapitre, nous avons donc centré notre étude sur la modélisation de la turbine éolienne et sa commande dans la zone de fonctionnement optimale, permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. La stratégie de maximisation de puissance « MPPT » de type sans asservissement de la vitesse a été examinée et détaillée. Les résultats obtenus pour cette stratégie montrent des bonnes performances, ce qui justifie le choix de la méthode MPPT pour le contrôle de turbine. À partir de ces résultats de simulation obtenus, le chapitre suivant sera dédié au découplage des puissances active et réactive par la commande vectorielle indirecte basée sur la technique d'orientation du flux statorique avec des études de trois types de commande linéaire (PI ,ADRC) et non linéaire (ADRC basé sur le mode glissant).

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

III.1.Introduction :

La commande vectorielle est l'une des techniques les plus utilisées pour la commande des machines électriques. Elle repose sur une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée [52].

Le contrôle vectoriel de la GADA sera question de maîtriser les échanges d'énergie et notamment les transferts de puissances active et réactive envoyées sur le réseau. Pour le cas de ce travail, le référentiel (d, q) est calé sur le flux statorique. La commande concerne, bien entendu, les puissances renvoyées sur le réseau, donc du côté du stator (convention générateur) et par conséquent le rotor sera considéré comme un organe de commande (convention récepteur) [53].

L'objectif de ce chapitre est d'introduire des algorithmes de commande basés sur la commande vectorielle pour le contrôle des puissances active et réactive générées pour un système éolien à la base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), où les phases statoriques de cette dernière sont connectées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

Dans un premier temps, la synthèse d'un régulateur Proportionnel – Intégral sera réalisée. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels [5].

Afin de comparer ses performances à d'autres régulateurs, nous effectuons également la synthèse d'un régulateur ADRC (contrôle par rejet actif des perturbations) qui propose l'estimation et l'annulation en temps réel des différentes perturbations qu'elles soient internes ou externes [54] et d'un régulateur hybride ADRCMG qui est une combinaison entre le contrôle par rejet actif des perturbations et le mode glissant.

Des simulations sont réalisées pour comparer ces régulateurs en termes de poursuite de trajectoire, sensibilité aux perturbations et robustesse vis à vis des variations de paramètres.

III.2.Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [55]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [56].

Dans la commande vectorielle, la MADA est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure III.1.

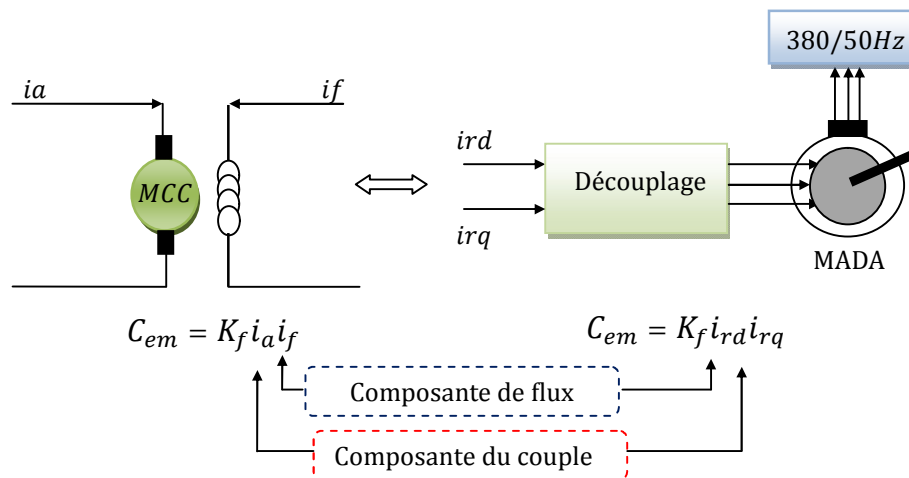


Figure III.1 : Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} i_{qr} \quad (\text{III.5})$$

Ainsi les deux composantes du flux statoriques deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Si l'on suppose que le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique φ_s constant. Cette considération associée à l'équation (III.4) montre que le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature i_{qr} .

De plus si l'on néglige la résistance des enroulements statorique, hypothèse réaliste pour les machine de forte puissance, les équations des tensions statoriques du système (II.14) se réduisent à :

$$V_{ds} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$V_{qs} = \omega_s \varphi_{ds} \quad (\text{III.8})$$

D'après l'équation (III.8)

$$\varphi_{ds} = \frac{V_{qs}}{\omega_s} \quad (\text{III.9})$$

A partir de l'équation (III.6), on peut rétablir le lien entre les courants statoriques et rotoriques en tenant compte à l'expression (III.8).

$$\begin{cases} i_{ds} = -\frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s \omega_s} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Les puissances active et réactive s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

En tenant compte de l'équation (III.7), on peut écrire

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient :

$$V_{qs} = V_s \quad (\text{III.13})$$

En remplaçant l'équation (III.13) dans (III.12) on obtient :

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{qs} \\ Q_s = V_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace (III.10) dans (III.14) :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Si l'on considère l'inductance magnétisante M comme constante, on remarque que le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$ près imposée par le réseau [32].

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliquées à la machine.

En remplaçant dans l'équation des flux rotoriques du système (II.15).

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation précédente (III.16) par leurs expressions dans l'équation (II.14).on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \omega_r \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant ω_r par $g \omega_s$, et $\sigma = 1 - \frac{1-M^2}{L_s L_r}$ l'équation précédente s'écrit :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \sigma \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s L_r \sigma i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Où g correspond au glissement de la machine asynchrone

A partir des équations que nous venons de mettre en place, nous pouvons établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statorique que cela engendre. Il est donc possible de décrire le schéma bloc du système électrique de la MADA à réguler (figure III.3).

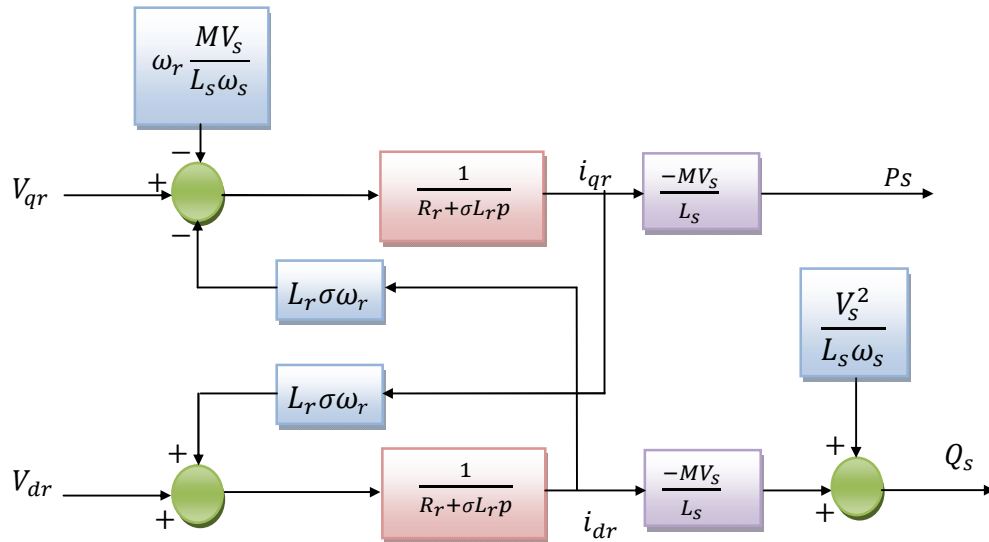


Figure III.3: Schéma interne de la MADA

Dans ce schéma nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances active et réactive statoriques [59]. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être contrôlé indépendamment avec chacun son propre régulateur [5]. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance active pour l'axe d rotorique.

Il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissances de ce système [7].

- 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 actives et réactives. Cette méthode sera appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- 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 sera appelée méthode indirecte découple directement des équations (III.15) et (III.18). Cette méthode va être étudiée et simulée dans la suite de ce chapitre. Cette dernière présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire

une protection de la machine en limitant ces courants d'une part et d'autre part donner plus de souplesse à la machine [8].

III.4. La commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques basé sur un régulateur PI

Le schéma bloc de la commande indirecte en puissance de la machine asynchrone à double alimentation est représenté sur la figure III.4 :

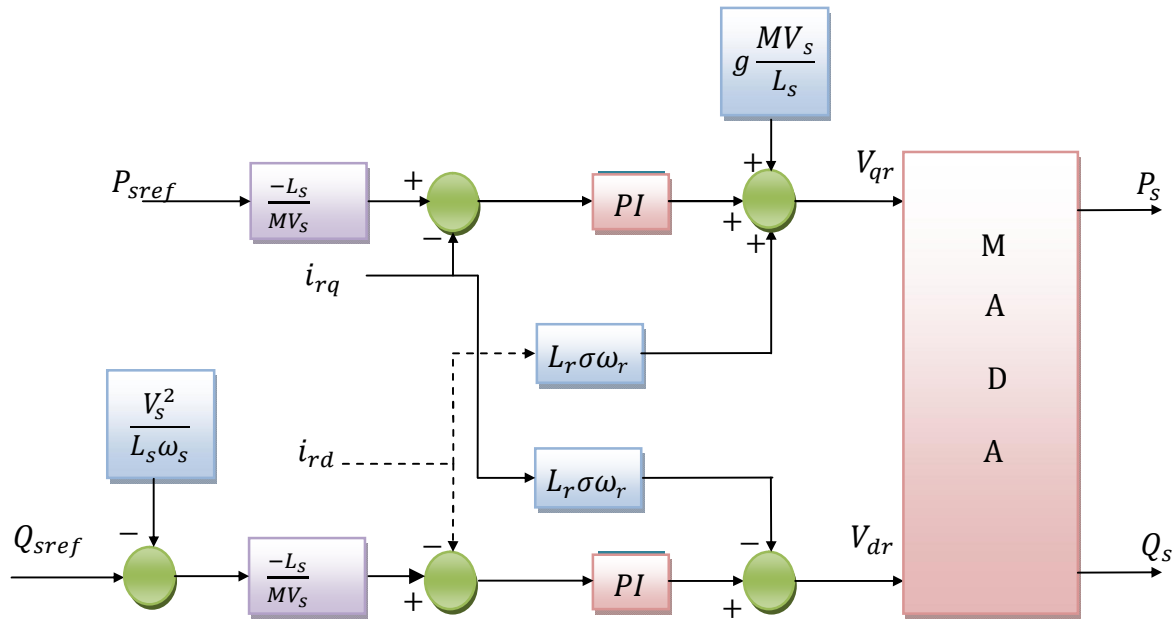
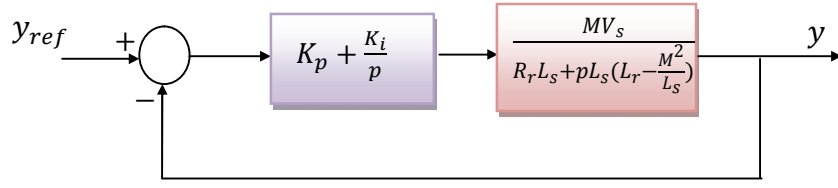


Figure III.4: Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA

III.4.1. Synthèse du Régulateur PI :

Le régulateur Proportionnel Intégral PI, utilisé pour commander la MADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. L'action proportionnelle sert à régler la rapidité de la dynamique du système, alors que l'action intégrale permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale du système [59].

La figure III.5 montre une partie du système corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $K_p + \frac{K_i}{p}$ correspondant aux régulateurs utilisés dans la figure III.5.

**Figure III.5 : Schéma de régulation par PI**

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$FTBO(p) = \frac{\left(p + \frac{K_i}{K_p}\right)}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \quad (III.19)$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert [5]. Ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (III.20)$$

Alors la *FTBO* s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBO(p) = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p} \quad (III.21)$$

Donc la Fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure III.5 sera :

$$FTBF(p) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{1}{K_p} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s} \quad (III.22)$$

Avec « τ » le temps de réponse du système qui sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performances et rapidité. D'autant plus qu'une valeur non adaptée causerait des perturbations lors des régimes transitoires et provoquerait des dépassements et des instabilités indésirables [32]. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$K_p = \frac{1}{\tau} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s}; \quad K_i = \frac{1}{\tau} \frac{L_s R_r}{MV_s} \quad (III.23)$$

La figure III.6 représente le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA avec réglage classique PI.

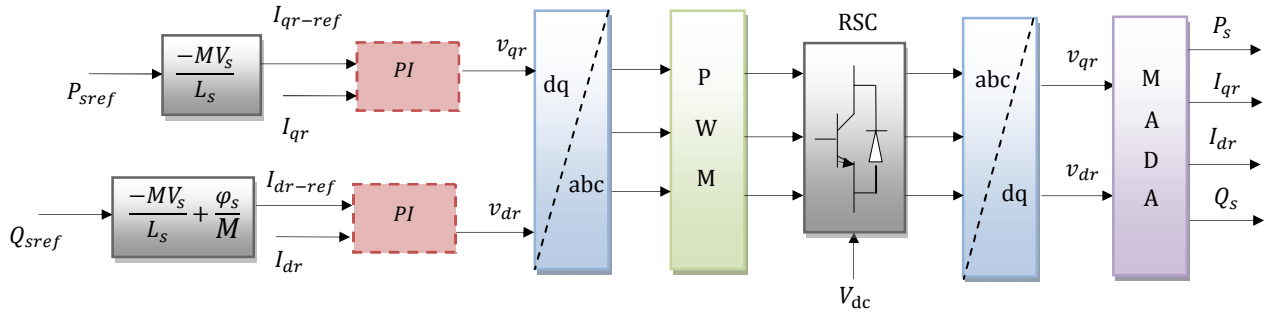


Figure III.6:Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA

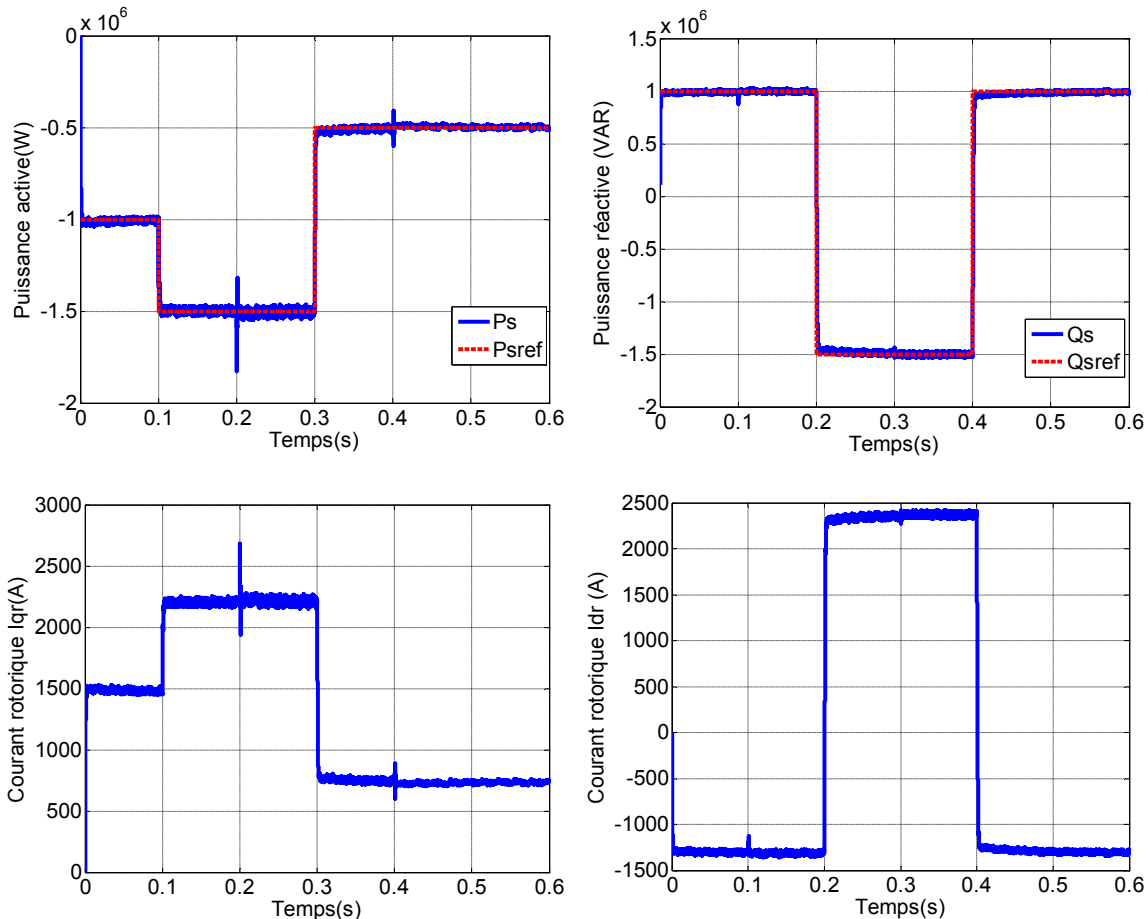
III.4.2. Résultats de simulation et interprétations

Dans ce qui suit nous allons étudier les performances (suivi de consigne et robustesse) .Cette analyse sera réalisée par des simulations de modèle simplifié de la machine asynchrone double alimentations utilisée dans le domaine éolien. Les simulations sont effectuées sous l'environnement de logiciel MATLAB /SIMULINK.

III.4.2. 1.Test de suivi de consigne

a)- Vitesse fixe

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive alors que la MADA est entraînée par une vitesse constante. Cet essai nous permet de vérifier le découplage des puissances générées par la MADA.



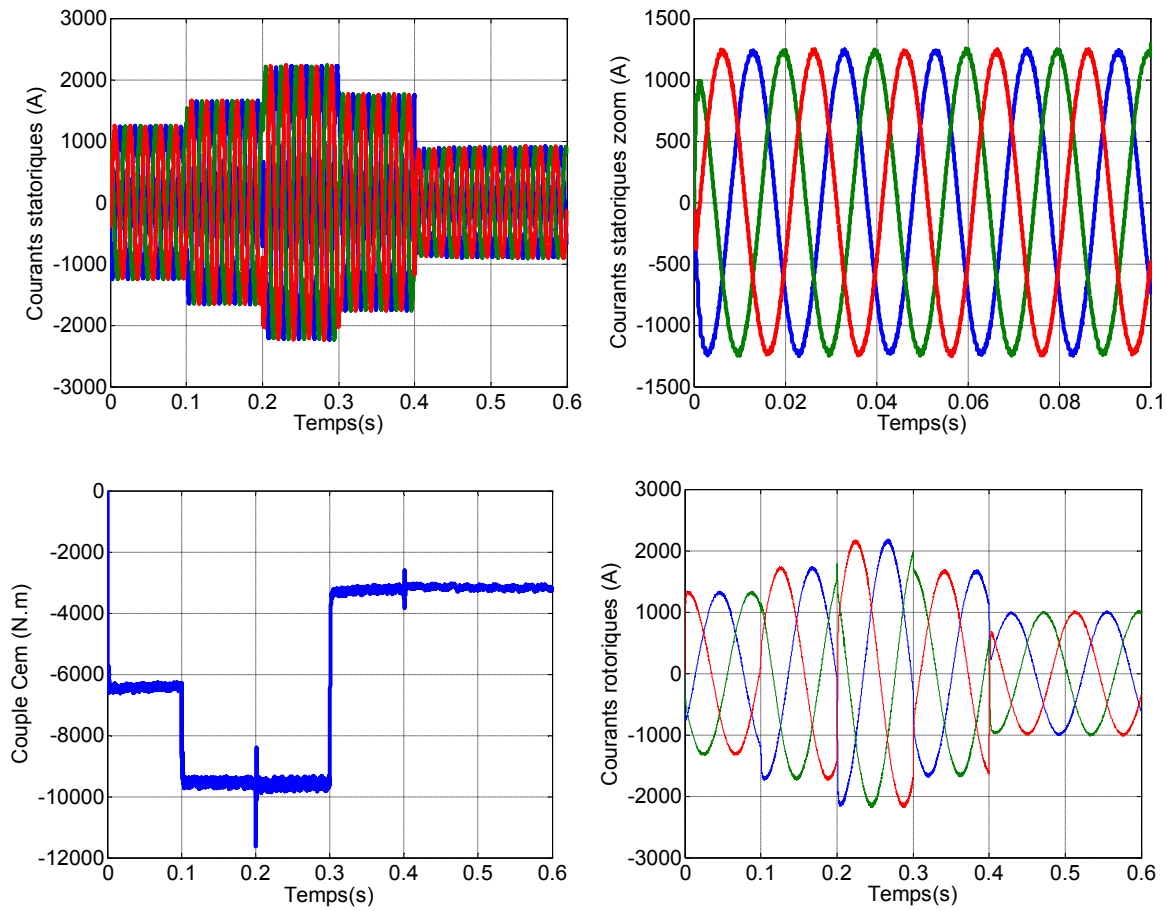
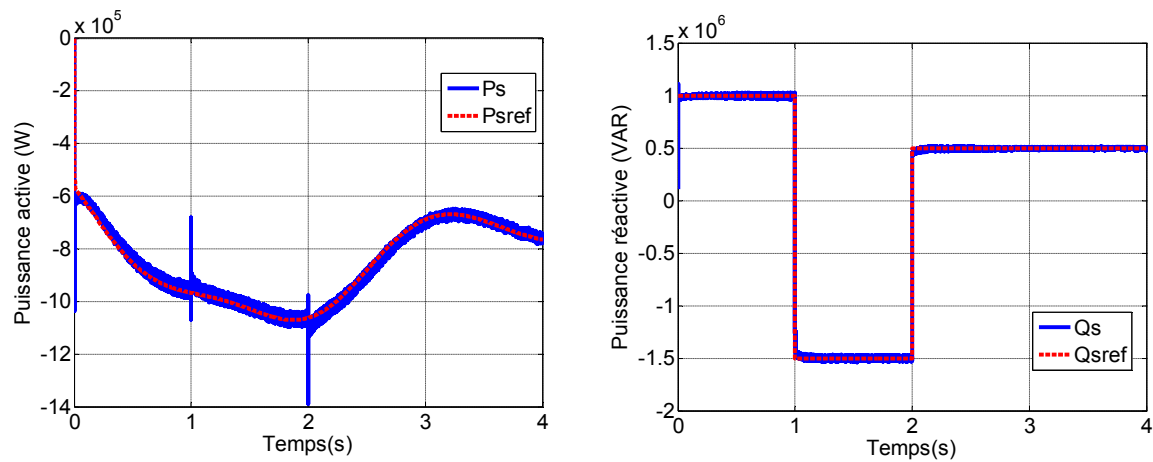


Figure III.7: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.

b)- Vitesse du vent variable

Ce test de simulation a été effectué en utilisant le profil du vent utilisé dans le chapitre précédent.



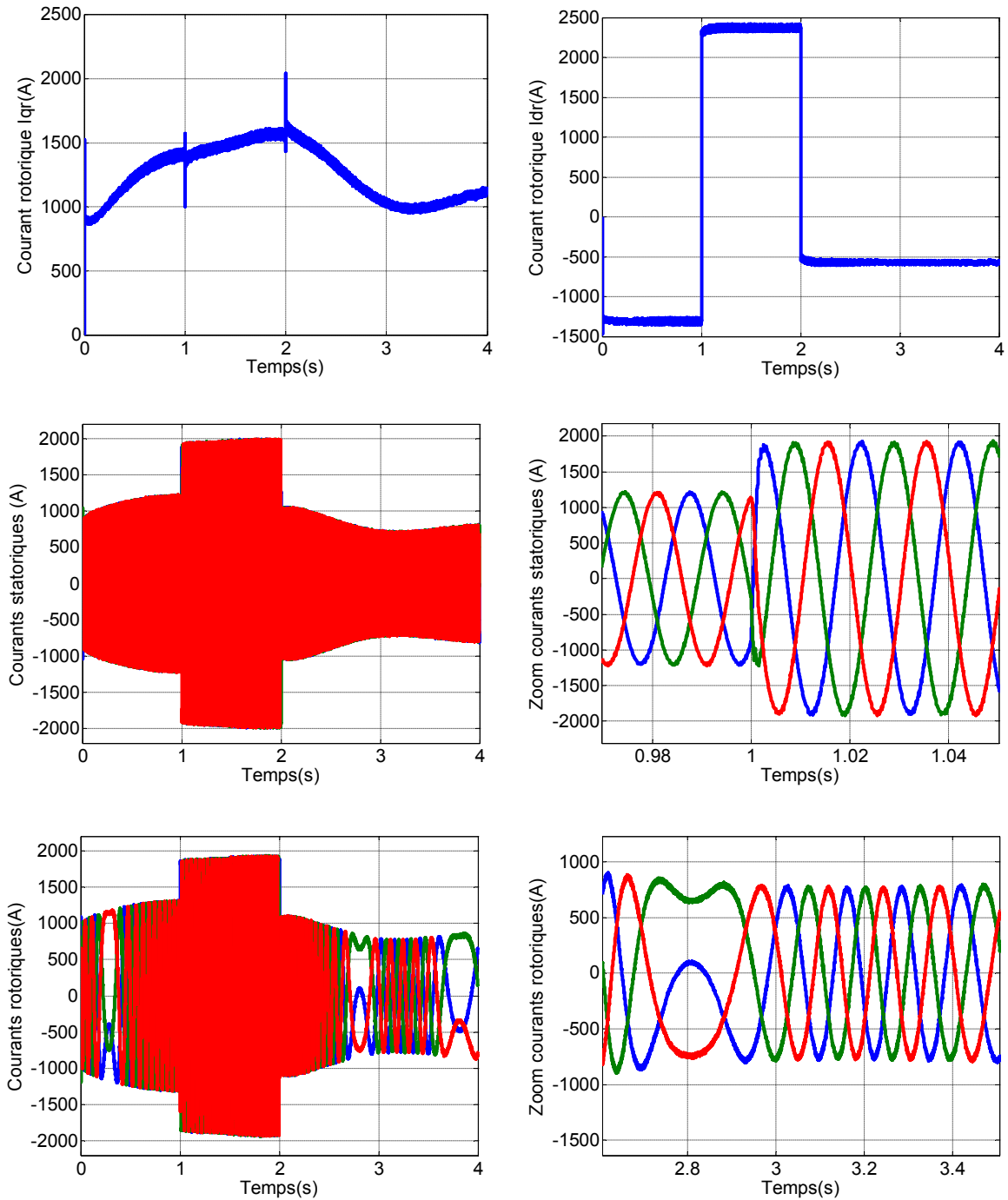


Figure III.8 : Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.

D'après ces résultats présentés par les figures (III.7) et (III.8) on remarque que les réponses en puissances sont bien suivies avec une oscillation sur l'une de puissances lors d'une application d'un échelon à l'autre puissance ce qui provoque un régime transitoire un peu prononcé. Aussi, il est observé que la puissance active est contrôlée par la composante en quadratique du courant rotorique, tandis que la puissance réactive est contrôlée par la

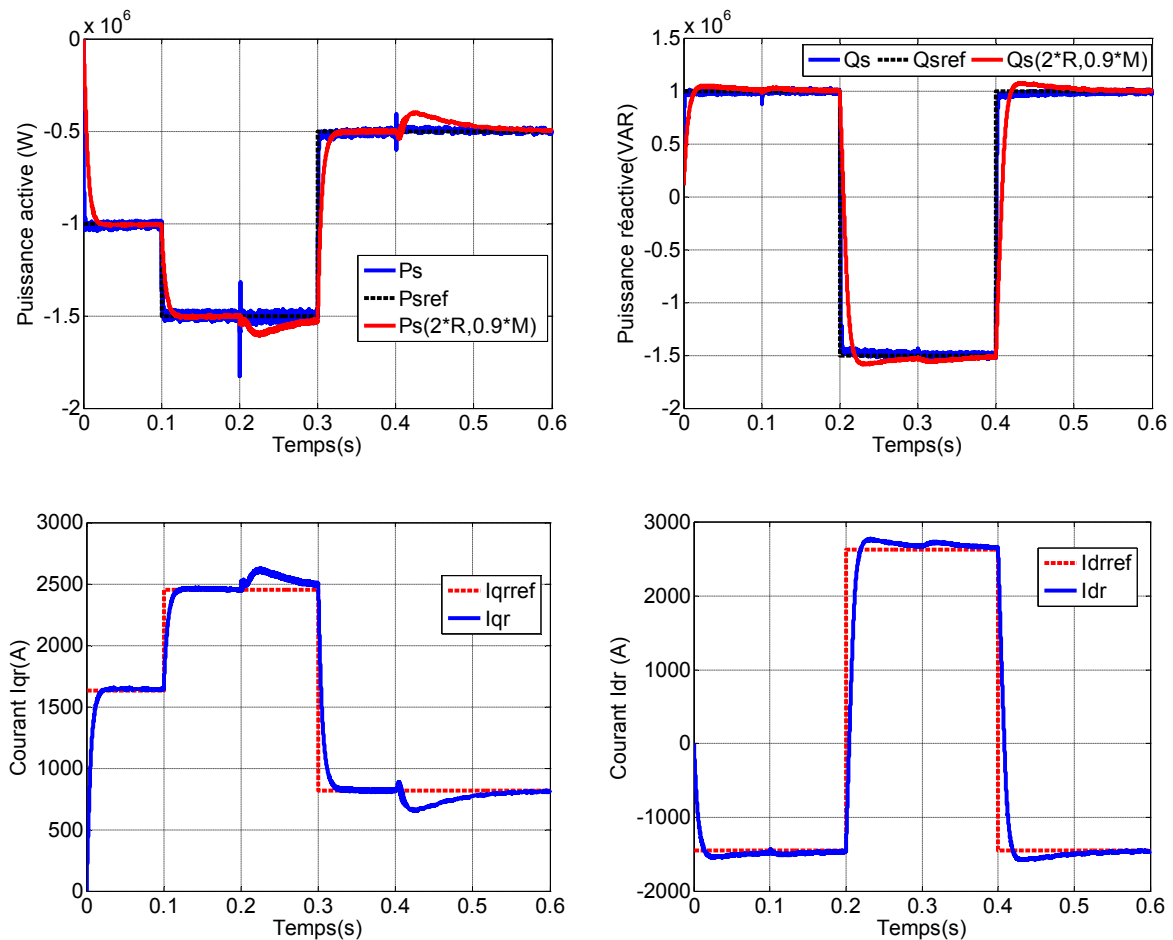
composante directe de celle-ci. Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que les courants statorique et rotorique ont une forme d'onde presque sinusoïdale ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau. Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active. Ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active. Dans ce cas, nous pouvons conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

III.4.2. 2. Test de robustesse

a)- Vitesse du vent fixe

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes variations de paramètres.

La figure III.9, représente les résultats de simulation avec variations paramétriques des résistances rotorique de +100% et de +10% de l'inductance mutuelle.



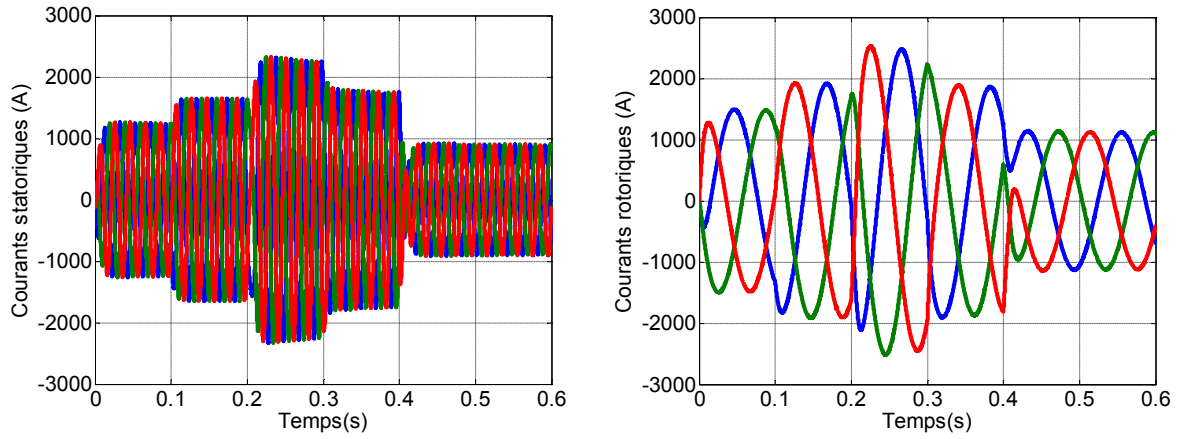


Figure III.9 : Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse fixe.

b)- Vitesse du vent variable

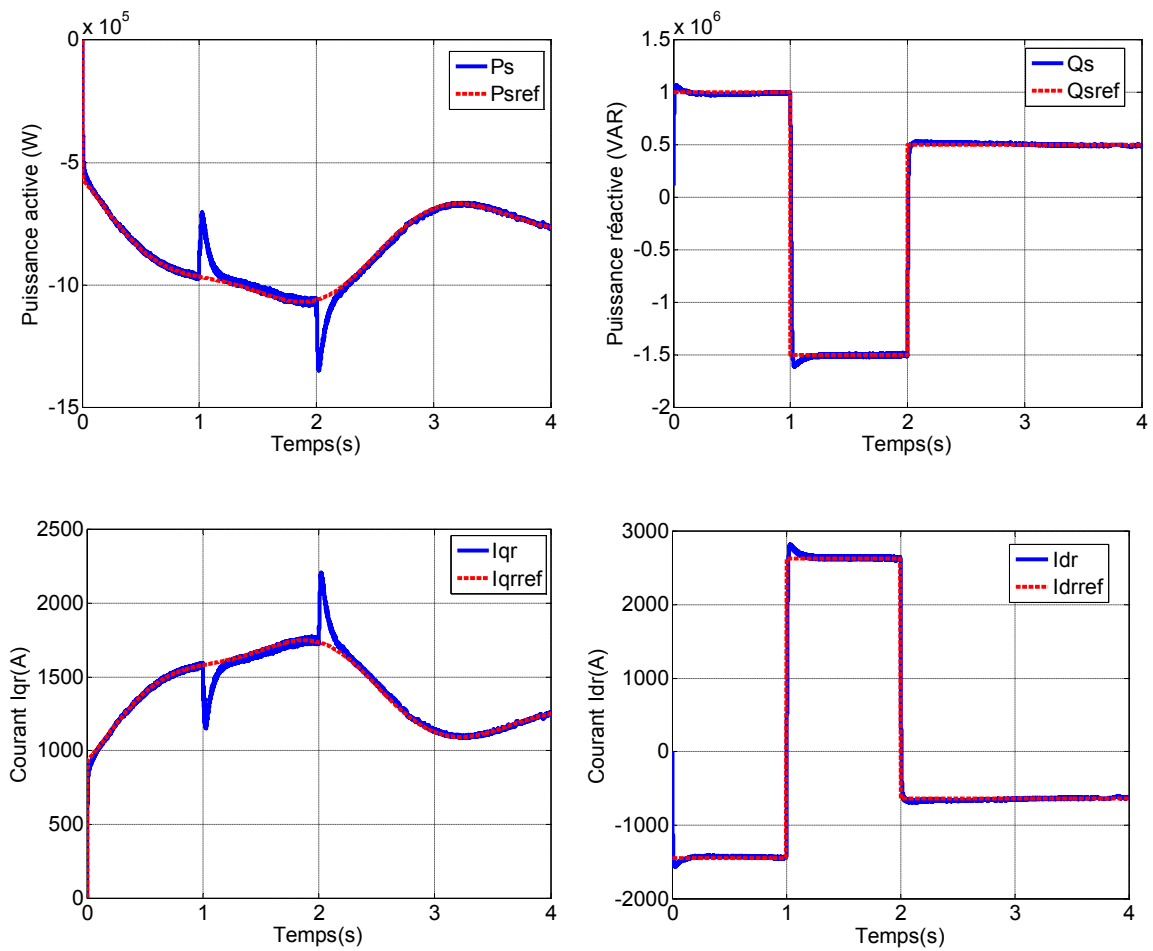


Figure III.10 : Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable.

D'après les résultats obtenus par les figures (III.9) et (III.10), on remarque que les variations des résistances rotoriques et l'inductance mutuelle augmentent nettement le dépassement et le temps de réponse ainsi l'amplitude des oscillations transitoires, mais l'erreur statique est toujours gardé. On peut conclure que l'effet de ces variations n'est pas négligeable, c'est-à-dire que cette commande perd partiellement l'efficacité de réglage pour le fonctionnement à vitesse fixe ou variable.

III.5. La commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques basé sur le control par Rejet Actif des Perturbations.

III.5.1. Introduction

La stratégie de Contrôle par Rejet Actif des Perturbations a été proposé par Han en 1995 [12] et introduite en littérature anglaise en 2001 par Gao [54,61], connue sous le nom de l'ADRC (Active Disturbance Rejection Control : le contrôle actif par rejet des perturbations). Le principal objectif de cette stratégie consiste à estimer et à compenser en temps réel diverses perturbations soient internes ou externes. Elle est fondée sur un observateur d'état étendu (Extended State Observer ESO) qui permet d'estimer, en temps réel, non seulement les perturbations externes mais aussi la dynamique interne du système [54].

III.5.2. Conception de l'ADRC linéaire :

Nous considérons un système non linéaire variable dans le temps d'ordre m , où $u(t)$ et $y(t)$ sont les signaux d'entrée et de sortie, respectivement; décrit par l'équation suivante :

$$y^{(m)}(t) = d_{int} \left(y(t), y^{(1)}(t), y^{(2)}(t), \dots, y^{(m-1)}(t), u(t) \right) + d_{ext}(t) + b_0 u(t) \quad (III.24)$$

Avec :

$d_{int} \left(y(t), y^{(1)}(t), y^{(2)}(t), \dots, y^{(m-1)}(t), u(t) \right)$ représente la dynamique interne non linéaire du système supposé inconnue.

$d_{ext}(t)$ sont les perturbations externes et b_0 est un paramètre constant.

Si nous rassemblons toutes les perturbations affectant le système à contrôler:

$$d(t) = d_{ext}(t) + d_{int}(t) \quad (III.25)$$

$d(t)$: décrit la totalité des perturbations qu'elles soient internes ou externes.

Dans lequel, l'équation du système est réécrite sous la forme suivante:

$$y^{(m)}(t) = d(t) + b_0 u(t) \quad (\text{III.26})$$

Au lieu de chercher un modèle de $d(t)$, l'ADRC offre une autre façon qui réduit considérablement la dépendance du contrôle sur une modélisation précise du système, car la stratégie proposée consiste à estimer $f(t)$ puis à l'annuler en temps réel à l'aide d'un signal de commande $u(t)$.

$$\text{Où} \quad f(t) = d(t) \quad (\text{III.27})$$

En conséquence, la forme canonique de l'ADRC linéaire est donnée par [14]:

$$\dot{y}(t) = f(t) + b_0 u(t) \quad (\text{III.29})$$

III.5.2. 1. Observateur d'état étendu ESO :

L'observateur d'état étendu est un observateur de Luenberg qui estime le terme $f(t)$ et compense ensuite l'effet des perturbations $d(t)$ sur le système; par conséquent, nous considérons un vecteur d'état étendu avec un état supplémentaire représentant les perturbations totales du système [62]:

$$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{m-1} \ x_m \ x_{m+1}]^T = [y \dot{y} \ \dots \ y_m d(t)]^T \quad (\text{III.30})$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ed \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec

$$A_{(m+1,m+1)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}; B_{(m+1,1)} = [0 \ 0 \ \dots \ b_0 \ 0]^T;$$

$$C_{(m+1,1)} = [1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]; E_{(m+1,1)} = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]^T$$

L'observateur d'état étendu ESO est alors construit pour l'équation (III.31) sous

$$\text{forme :} \quad \begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Où $L = [\beta_1 \beta_2]^T$ et $\hat{x} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2]^T$ représentent respectivement le vecteur de gain de l'observateur et le vecteur de variables estimées [63].

L'erreur entre x et $\hat{x}$ peut être donnée par :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (\text{III.33})$$

Par conséquent, la dynamique de l'estimation des erreurs est

$$\dot{\varepsilon} = (A - LC)\varepsilon \quad (\text{III.34})$$

Avec

$$A - LC = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -\beta_1 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\beta_m & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -\beta_{m+1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

Afin d'assurer une convergence asymptotique de l'erreur d'estimation ($\varepsilon \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$), l'observateur exige que les paramètres du vecteur de gains L soient choisis de telle sorte que $(A - LC)$ forme une matrice de Hurwitz, c'est-à-dire que les pôles de sa caractéristique polynomiale $P_{ESO}(s)$ de $(A - LC)$ sont tous à parties réelles strictement négatives [64].

$$P_{ESO}(s) = \det(sI_{(m+1)} - (A - LC)) = s^{(m+1)} + \beta_1 s^{(m)} + \beta_2 s^{(m-1)} + \cdots + \beta_m s + \beta_{(m+1)} \quad (\text{III.35})$$

En fin de compte, placer tous les pôles d'observation à un seul endroit est également connu sous le nom de «paramétrage de la bande passante» [65]. Compte tenu de toutes ces contraintes, la pulsation de coupure de l'observateur d'état étendu ω_{obs} est choisie pour avoir un temps de stabilisation adapté [62].

Nous pouvons calculer les gains d'observation nécessaires pour l'emplacement du pôle commun à partir de son polynôme caractéristique [66].

$$P_{ESO}(s) = s^{(m+1)} + \beta_1 s^{(m)} + \beta_2 s^{(m-1)} + \cdots + \beta_m s + \beta_{(m+1)} = (s + \omega_{obs})^{m+1} \quad (\text{III.36})$$

L'expression générale des gains de l'observateur est donnée par la relation suivante [62]:

$$\beta_i = \frac{(m+1)!}{(m+1-i)!i!} \omega_{obs}^i \quad (\text{III.37})$$

D'après l'équation (III.37), les gains d'observateur d'état étendu pour un système du premier ordre sont donnés par :

$$\begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\omega_{obs} \\ \omega_{obs}^2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.38})$$

III.5.2.2. Loi de commande :

En prenant en considération les variables estimées, une loi de commande est déterminée pour éliminer l'effet des perturbations totales agissant sur le système:

$$u(t) = \frac{u_0(t) - \hat{x}_{m+1}(t)}{b_0} \quad (\text{III.39})$$

Le système de l'équation (III.26) devient

$$y(t) = d(t) - \hat{x}_{m+1}(t) + u_0(t) \quad (\text{III.40})$$

Si $\hat{x}_{m+1}(t) \approx f(t)$ le système (III.40) devient $y(t) = u_0(t)$

La loi de commande est donné par

$$u_0(t) = K_p(r(t) - \hat{x}(t)) \quad (\text{III.41})$$

Où $r(t)$ désigne la référence du signal d'entrée que la sortie doit suivre.

Puisque $\hat{x}_1(t) \dots, \hat{x}_m(t)$ sont les estimées de $y(t) \dots, y^{(m-1)}(t)$, la conception d'un contrôleur de rejet actif des perturbations linéaire peut être présentée par [62]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A - LC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ly(t) \\ u_0(t) = K_p(r(t) - \hat{x}(t)) \\ \hat{x}_1(t) = \hat{y}(t) \\ \hat{x}_2(t) = \hat{f}(t) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

La combinaison de l'ESO linéaire et le correcteur représente l'ADRC linéaire dont la structure est donnée en figure III.11:

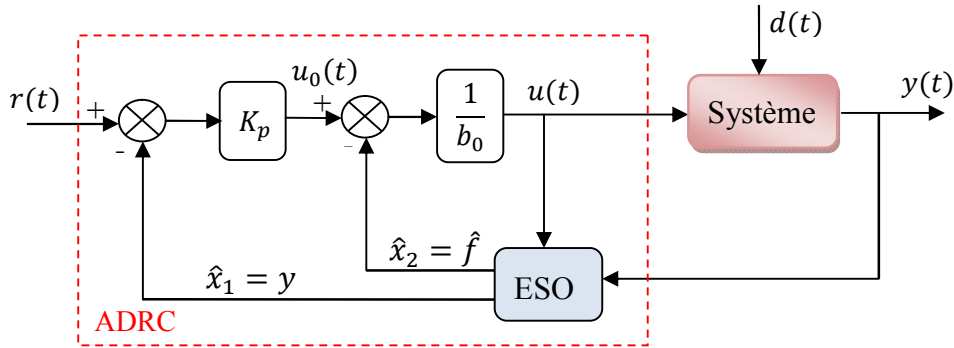


Figure III.11: structure de l'ADRC linéaire

Le correcteur est choisi selon l'algorithme décrit plus haut tel que $K_p = \omega_c = \frac{4}{t_r}$ avec ω_c désigne la pulsation de coupure désirée en boucle fermée et t_r est le temps de réponse désiré pour le système [66].

En pratique, ω_{obs} est souvent choisi dans une plage de $\omega_{obs} = 3 \sim 10 \omega_c$ [63,67], ce qui permet de simplifier le réglage de l'ADRC linéaire à un seul paramètre ω_c .

III.5.3. Application de la commande ADRC à la génératrice asynchrone à double alimentation :

Les courants rotoriques i_{qr} et i_{dr} , sont respectivement les images de la puissance active statorique P_s et la puissance réactive statorique Q_s , doivent poursuivre leurs courants de références [68].

En prenant en considération les variables estimées, une loi de commande est déterminée pour éliminer l'effet des perturbations totales agissant sur le système:

$$u = \frac{u_0 - \hat{x}_2}{b_0} \quad (\text{III.43})$$

Dans notre cas, les tensions de commande sont définies par

$$u = \begin{bmatrix} u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

$$\text{Où} \quad u_0 = \begin{bmatrix} u_{0q} \\ u_{0d} \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

En remplaçant les deux dernières équations (III.43) et (III.44) dans l'équation (III.45) on obtient :

$$u = \begin{bmatrix} u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \frac{1}{b_0} \begin{bmatrix} u_{0q} - \hat{x}_{2(q)} \\ u_{0d} - \hat{x}_{2(d)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

On rappelle que les courants rotoriques en coordonnées dq s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{V_{qr}}{\sigma L_r} - \frac{R_r i_{qr}}{\sigma L_r} - g \omega_s i_{dr} - g \frac{MV_s}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{V_{dr}}{\sigma L_r} - \frac{R_r i_{dr}}{\sigma L_r} + g \omega_s i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

D'autre part, on réarrange les courants rotoriques dans (III.47) pour s'écrire sous la forme du modèle canonique de l'ADRC (éq (III.29)) :

$$\begin{cases} \frac{di_{qr}}{dt} = f(i_{qr}, d, t) + b_0 u_q(t) \\ \frac{di_{dr}}{dt} = f(i_{dr}, d, t) + b_0 u_d(t) \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

Avec

$$\begin{cases} f(i_{qr}, d, t) = -\frac{R_r i_{qr}}{\sigma L_r} - g \omega_s i_{dr} - g \frac{MV_s}{\sigma L_r L_s} + (\frac{1}{\sigma L_r} - b_0) V_{qr} \\ f(i_{dr}, d, t) = -\frac{R_r i_{dr}}{\sigma L_r} + g \omega_s i_{qr} + (\frac{1}{\sigma L_r} - b_0) V_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

$$\text{Et} \quad \begin{cases} u_q(t) = V_{qr} \\ u_d(t) = V_{dr} \end{cases}; b_0 = \frac{1}{\sigma L_r} \quad (\text{III.50})$$

Où :

$f(i_{qr}, d, t), f(i_{dr}, d, t)$ représentent les perturbations globales interne et externe ;

La figure III.12 illustre le schéma bloc de l'ADRC linéaire appliquée au contrôle des courants rotoriques pour la génération des tensions de commande nécessaires à MLI (PWM) du convertisseur côté machine CCM.

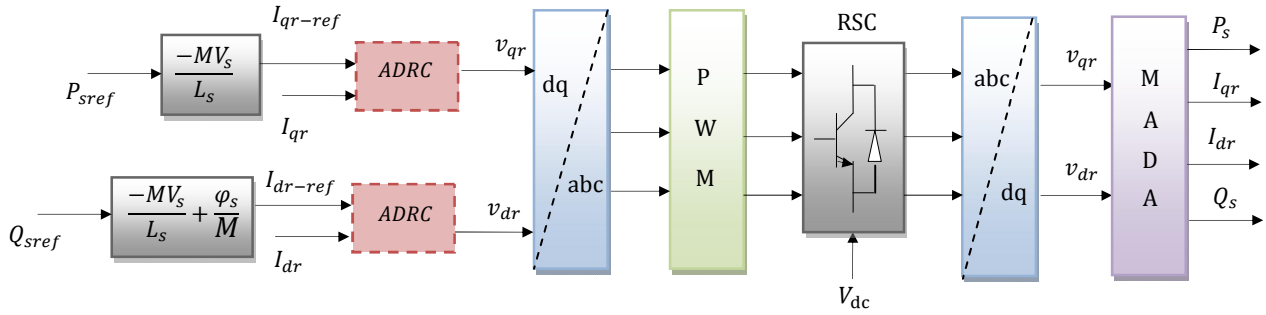


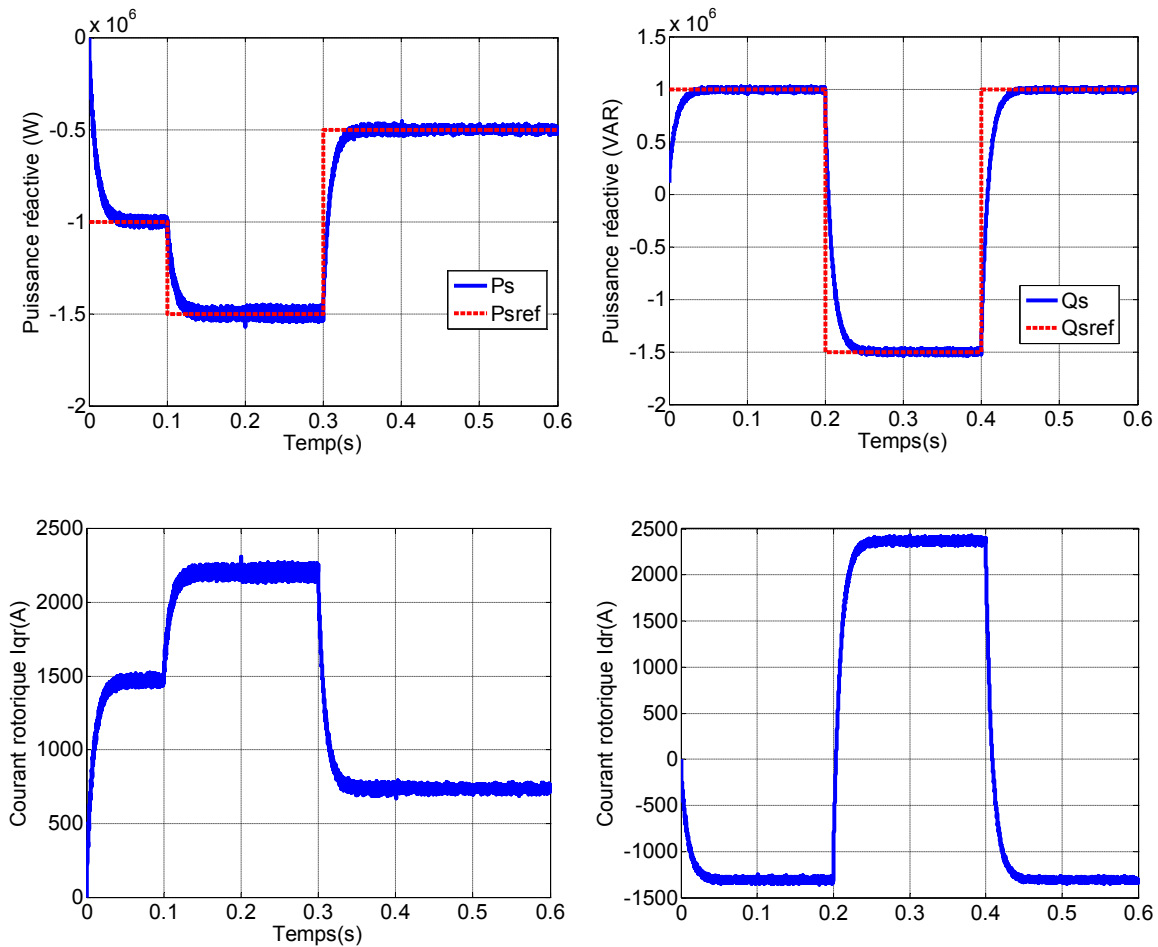
Figure III.12: structure de la commande du CCR par ADRC

III.5.4. Résultats de simulation et interprétations

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans la partie précédente et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A.

III.5.4.1 .test de suivie de consigne

a)- Vitesse du vent fixe



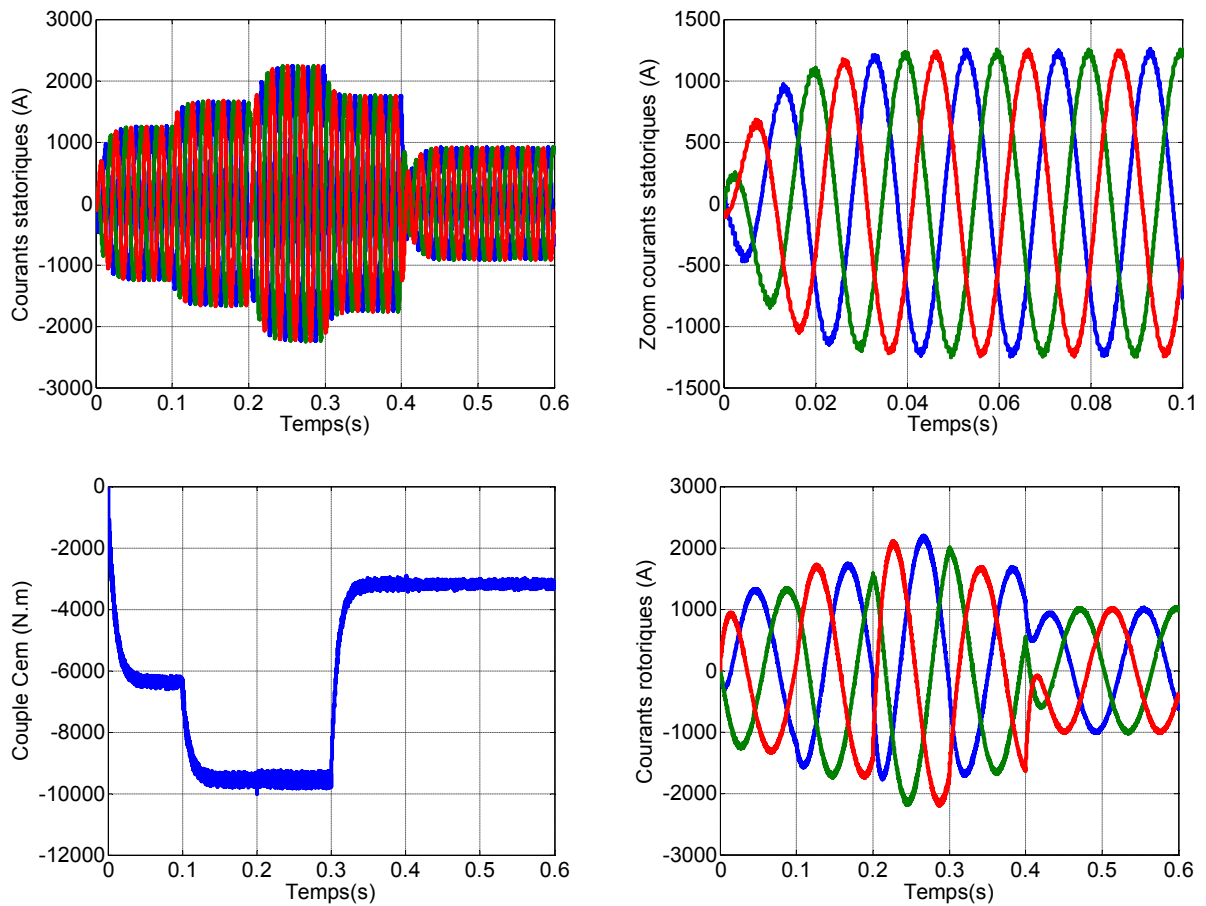
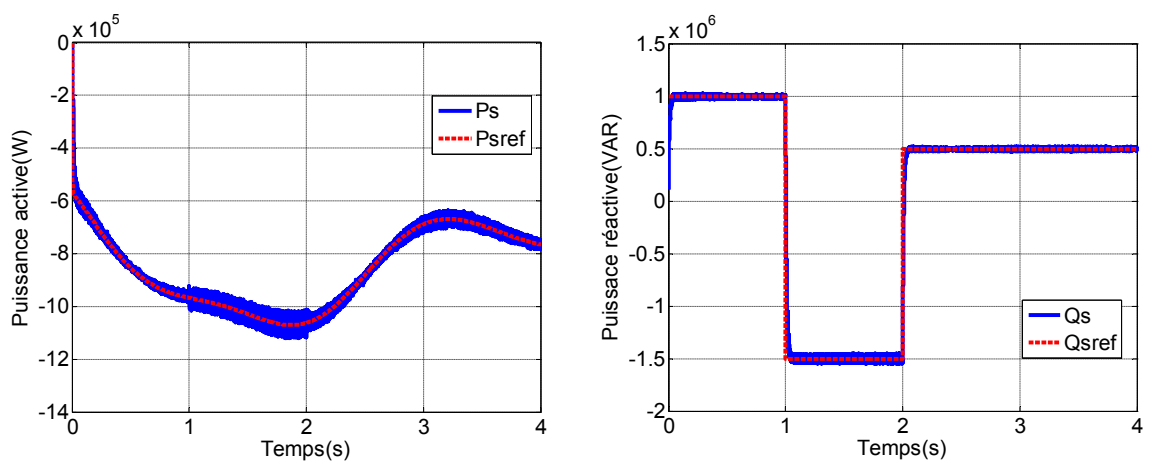


Figure III.13 : Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe

b)- Vitesse du vent variable



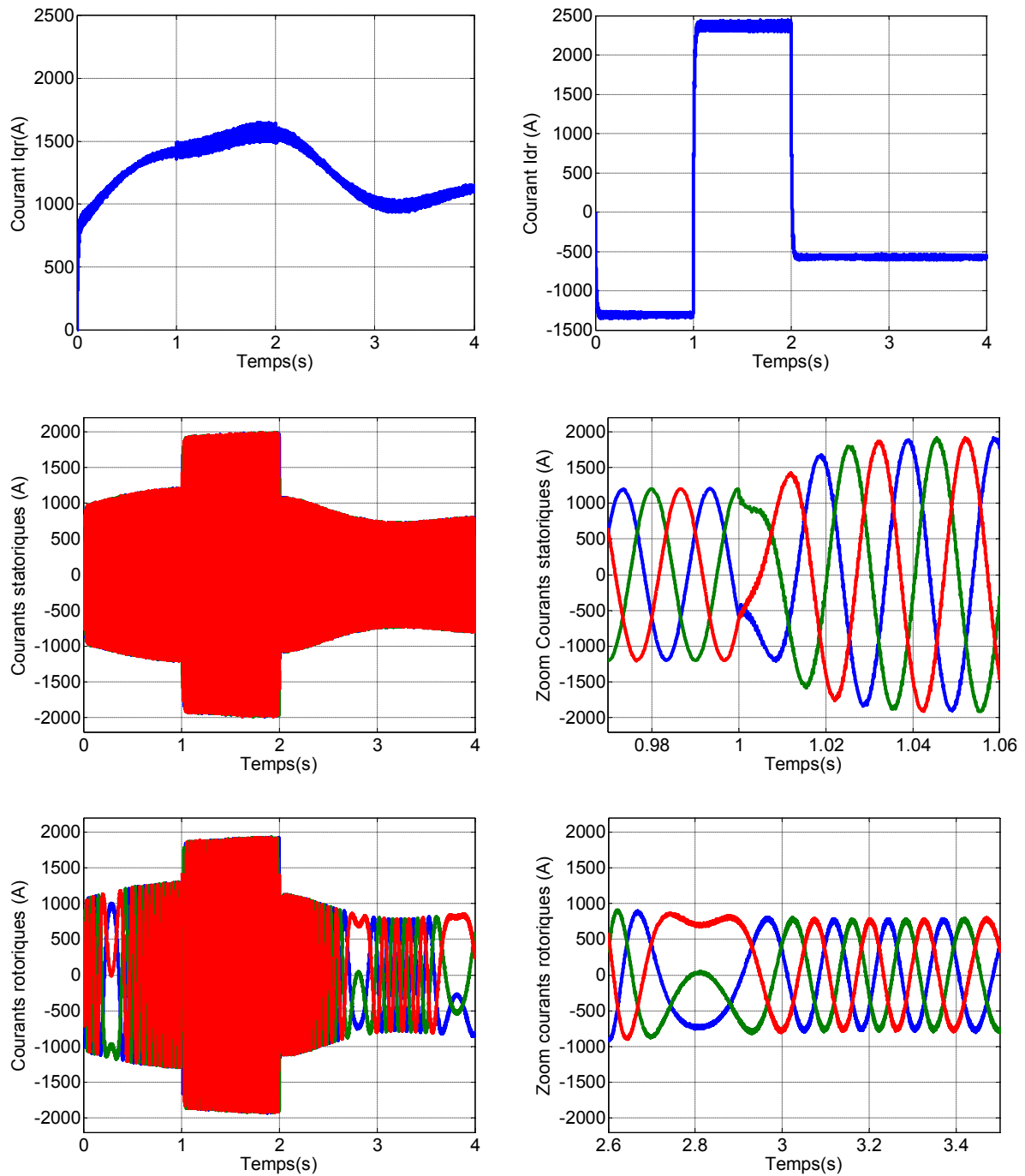


Figure III.14 : Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable

D'après les résultats obtenus, on peut remarquer que les consignes de puissance sont bien suivies par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive, mais avec une augmentation du temps de réponse.

Au régime transitoire, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale au régime permanent. Le couple électromagnétique et la puissance

active, étant proportionnelles, sont de même allure. Le courant statorique généré par la génératrice possède une allure sinusoïdale. Le courant rotorique semble aussi sinusoïdale.

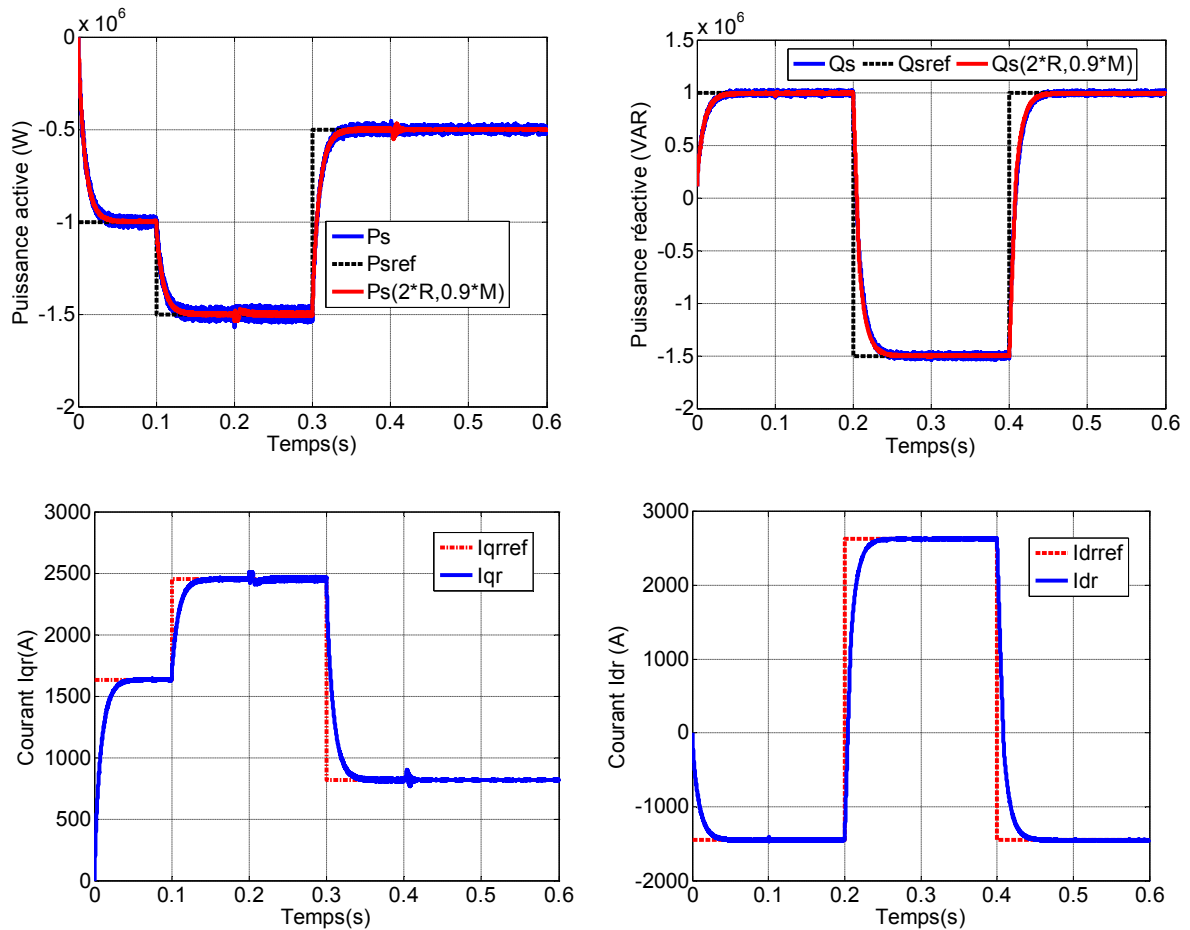
Les résultats obtenus sont identiques pour la vitesse variable. Les puissances statorique suivent correctement sa référence générée par la turbine. Les courants statoriques sont sinusoïdaux, malgré les variations du profil de vent avec une fréquence 50 Hz. Les courants rotoriques sont également sinusoïdaux.

Le couplage entre les deux puissances est très faible est peu perceptible pour le fonctionnement à vitesse fixe et variable.

III.5.4.2. Test de robustesse

Pour comparer la robustesse du régulateur ADRC par rapport à la robustesse du régulateur PI vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, il faut soumettre ce régulateur aux mêmes variations appliquées au régulateur PI.

a)- Vitesse du vent fixe



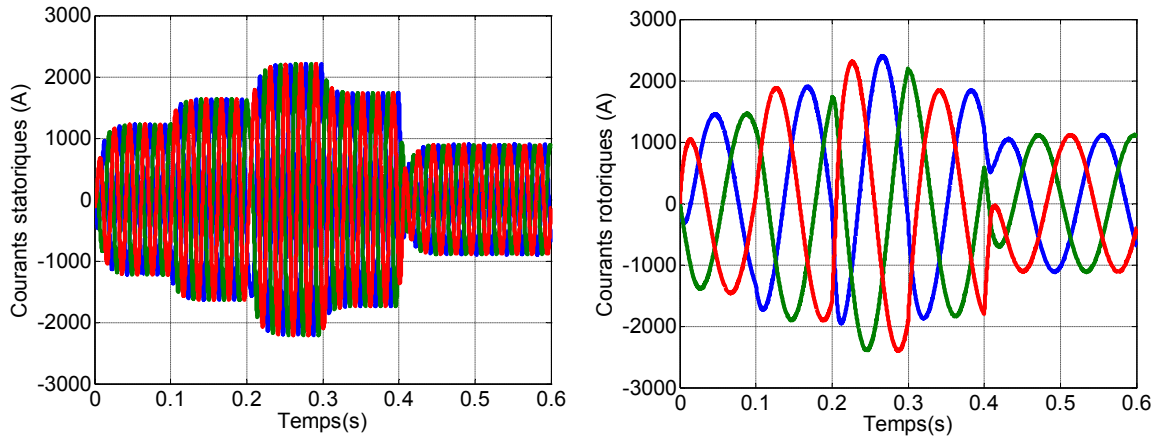


Figure III.15: Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse fixe

b)- Vitesse du vent variable

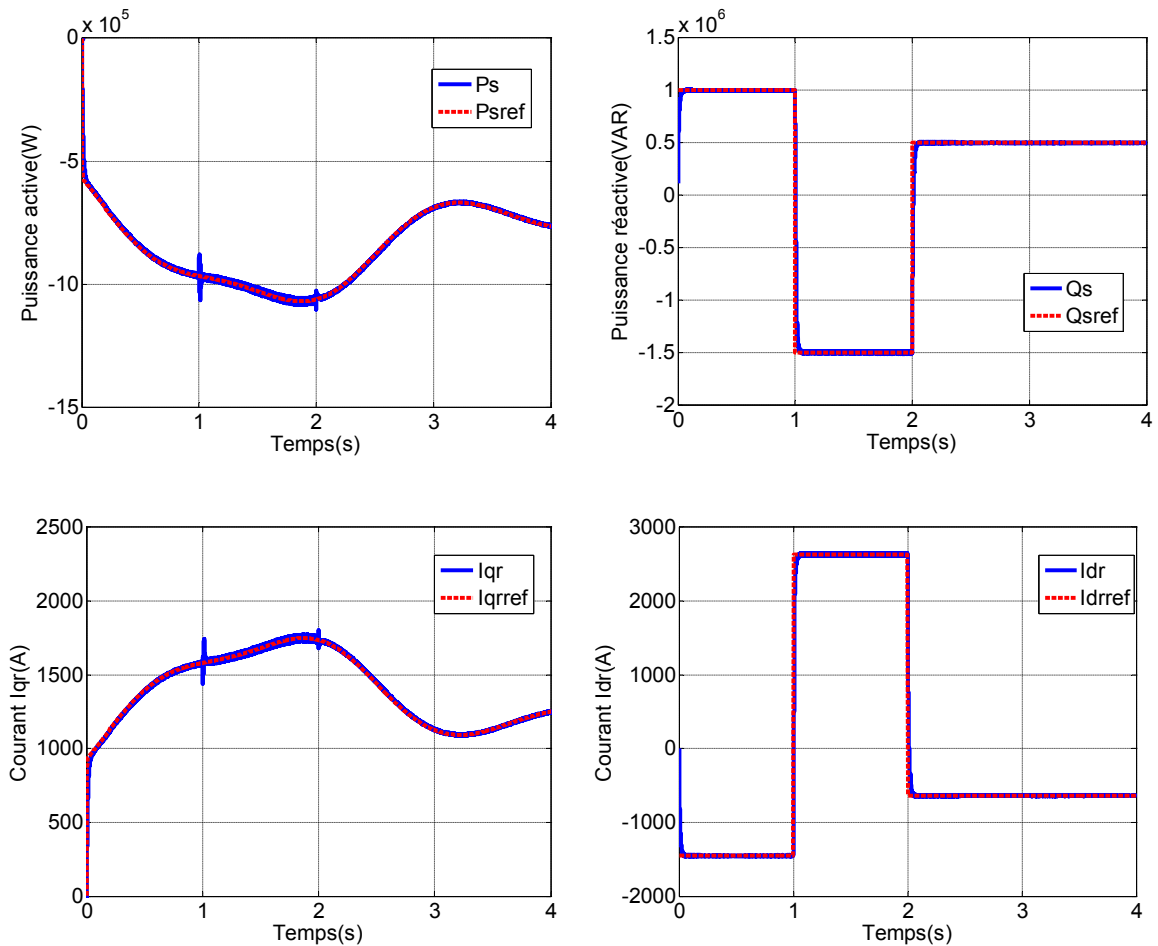


Figure III.16 : Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable

D'après les résultats obtenus dans la figure III.15 et III.16, on peut conclure que la variation de la résistance et l'inductance n'ont aucune influence sur le dépassement, le

découplage entre la puissance active et réactive est toujours maintenu, se qui montre la robustesse de la commande proposée.

III.6. Commande par Rejet Actif des Perturbations basé sur le mode glissant.

III.6.1 .Principe du Contrôle par Mode Glissant

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [69].

Le principe de la commande à mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état à évoluer vers une surface et la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'éléments de commutation discontinue [70].

La surface considérée, correspondant aux dynamiques souhaitées, est alors désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du système atteint l'hyper-surface en un temps fini [71].

Quand l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, le système est dit en régime glissant, ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation dans une gamme qui reste relativement plus large, et à certaines perturbations [69]. Il présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible [3].

III.6.2 .Bases mathématiques de la commande à structure variable :

Considérons le système suivant décrit par [72].

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (\text{III.51})$$

Où $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in R^m$ le vecteur de commande avec , $n < m$. Les matrices A , B et C sont de dimensions appropriées.

La structure d'un système de commande à structure variable est définie par chacune des composantes du vecteur de commande $u_i = (i = 1 \dots m)$ par :

- ✓ m fonctions de commutations représentées sous forme vectorielle par la fonction $S(x)$.
- ✓ une commande à structure variable

$$u_i(x) = \begin{cases} u_i^+(x) & \text{pour } S_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & \text{pour } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{III.52})$$

Pour un système de deuxième ordre (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Où est $S(x, t)$ la fonction de commutation.

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (\text{III.55})$$

Les trajectoires de f^+ et f^- associées à la fonction qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement », figure III.17.

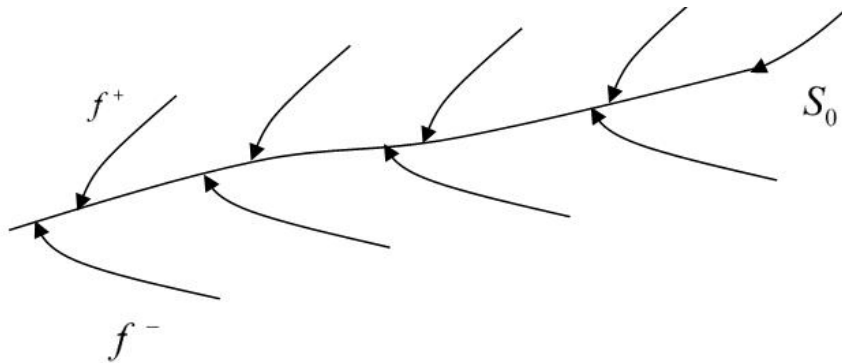


Figure III.17: Trajectoires de f^+ et f^- pour le mode de glissement.

III.6.2 .1 .Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par modes glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [73, 74].

- ✓ **Mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ✓ **Mode de régime permanent (MRP) :** Il est nécessaire pour l'étude du

comportement d'un système autour du point d'équilibre.

- ✓ **Mode de glissement (MG)** : C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

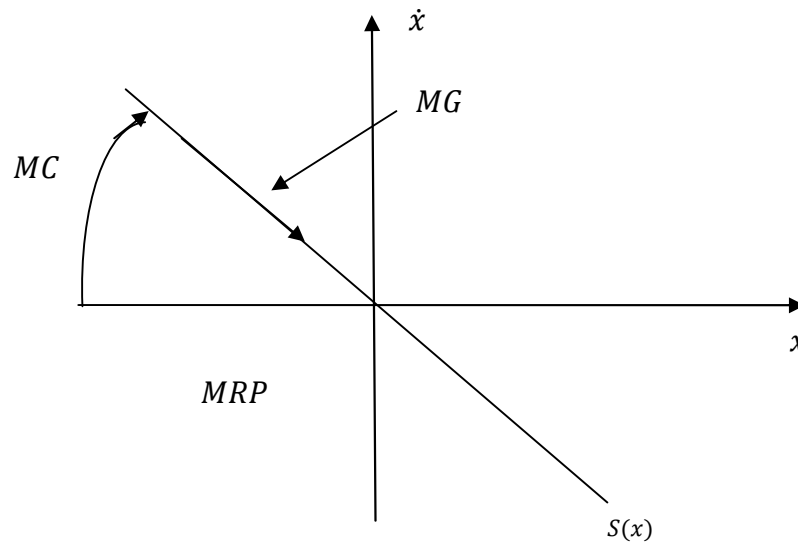


Figure III.18: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

III.6.3. Conception de la commande par mode glissant

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes, ces étapes sont [75] :

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement de condition d'existence.
- La détermination de la loi de commande.

III.6.3. 1 .Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leur forme en fonction de l'application et l'objectif visé. La surface de glissement est une fonction scalaire telle que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré. Dans la littérature, différentes formes de surface sont traitées, dont chacune donne de meilleures performances par certaines utilisations. [73].

Dans ce travail, on s'intéresse à une surface de forme non linéaire donné par J.J.Slotine [76].

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.56})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart sur la variable à régler : $e(x) = x_{ref} - x$

λ : Une coefficient positif qui interprète la bonde passante du contrôle désiré .

x_{ref} : Valeur désiré de référence ;

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

- Pour $r = 1$ $S(x) = e(x)$
- Pour $r = 2$ $S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$
- Pour $r = 3$ $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de cette commande est de garder la surface $S(x)$ égale zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

III.6.3. 2 .Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester même face aux perturbations.

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $S(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [72,77], En définissant la fonction de Lyapunov par [78] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.57})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{III.58})$$

Pour que la fonction $V(x)$ décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée est

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.59})$$

La dernière équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x) > 0$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal [8].

III.6.3. 3 .La détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{III.60})$$

On définit u_{eq} un vecteur commande équivalente comme étant la solution du régime glissant idéal du modèle mathématique de l'équation (III.51). Ce régime n'ayant lieu que sur $S_i(x) = 0, i = 1, 2, \dots, m$ on exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\left\{ \frac{dS_i}{dt} = \dot{S}_i = 0 \right. \quad (\text{III.61})$$

u_n est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par $\dot{S}(x) = u_n$.

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre u_{max} et u_{min} figure III.19.

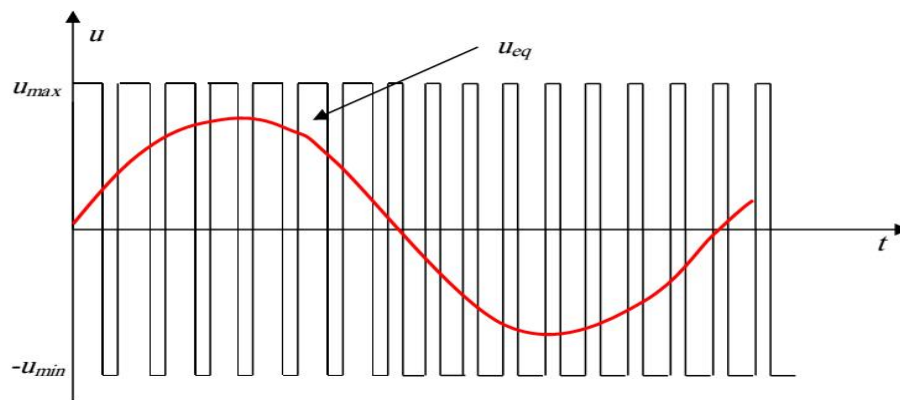


Figure III.19: Valeur continu de la commande u_{eq}

III.6.3. 4 .Commande équivalente

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.51).

Le vecteur est composé de deux grandeurs : u_{eq} , un soit :

$$u(t) = u_{eq} + u_n \quad (III.62)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}\} + \frac{\partial S}{\partial t} \{g(x, t)u_n\} \quad (III.63)$$

En mode glissant et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = -\left\{\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial S}{\partial t} f(x, t)\right\}, u_n = 0 \quad (III.64)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (III.64) dans l'équation (III.63). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} \{g(x, t)u_n\} \quad (III.65)$$

Le problème revient à trouver tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial t} \{g(x, t)u_n\} < 0 \quad (III.66)$$

III.6.3.5. Commande discontinue de base « u_n »

Plusieurs choix pour la commande discontinue un peuvent être faits. La forme la plus simple que peut prendre la commande u_n est :

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais figure III.20. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (III.67)$$

Avec : K est un gain positif.

$\text{sign}(S(x, t))$ est la fonction définie par :

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x, t) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x, t) > 0 \end{cases} \quad (III.68)$$

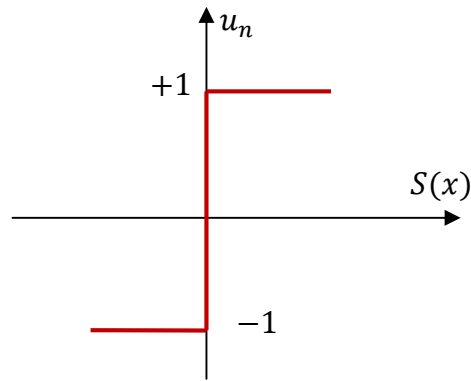


Figure III.20: la fonction «*sign*».

L'utilisation de la fonction «*sign*» signifie que la commande entre deux valeurs avec une fréquence théoriquement infinie si le gain K est très petit.

Le temps de réponse sera long si le gain K est très grand, dans le cas contraire le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître « Couramment appelées Chattering » sur les réponses en régime permanent.

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), des solutions classiques consistent à imposer une variation de la valeur de la commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Cependant, il est possible de réduire ce phénomène par l'introduction de la fonction de saturation adéquate (figure III.21) qui filtre les hautes fréquences.

$$u_n = K \cdot F_{sat}\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) \quad (\text{III.69})$$

Avec : F_{sat} : la fonction de saturation, elle est définie comme suit :

$$F_{sat}\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } \left|\frac{S}{\varepsilon}\right| < 1 \\ \text{sign}\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) & \text{si } \left|\frac{S}{\varepsilon}\right| > 1 \end{cases} \quad (\text{III.70})$$

Avec : ε : Largeur du seuil de la fonction saturation.

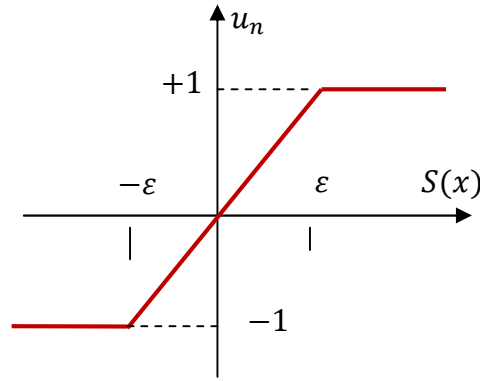


Figure III.21: la fonction «sat ».

On peut aussi remplacer la fonction «sign » par des fonctions de commutation douce. On donne ci-dessous un exemple de ce type des fonctions dans la figure III.22, soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \lambda} \quad (\text{III.71})$$

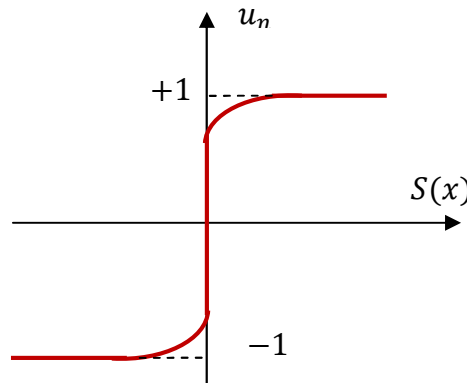


Figure III.22: la fonction « Smooth ».

III.6.4. Application de la régulation par mode glissant à la commande par Rejet Actif des Perturbations de la GADA

Les courants rotoriques i_{qr} et i_{dr} , sont respectivement les images de la puissance active statorique P_s et la puissance réactive statorique Q_s , doivent poursuivre leurs courants de références [26]. Les surfaces de glissement selon les axes d -q sont choisies comme suit:

$$S = [S_{qr} \quad S_{dr}]^T \quad (\text{III.72})$$

Où

$$S_{qr} = e_{I_{qr}} \quad \text{et} \quad S_{dr} = e_{I_{dr}} \quad (\text{III.73})$$

Avec $e_{I_{qr}}$ et $e_{I_{dr}}$ sont les erreurs entre les courants de référence et les courants mesurés pour les axes $d-q$. Par conséquent :

$$S = \begin{bmatrix} e_{I_{qr}} \\ e_{I_{dr}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{qr-ref} - I_{qr} \\ I_{dr-ref} - I_{dr} \end{bmatrix} \quad (III.74)$$

La dérivée de (III.74) donne

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{qr-ref} \\ \dot{I}_{dr-ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{I}_q \\ \dot{I}_d \end{bmatrix} \quad (III.75)$$

On remplace l'expression des deux courants décrit par l'équation (III.47) dans l'équation précédente on obtient :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{qr-ref} \\ \dot{I}_{dr-ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & -g\omega_s \\ g\omega_s & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} - \frac{1}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g \frac{MV_s}{\sigma L_r L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.76)$$

On remplace l'expression des deux tensions V_{qr}, V_{dr} décrit par l'équation (III.46) dans l'expression précédente (III.76) on obtient :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{qr-ref} \\ \dot{I}_{dr-ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & -g\omega_s \\ g\omega_s & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} - \frac{1}{b_0 \sigma L_r} \begin{bmatrix} u_{0(q)} - \hat{x}_2 \\ u_{0(d)} - \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g \frac{MV_s}{\sigma L_r L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.77)$$

En remplaçant l'expression $u_{0(q)}$ et $u_{0(d)}$ par les commandes équivalente et discrète décrit par (III.78) dans l'équation précédente.

$$\begin{bmatrix} u_{0(q)} \\ u_{0(d)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{0,eq(q)} + u_{0,n(q)} \\ u_{0,eq(d)} + u_{0,n(d)} \end{bmatrix} \quad (III.78)$$

On obtient :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{qr-ref} \\ \dot{I}_{dr-ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & -g\omega_s \\ g\omega_s & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} - \frac{1}{b_0 \sigma L_r} \begin{bmatrix} u_{0,eq(q)} + u_{0,n(q)} - \hat{x}_2 \\ u_{0,eq(d)} + u_{0,n(d)} - \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g \frac{MV_s}{\sigma L_r L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.79)$$

$$\text{Où} \quad \begin{bmatrix} u_{0,n(q)} \\ u_{0,n(d)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_q \text{sign}(S_{qr}) \\ K_d \text{sign}(S_{dr}) \end{bmatrix} \quad (III.80)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent [79], on a :

$$S = 0 \text{ donc } \dot{S} = 0 \text{ et } \begin{bmatrix} u_{0,n(q)} \\ u_{0,n(d)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.81)$$

On tire de l'équation (III.79) la grandeur de commande équivalente qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} u_{0,eq(q)} \\ u_{0,eq(d)} \end{bmatrix} = b_0 \sigma L_r \begin{bmatrix} \dot{I}_{qr-ref} \\ \dot{I}_{dr-ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 R_r & b_0 \sigma L_r g \omega_s \\ -b_0 \sigma L_r g \omega_s & b_0 R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{x}_2 + \frac{b_0 g MV_s}{L_s} \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (III.82)$$

III.6.4.1. Etude de la stabilité

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (\text{III.83})$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov est donnée par:

$$\frac{dV}{dt} = S^T \dot{S} \quad (\text{III.84})$$

En remplaçant (III.78), (III.80) et (III.82) dans l'équation (III.84), la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée comme suit :

$$\frac{dV}{dt} = -S^T \begin{bmatrix} \frac{K_q}{b_0 \sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{K_d}{b_0 \sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_{qr}) \\ \text{sign}(S_{dr}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.85})$$

Dans (III.85) $\frac{K_q}{b_0 \sigma L_r}$ et $\frac{K_d}{b_0 \sigma L_r}$ sont des valeurs positives. $S_{qr} \text{sign}(S_{qr}) > 0$ et $S_{dr} \text{sign}(S_{dr}) > 0$, $\frac{dV}{dt}$ est défini négative [79]. La figure suivante montre le modèle de l'ADRC basé sur le mode glissant.

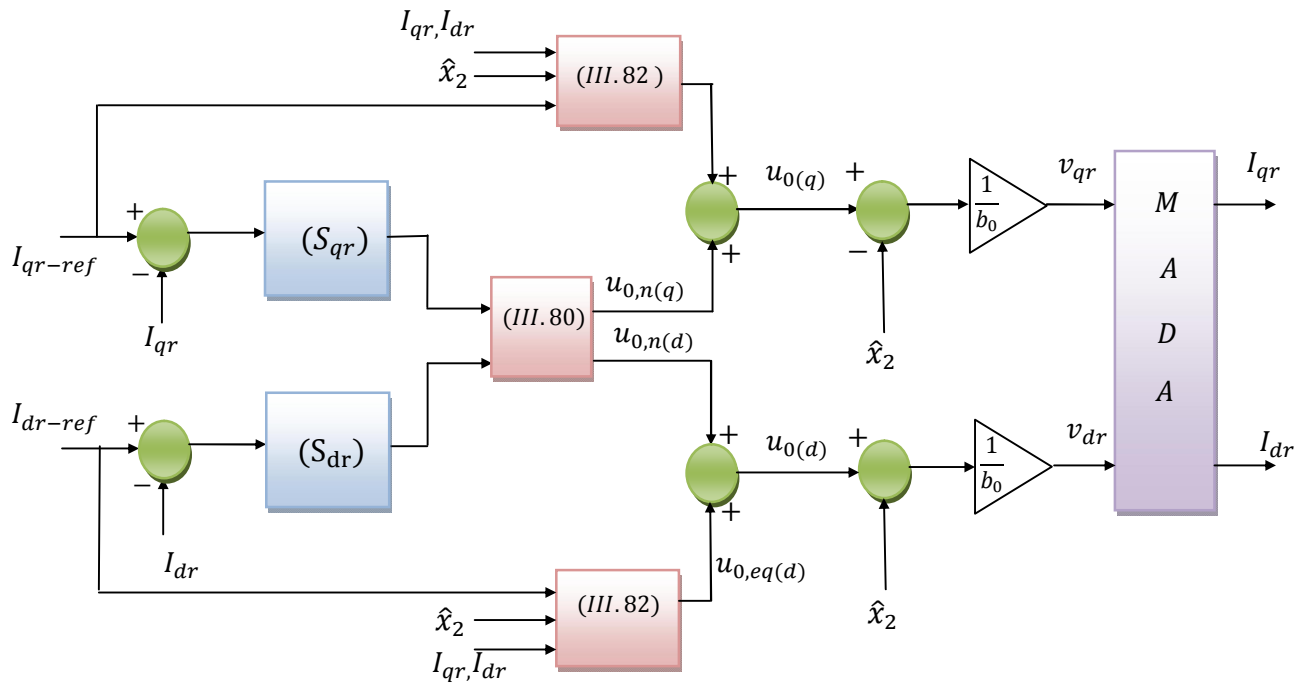


Figure III.23. La commande ADRC basé sur le mode glissant

III.6.5. Résultats de simulation et interprétations

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans la partie précédente et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A. la figure montre le schéma de principe de la commande.

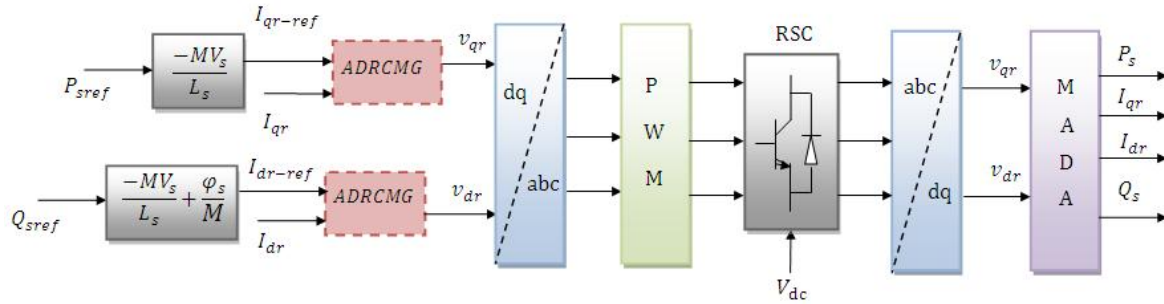
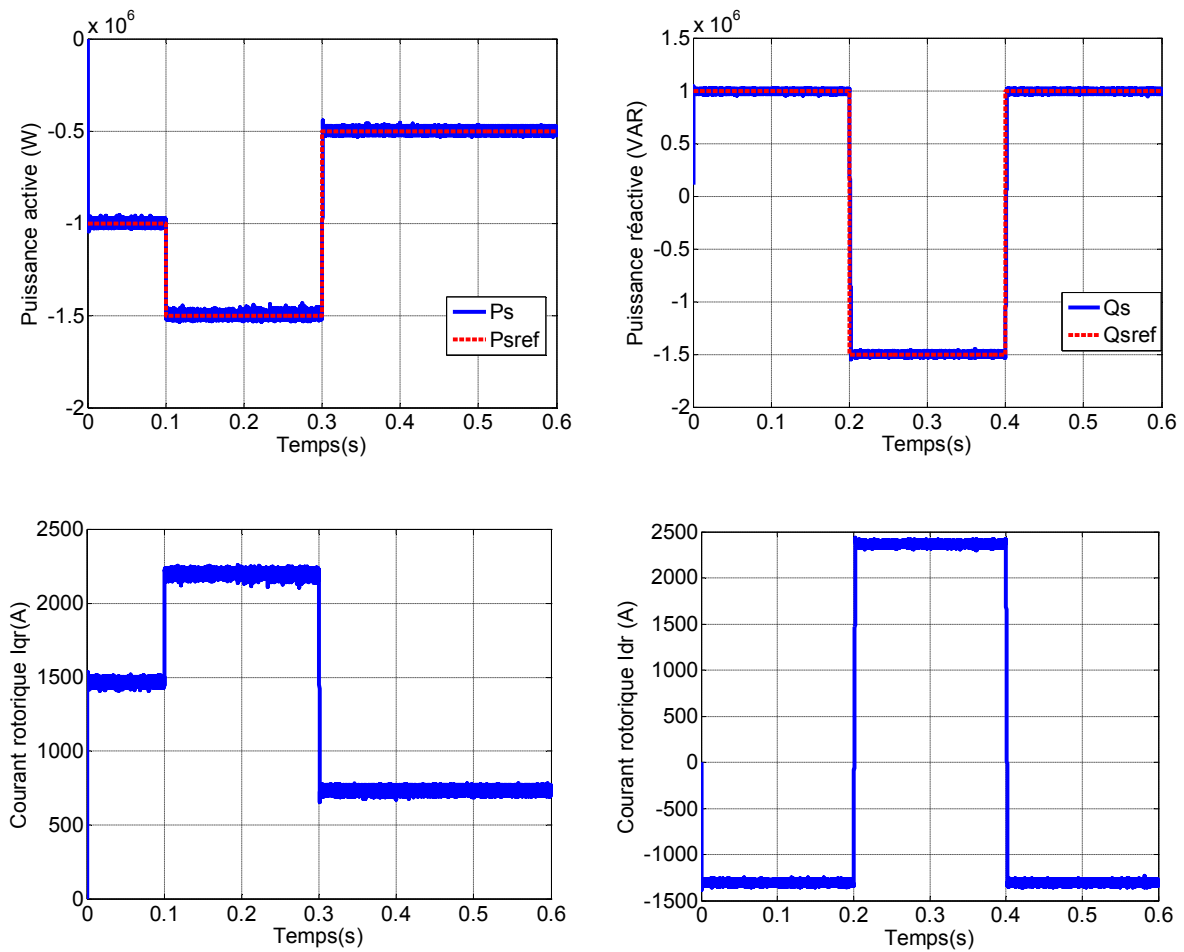


Figure III.24. Structure de la commande du CCR par ADRC basé sur le mode glissant

III.6.5.1. test de suivi de consigne

a)- Vitesse du vent fixe



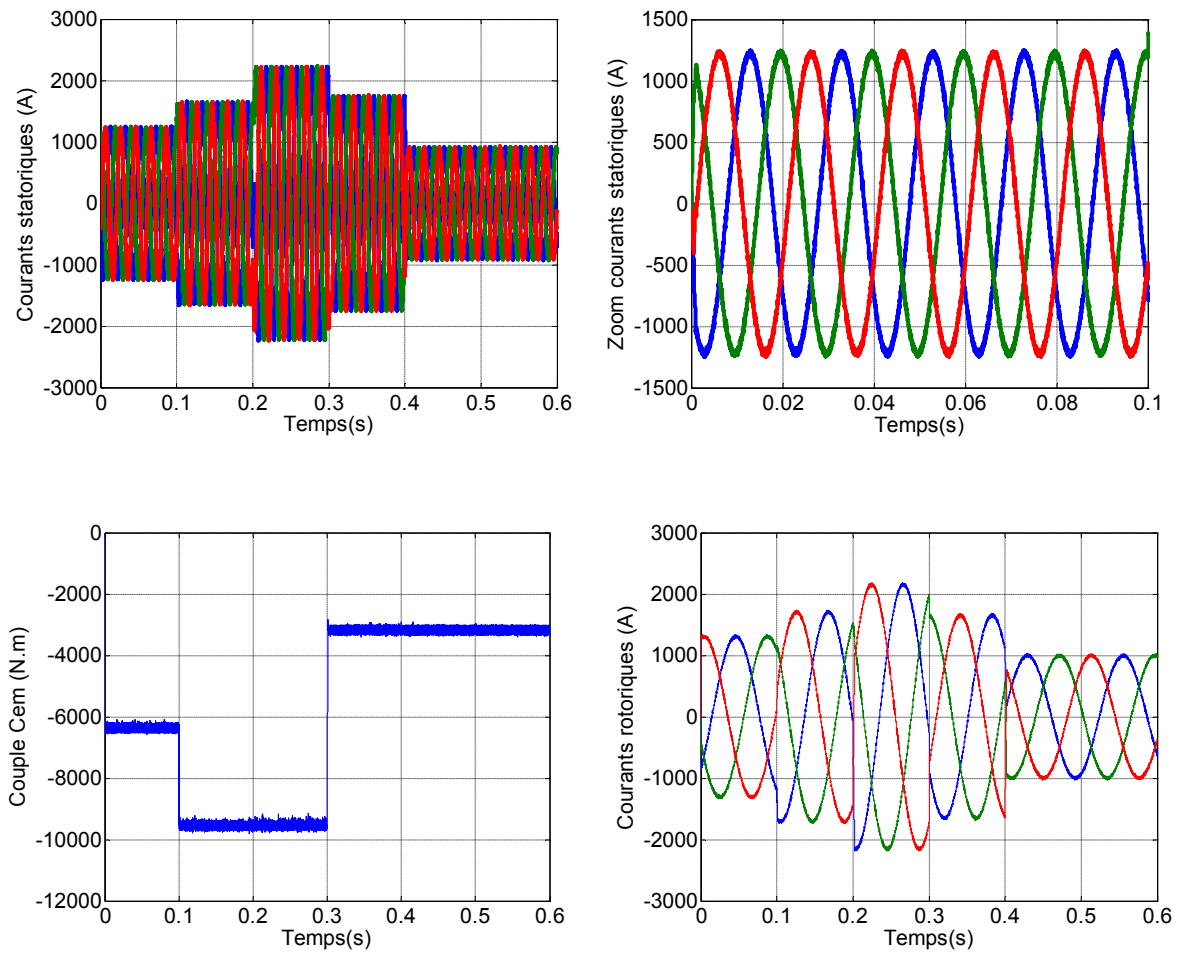
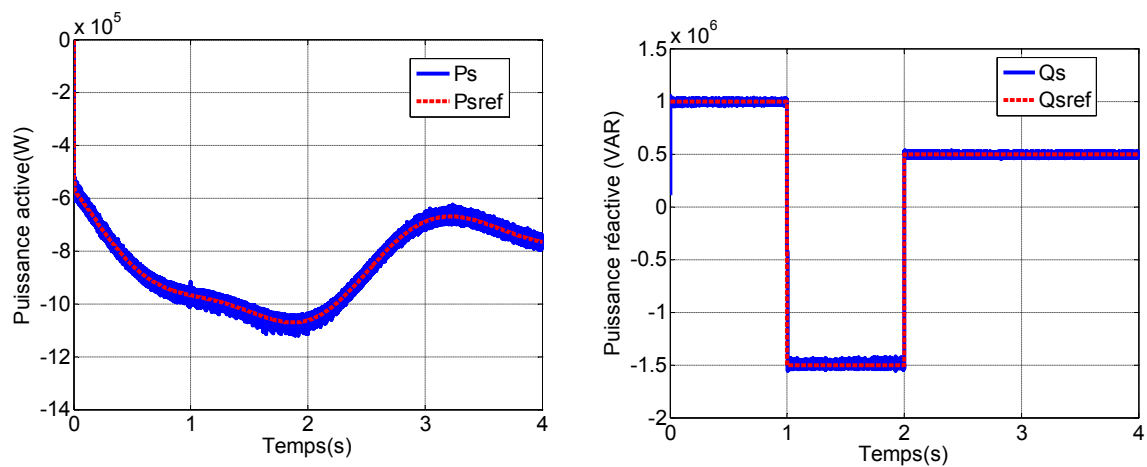


Figure III.25 : Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe

b)- Vitesse du vent variable



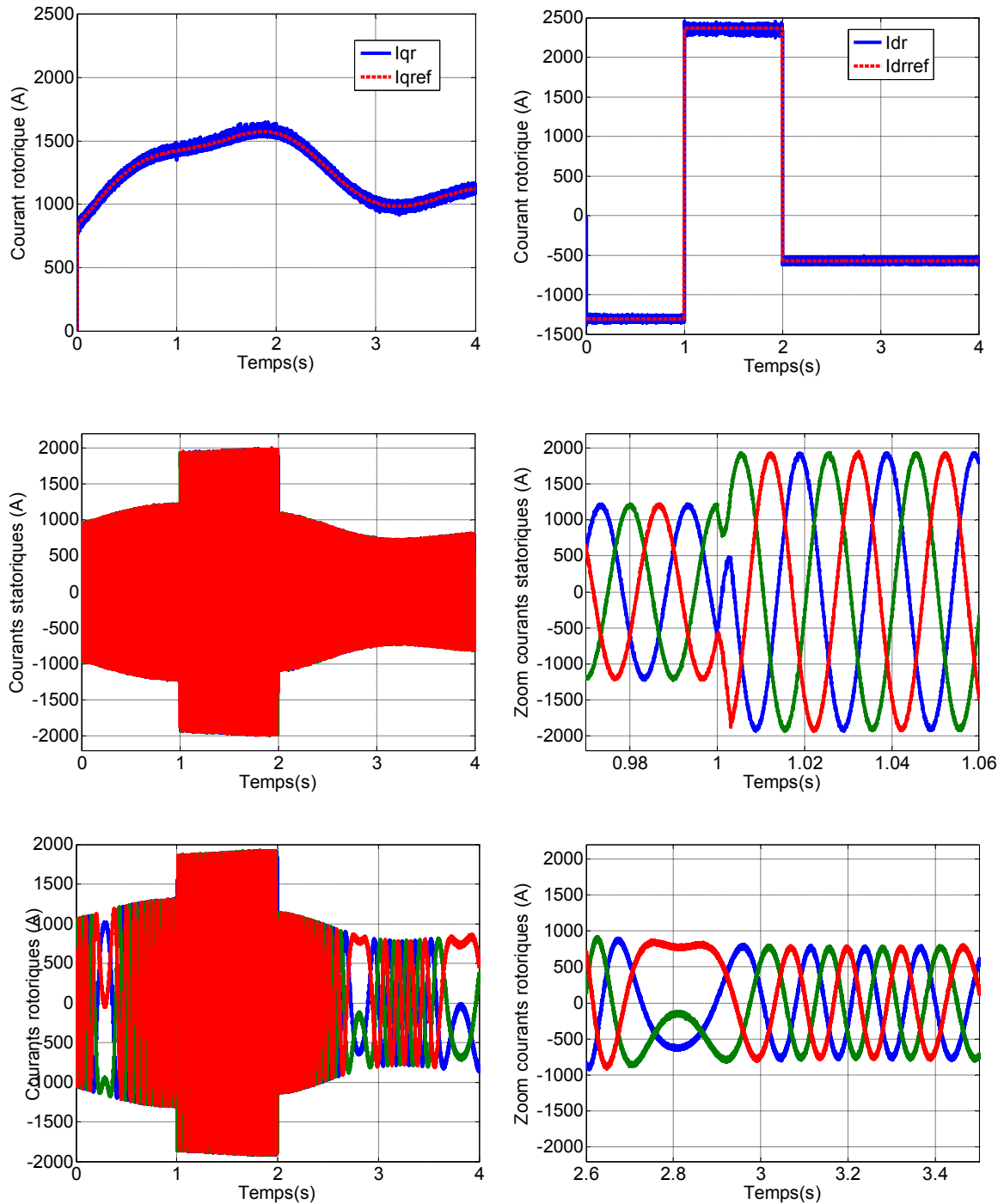


Figure III.26 : Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable

Les résultats de simulations obtenus montrent les grandes performances de la commande (ADRCMG). Ce régulateur présente un découplage parfait au réglage des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA que ce soit à vitesse fixe ou variable. Nous constatons aussi que le temps de réponse est très rapide par rapport aux techniques vues précédemment avec une erreur statique qui tend vers zéro.

III.6.5.2. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. A cet effet, les paramètres du modèle de la MADA ont été variés de la même façon que dans les parties précédentes. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la figure III.27.

a) vitesse fixe

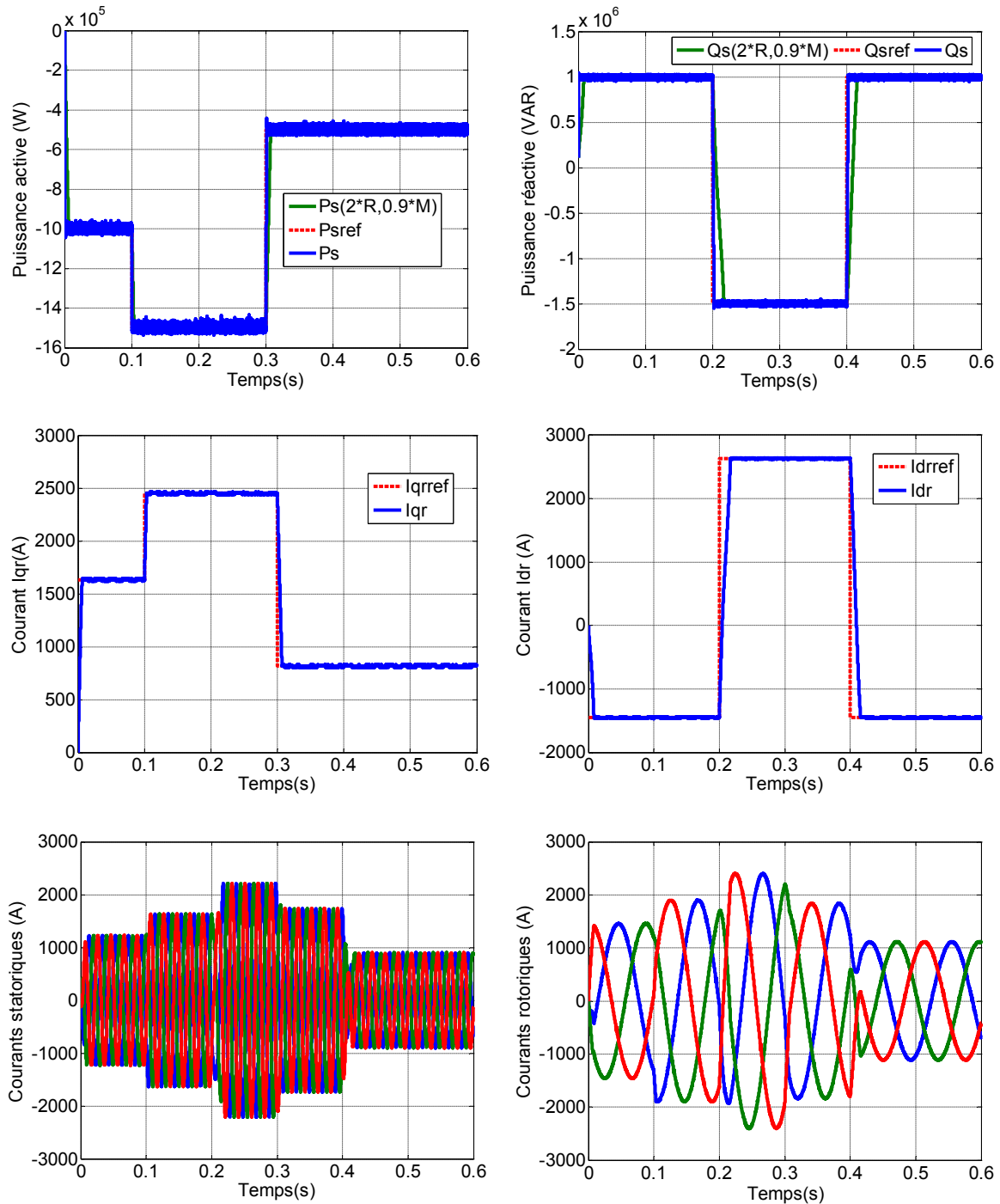


Figure III.27 : Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse fixe

b) vitesse variable

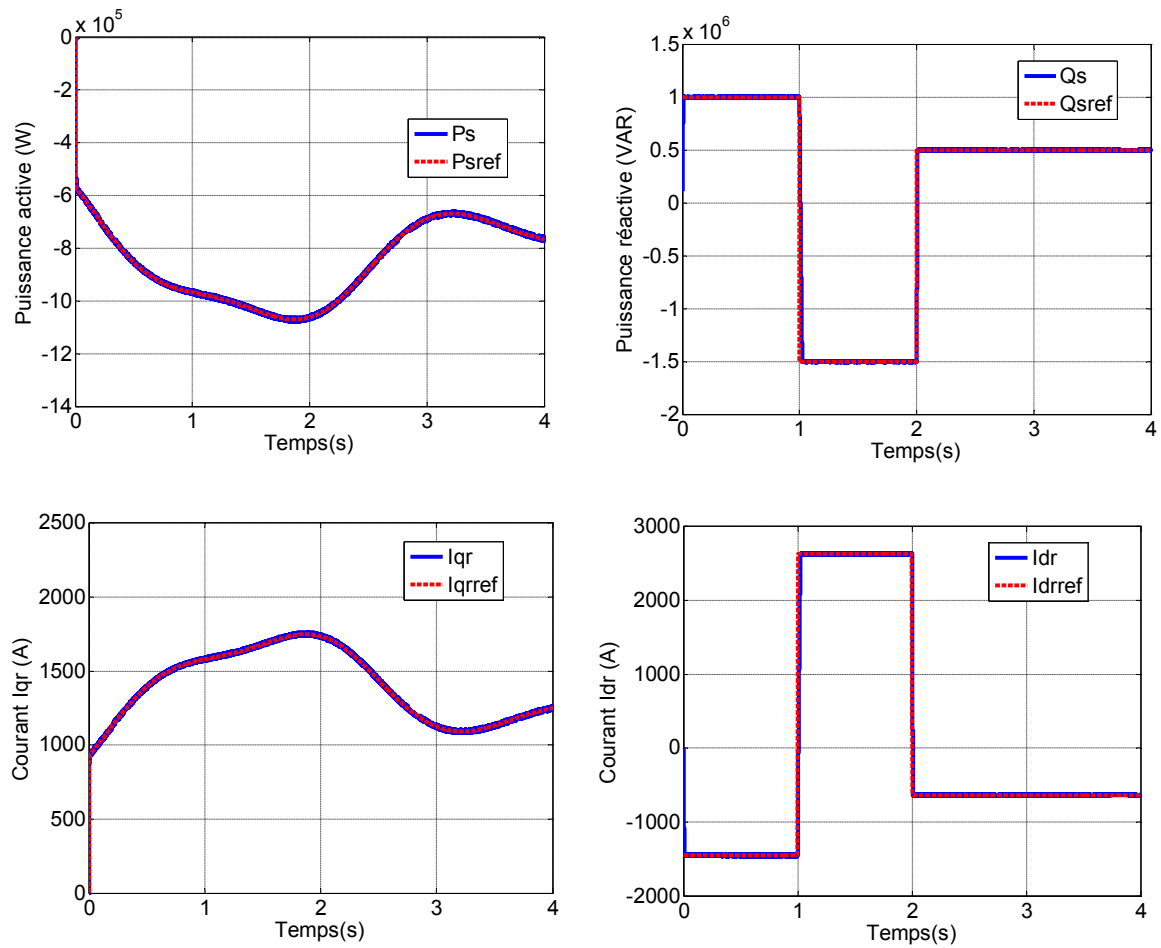


Figure III.28 : Résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable

Les essais effectués dans ce test montrent que la variation des paramètres de la machine n'affecte pas sur les performances de la commande proposée. On remarque que les réponses en puissances restent insensibles aux variations paramétriques de la machine, il n'y a pas un de dépassement, une erreur statique presque annulée, avec une légère augmentation du temps de réponse. Le découplage entre les puissances est toujours maintenu.

III.6.6. Etude Comparative entre les techniques de commandes proposées

Le but dans cette partie est de réaliser une comparaison entre les différentes commandes que nous avons présentées dans les chapitres précédents.

III.6.6.1. Suivi de consigne

On garde les mêmes conditions des simulations que l'essai du chapitre précédent. La figure III.29 présente les résultats de simulation.

a) vitesse fixe

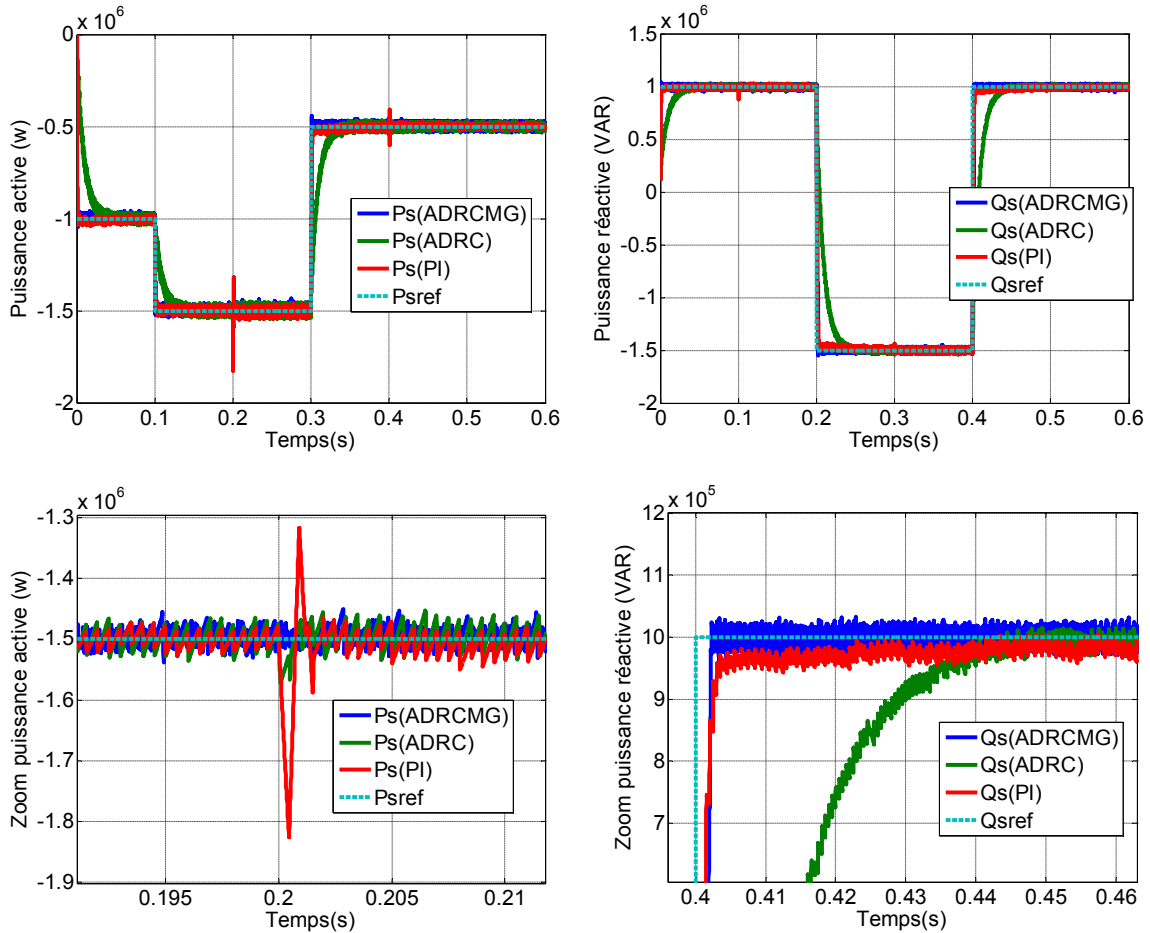
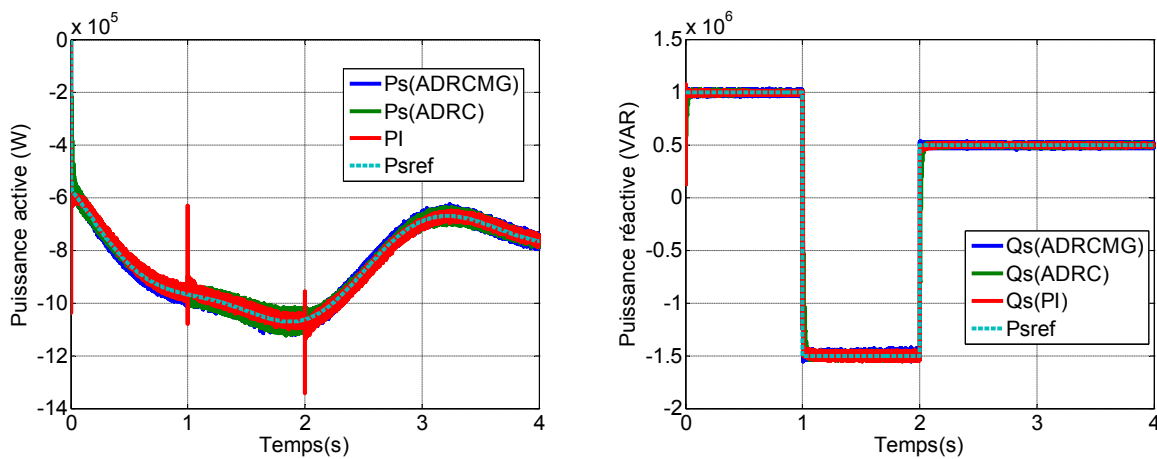


Figure III.29 : Comparaison des résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe

b) vitesse variable



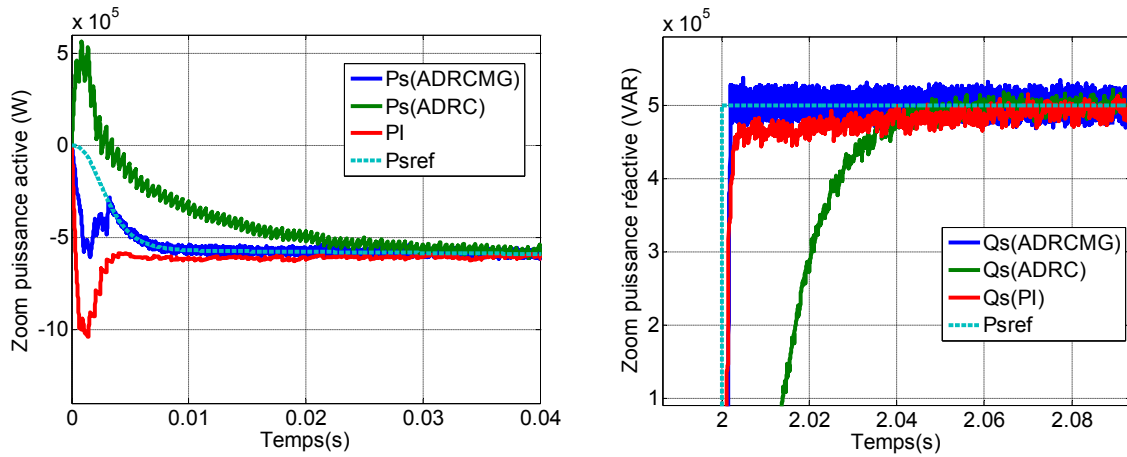


Figure III.30 : Comparaison des résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable

Les résultats de simulation obtenus sur la figure III.30 montrent que les puissances active et réactive sont presque correspondantes aux références.

En examinant l'allure de ces courbes, on remarque que le temps de réponse obtenu par les deux régulateurs ADRC et ADRCMG assez rapides par rapport au régulateur PI.

Aux instants de changement de consigne de la puissance réactive avec un régulateur PI, provoque une variation de la puissance active avec un régime transitoire un peu prononcé qui est dû à l'interaction entre les deux puissances. On peut constater que le découplage avec le régulateur PI n'est pas parfait.

Avec les régulateurs ADRC et ADRCMG, on peut bien remarquer d'après les mêmes figures que ce changement de consigne, provoque une variation de la puissance active, mais avec une réponse transitoire meilleure par rapport au régulateurs PI avec un temps de réponse inférieur et un dépassement très réduit.

Le même test a été réalisé avec une vitesse variable, les performances obtenues sont similaires que celles obtenues dans le premier test.

On peut conclure que le découplage entre les deux puissances est assuré avec les deux régulateurs ADRC et ADRCMG qu'avec le contrôleur PI.

III.6.6.2. Robustesse

a) vitesse fixe

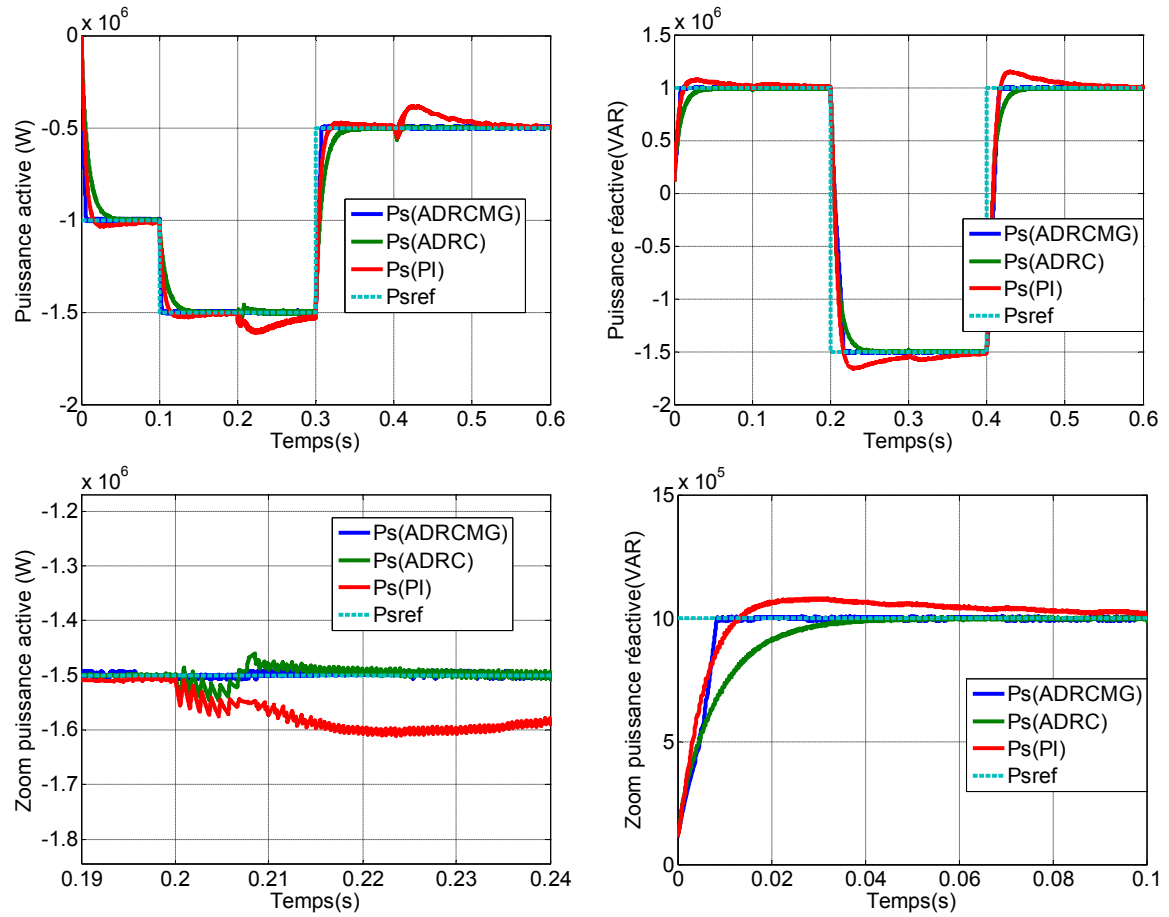
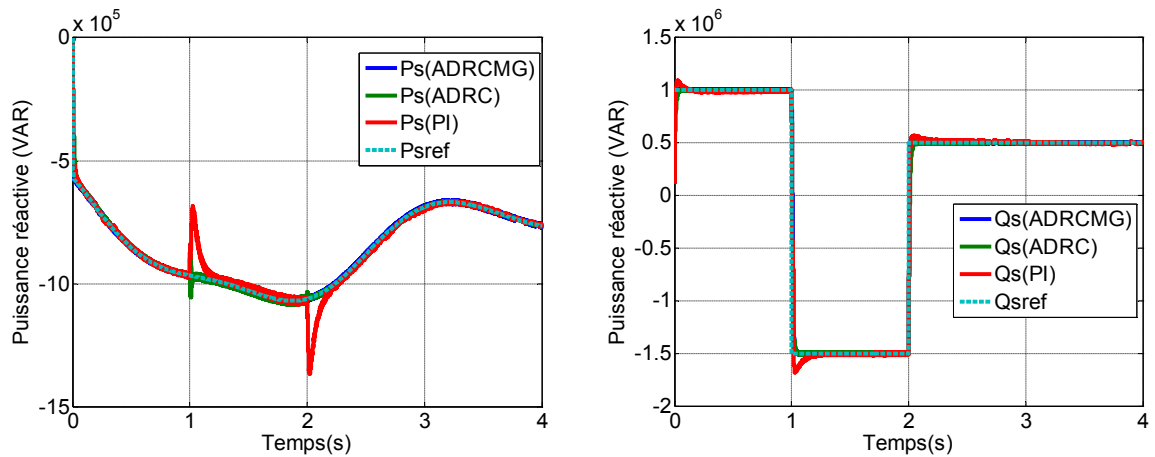


Figure III.31 : Comparaison des résultats s obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable

b) vitesse variable



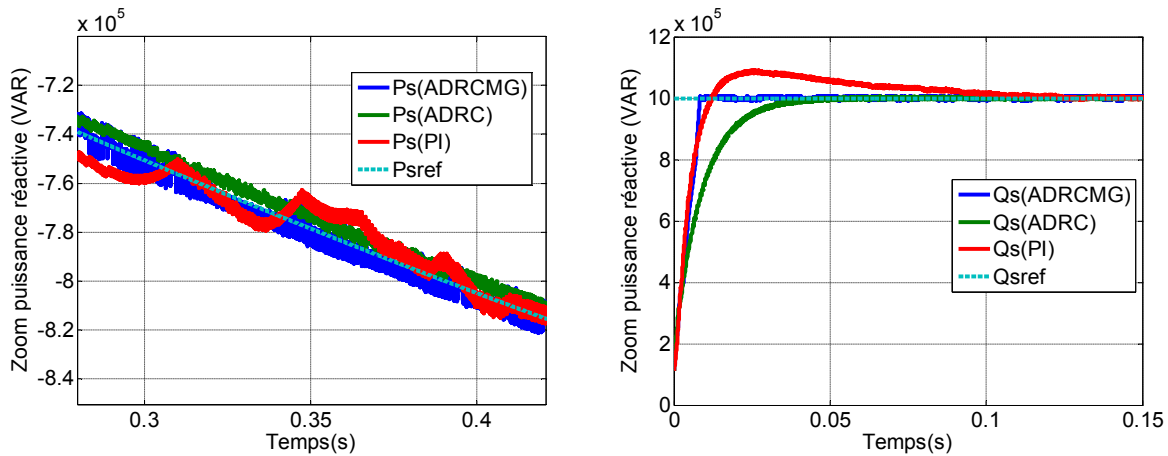


Figure III.32 : Comparaison des résultats obtenus pour un test de robustesse cas vitesse variable

Les résultats obtenus sont représentés par les figures III.31 et III.32. Les variations des paramètres augmentent nettement le temps de réponse et l'amplitude des oscillations transitoires dans le cas de régulateur PI. Dans le cas des régulateurs ADRC et ADRCMG on observe que la réponse suit aussi bien la référence que pour le régulateur PI et qui présentent un dépassement de l'ordre de 10%. Nous pouvons constater que les résultats du système corrigé avec des correcteurs ADRC et ADRCMG sont meilleurs que ceux donnés par une correction à l'aide de correcteur PI.

On remarque d'après la figure (Zoom de puissance active) que l'écart sur les puissances actives et réactives pour le contrôleur ADRCMG est nettement meilleur par rapport aux autres contrôleurs. Ces résultats nous permettent de conclure que le contrôleur hybride est le plus robuste par rapport aux autres contrôleurs.

III.7.Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'établir la synthèse de trois contrôleurs pour la commande de la GADA, le but de ces derniers est de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la génératrice et le réseau. Ces contrôleurs ont été placés dans un seul mode dit "indirect" sans boucle de puissances. On a étudié la structure de la commande d'un contrôleur Proportionnel-Intégral qui a servi de référence de comparaison. Ensuite, on a synthétisé un contrôle par rejet actif des perturbations ADRC pour le contrôle des puissances actives et réactives et les courants rotoriques et enfin un contrôleur hybride ADRCMG qui est la combinaison entre le contrôle par rejet actif des perturbations et le mode glissant. Dans ce chapitre nous avons mis en évidence l'amélioration apportée par le contrôleur robuste ADRCMG sur les performances de la GADA par rapport aux autres contrôleurs. Les résultats de simulations obtenus montrent de bonnes performances

et une grande robustesse du contrôleur ADRCMG face aux variations paramétriques contrairement aux résultats que donnent les contrôleurs PI et ADRC.

Chapitre IV

Modèle et commande non linéaire de la MADA

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté le réglage indépendant des puissances active et réactive de la MADA liés au convertisseur côté rotor basé sur la commande vectorielle par l'orientation du flux statorique selon l'axe directe en négligeant la résistance statorique, ce qui nous permet d'avoir un modèle linéaire de commande des puissances découplé. En lui appliquant des lois de commandes linéaires et non linéaires. Dans cette partie de chapitre, nous allons rapprocher plus du modèle non linéaire avec son caractère couplé et par conséquent sans l'utilisation de la commande vectorielle des flux statoriques et sans négliger la résistance statoriques ainsi nous utilisons une modélisation non linéaire dans le repère de Park (d, q) plus fine et plus proche de la machine réel.

Dans le présent chapitre nous allons présenter deux stratégies de commande non linéaire, on tenant compte des non linéarités du modèle. La première, fait appel à la commande par linéarisation au sens des entrées-sorties, la seconde est basée sur la méthode du backstepping. Après, on présente l'application de ces techniques pour le réglage des puissances active et réactive de la GADA dédiée au système d'énergie éolienne de 1.5MW. Enfin différents résultats de simulation obtenus sont présentés et discutés.

IV.2 Commande par linéarisation entrée-sortie :

Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande de la MADA par linéarisation entrée-sortie. Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [80,81] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quand au découplage et à la robustesse paramétrique.

IV.3 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles [82]. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques [83,84]. La phase de découplage consiste à transformer par bouclage le système en systèmes monovariabiles indépendant [85]. Avant tout, on considère que le système non linéaire de p entrées et p sorties a pour forme:

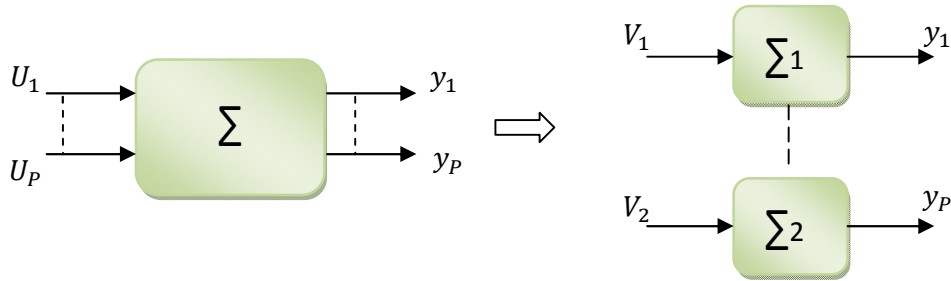


Figure IV.1 schéma de principe de la commande linéarisante.

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) U_i \quad (IV.1)$$

$$y_i = h(x)_i \quad (IV.2)$$

Ou $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]$ est le vecteur des états

$U_i = [U_1, U_2, \dots, U_p]$ Est le vecteur des commandes

$y_i = [y_1, y_2, \dots, y_p]$ Représente le vecteur des sorties

f, g_i sont des champs de vecteurs lisses, et h_i est une fonction lisse [86].

Soit le système défini par

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} x \in \mathbb{R}^n \\ U \in \mathbb{R}^m \\ y \in \mathbb{R}^p \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

En dérivant la sortie y , on obtient l'équation suivante :

$$\dot{y} = A(x) + B(x)u \quad (\text{IV.4})$$

IV.3.1 Définition :

Le degré relatif noté r de la sortie y_p est le plus petit ordre de dérivation k tel que l'on ait :

$$\begin{cases} y_p^{(k)} = A_{k,p}(x) + B_{k,p}(x) \times u \\ \text{Avec} \quad B_{k,p}(x) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

D'après le théorème, [87] : Un système défini par (IV.3) est découplable par bouclage statique si et seulement si

$$\text{rang} \left(\frac{\partial(y_1^{r_1}, \dots, y_p^{r_p})}{\partial(u_1, \dots, u_p)} \right) = p \quad (\text{IV.6})$$

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_j^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i}(L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad (\text{IV.7})$$

$$j = 1, 2, 3, \dots, p$$

Qui peut être exprimé sous forme matricielle [88] :

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = A_0(x) + B_0(x).u \quad (\text{IV.8})$$

Avec

$$A_0(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad \text{Et}$$

$$B_0(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix}$$

La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme

$$u = B_0(x)^{-1} [-A_0(x) + V] \quad (\text{IV.9})$$

$B_0(x)$ doit être une matrice inversible.

Le vecteur V représente les nouvelles commandes conçues afin d'imposer une nouvelle dynamique [81].

$$V = [V_1, V_2, \dots, V_p]^T \quad (\text{IV.10})$$

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (IV.2).

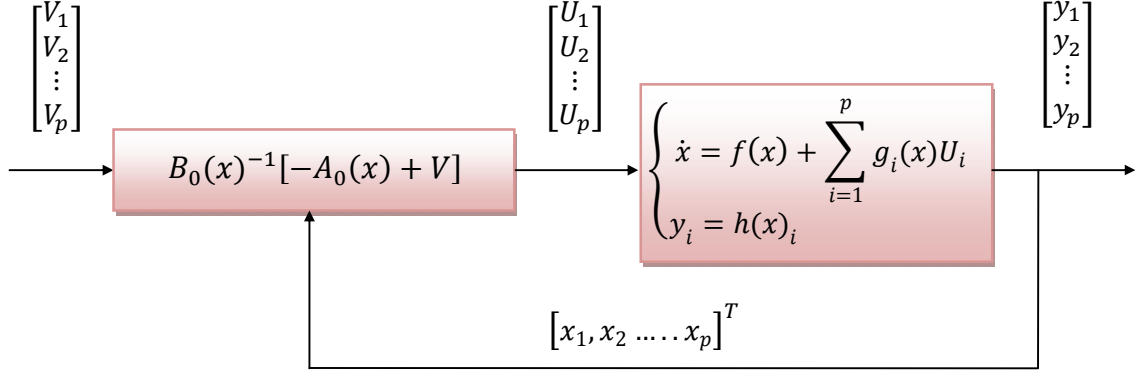


Figure IV.2. Schéma bloc du système linéarisé

IV .4 Application sur la MADA

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MADA, permet de pouvoir commander séparément les puissances active et réactive statorique. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est composé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée.

IV .4 .1 Modèle non linéaire de la MADA :

Pour une commande en tension de la MADA, le modèle complet correspondant est obtenu en considérant le vecteur d'état.

$$(i_{dr}, i_{qr}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \omega) = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)$$

D'après le modèle de la MADA développé au chapitre précédent :

Le modèle (II.28) de la MADA est de la classe non linéaire affine en la commande:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{Où } u \in \mathbb{R}^2 \text{ et } x \in \mathbb{R}^5, y \in \mathbb{R} \quad (\text{IV.11})$$

Avec

$$f = (f_1, f_2, f_3, f_4, f_5)^T \quad g(x) = \begin{bmatrix} a_3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_3 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T, u = [v_{qr} \ v_{dr}]^T, y = \begin{pmatrix} y_1 = P_s \\ y_2 = Q_s \end{pmatrix}$$

Et

$$f_1 = -a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 - a_3 x_5 x_4 ; f_2 = -\omega_s x_1 - a_1 x_2 + a_2 x_4 + a_3 x_5 x_3 ;$$

$$f_3 = -bx_1 + \omega_s x_4 - x_5 x_4 ; f_4 = -bx_2 - \omega_s x_3 + x_5 x_4 ;$$

$$f_5 = C_1(x_4 x_1 - x_3 x_2) + C_2(C_G - C_{vis})$$

Ce systèmes a comme grandeurs d'entrée la tension appliquée au rotor (v_{dr}, v_{qr}) et comme grandeurs de sortie la puissance active et réactive au stator (P_s, Q_s) définies par :

IV .4 .2 Choix des grandeurs de sortie

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle qui consistent en la commande des puissances, on choisit les variables de sorties suivantes :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds} = h_1(x) \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} = h_2(x) \end{cases} \quad (IV.11)$$

En remplaçant l'expression des courants i_{qs} et i_{ds} (équation (II.17)) dans (IV.11), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} \left(\frac{\varphi_{qr} - L_r i_{qr}}{M} \right) + v_{ds} \left(\frac{\varphi_{dr} - L_r i_{dr}}{M} \right) \\ Q_s = v_{qs} \left(\frac{\varphi_{dr} - L_r i_{dr}}{M} \right) - v_{ds} \left(\frac{\varphi_{qr} - L_r i_{qr}}{M} \right) \end{cases} \quad (IV.12)$$

On désire réguler les grandeurs de sortie P_s et Q_s à leurs valeurs de référence respective P_{sref} et Q_{sref} dans ce but on définit les erreurs de réglage et suivantes:

$$\begin{cases} e_1 = P_{sref} - P_s \\ e_2 = Q_{sref} - Q_s \end{cases} \quad (IV.13)$$

➤ Définition 1 :

- **Dérivée de Lie** : La dérivée directionnelle de $h(x)$ suivant le champ du vecteur $f(x)$ est défini comme suit :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (IV.14)$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_f^i h_j = L_f(L_f^{i-1} h_j) \quad (IV.15)$$

La dérivation des sorties y_i du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j) u_i \quad (IV.16)$$

p : Nombre des sorties.

➤ **Définition 2:**

• **Degré relatif :**

On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine en commande le vecteur $(r_1 \dots r_p)$ vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que :

$$L_{gi} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \quad (IV.17)$$

L'élément r_j correspond à la première dérivée de y_j faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression :

$$y_f^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{gi} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (IV.18)$$

La condition de linéairisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéairisation entrée- sortie est l'ordre du degré relatif du système. Pour un premier cas, on choisit comme variable à contrôler, la puissance active et réactive donné par l'équation (IV.11). Pour obtenir la loi de commande non linéaire, nous calculons le degré relatif de la sortie y . c'est à dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entrée u .

En appliquant la procédure dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées premières $\dot{y}_1$ et $\dot{y}_2$.

IV .4 .3 Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$:

$$h_1 \dot{(x)} = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) u = \frac{\varphi_{qr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r I_{qr}}{M} v_{qs} + \frac{\varphi_{dr}}{M} v_{ds} - \frac{L_r I_{dr}}{M} v_{ds} \quad (IV.19)$$

Le développement de calcul fait en Annexe B nous donne :

$$L_f h_1(x) = \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{ds} + \frac{(f_4 - L_r f_2)}{M} v_{qs} \quad \text{et} \quad L_g h_1(x) = \left[\frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} \quad \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{ds} \right]$$

Le degré relatif par rapport à $h_1(x)$ est $r_1 = 1$.

IV .4 .4 Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$:

$$h_2 \dot{(x)} = L_f h_2(x) + L_g h_2(x) u = \frac{\varphi_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r I_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{\varphi_{qr}}{M} v_{ds} + \frac{L_r I_{qr}}{M} v_{ds} \quad (IV.20)$$

Le développement de calcul fait en Annexe B nous donne :

$$L_f h_2(x) = \frac{(L_r f_2 - f_4)}{M} v_{ds} + \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{qs} \quad \text{et} \quad L_g h_2(x) = \left[\frac{(a_3 L_r - 1)}{M} v_{ds} \quad \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} \right]$$

Le degré relatif par rapport à $h_1(x)$ est $r_2 = 1$.

Donc le degré relatif du système global est $r = r_1 + r_2 = 2$; et est il inférieur à celui du système ($n=5$) dans ce cas le système est partiellement linéaire et possède des états inobservable.

IV .4 .5 Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie de la génératrice, on considère seulement les dérivées des sorties.

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + B_0(x) \begin{bmatrix} v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.21})$$

$$\text{Avec } B_0(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1(x) & L_{g2} h_1(x) \\ L_{g1} h_2(x) & L_{g2} h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1-a_3 L_r)}{M} v_{qs} & \frac{(1-a_3 L_r)}{M} v_{ds} \\ \frac{(a_3 L_r - 1)}{M} v_{ds} & \frac{(1-a_3 L_r)}{M} v_{qs} \end{bmatrix}$$

Il faut vérifier que la matrice de commande $B_0(x)$ est inversible (Difféomorphisme)

Le déterminant de cette matrice est donné par :

$$\det B_0(x) = \left(\frac{(1-a_3 L_r)}{M} \right)^2 (v_{qs}^2 + v_{ds}^2) \quad (\text{IV.22})$$

Le déterminant est toujours différent de zéro donc $B_0(x)$ est une matrice inversible. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = B_0(x)^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1(x) + V_1 \\ -L_f h_2(x) + V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

Ou $V = [V_1 \ V_2]^T$ représente le nouvel vecteur des variables d'entrée. Le régulateur linéarise et découple le système. Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre 1. Les variables et peuvent être déterminées par une poursuite de trajectoire. La puissance active de référence est générée par MPPT et la puissance réactive est définie par le réseau pour supporter la tension du réseau. Pour suivre la trajectoire de P_{sref}^* et Q_{sref}^* , nous utilisons un contrôleur PI imposé au système linéarisé [89]. La nouvelle entrée V est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{P}_{sref}^* - k_{p1} e_1 - k_{i1} \int e_1 dt \\ \dot{Q}_{sref}^* - k_{p2} e_2 - k_{i2} \int e_2 dt \end{bmatrix} \quad (\text{IV.24})$$

Figure IV.3 montre le schéma de principe de la commande non linéaire par linéarisation Entrée/Sortie.

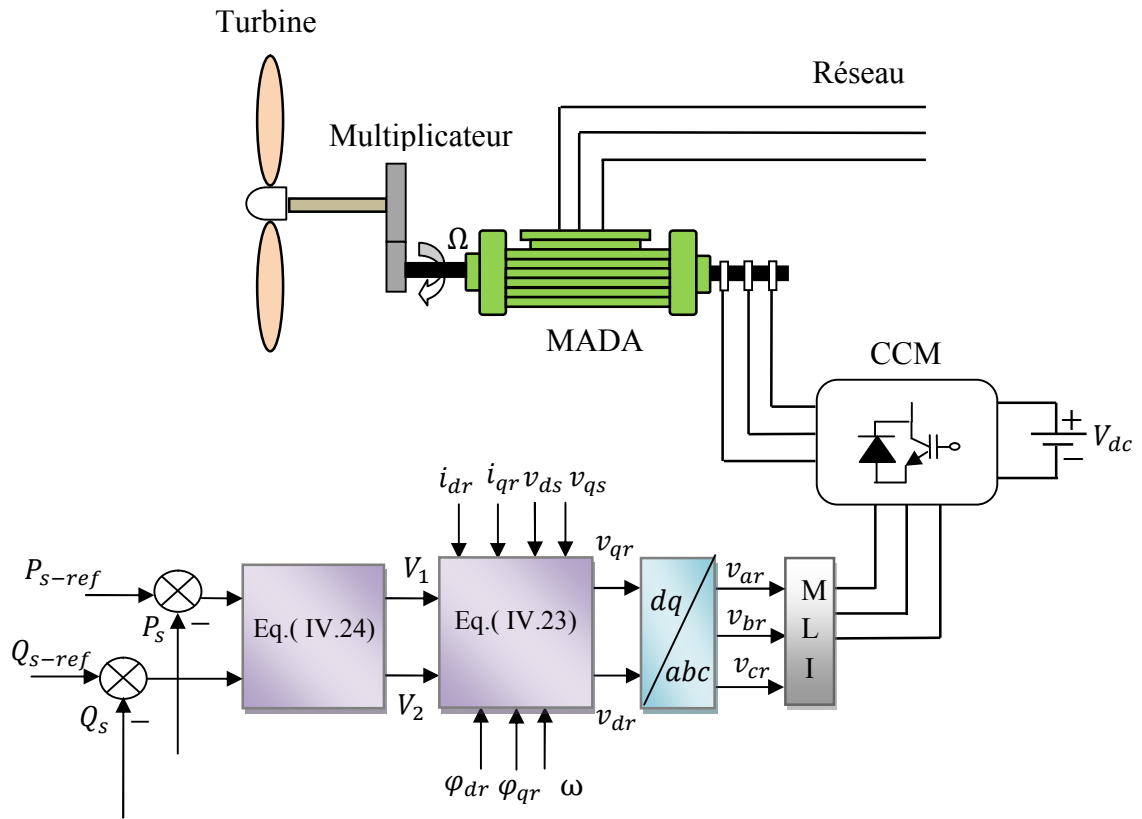


Figure IV.3. Schéma bloc de linéarisation Entrée/Sortie appliquée à la MADA

Dans cette section nous allons étudier les performances (suivi de consigne et robustesse). Cette analyse sera réalisée par des simulations de modèle non linéaire, multi variable et couplé de la MADA dans le repère diphasé (d, q) de la machine asynchrone double alimentations utilisée dans le domaine éolien. Les simulations sont effectuées sous l'environnement de logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A.

IV.5 Résultats de simulation et interprétations

IV.5. 1 Test de suivi de consigne

a) Vitesse fixe

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive alors que la MADA est entraînée par une vitesse constante. Cet essai nous permet de vérifier le découplage des puissances générées par la MADA.

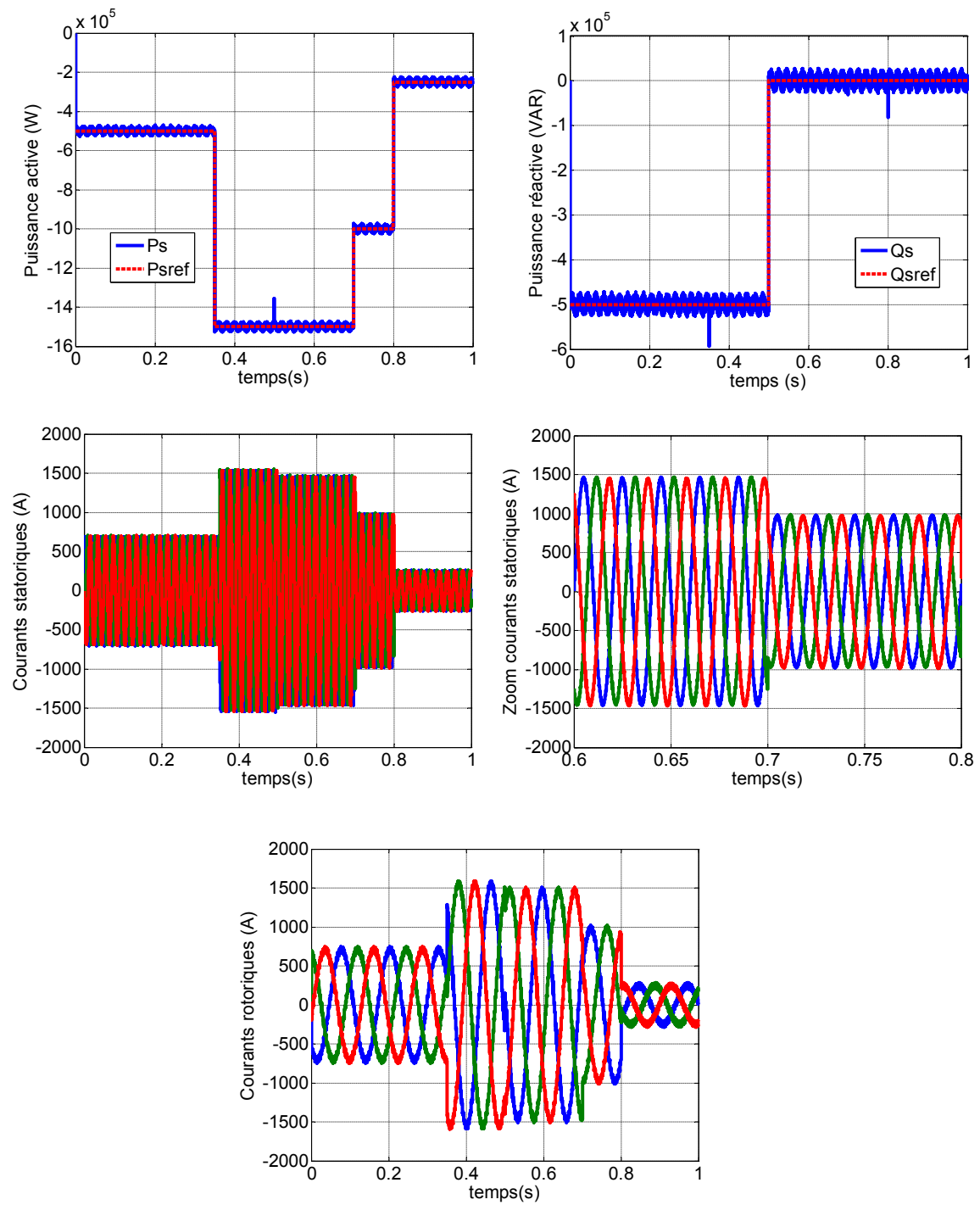
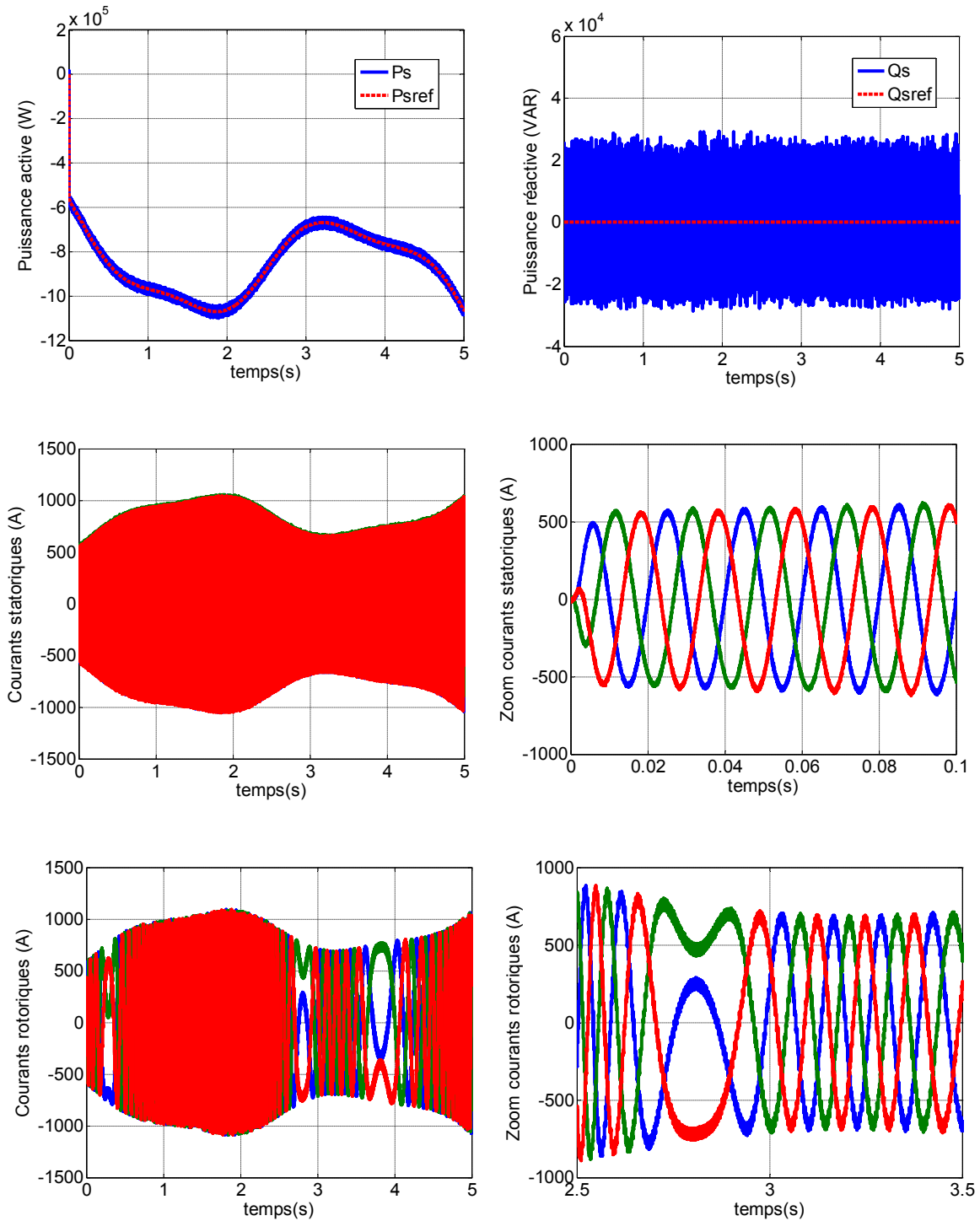


Figure IV.4: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.

b) Vitesse variable**Figure IV.5:** Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.

D'après les résultats de simulation obtenus de la figure IV.5, on peut dire que le découplage entre la puissance active et réactive est assuré avec des grandes performances. Dans le teste de suivi des consigne les grandeurs commandées suivent bien leur trajectoire

de référence, sans dépassement des puissances active et réactive. Le temps de réponse est rapide et erreur statique est minimale mais avec présence des fluctuations au niveau des puissances de la machine dues à la technique MLI à cause de la commutation des interrupteurs. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est moindre et de forme sinusoïdale en régime permanent. Les résultats obtenus sont identiques pour la vitesse variable. Les puissances statorique suivent correctement sa référence générée par la turbine. Les courants statoriques sont sinusoïdaux, malgré les variations du profil de vent avec une fréquence 50 Hz. Les courants rotoriques sont également sinusoïdaux.

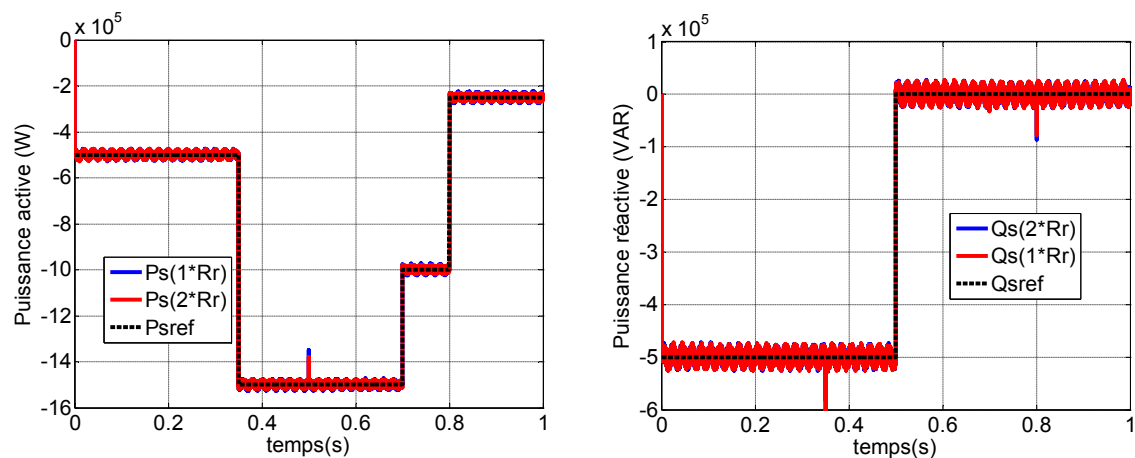
IV.5. 2 Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire, régime défluxé, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur des paramètres sur les performances de la commande proposée [90].

Deux essais sont proposés pour tester la robustesse de la commande face aux variations des paramètres de la MADA.

1. Variation de la résistance rotorique (cas d'échauffement).
2. Variation de l'inductance mutuelle (cas de saturation).

La figures IV.5 montre le comportement de la commande lorsque la résistance rotorique R_r est augmentée de 100% de sa valeur nominale et lorsque l'inductance mutuelle M est diminuée de 10%.



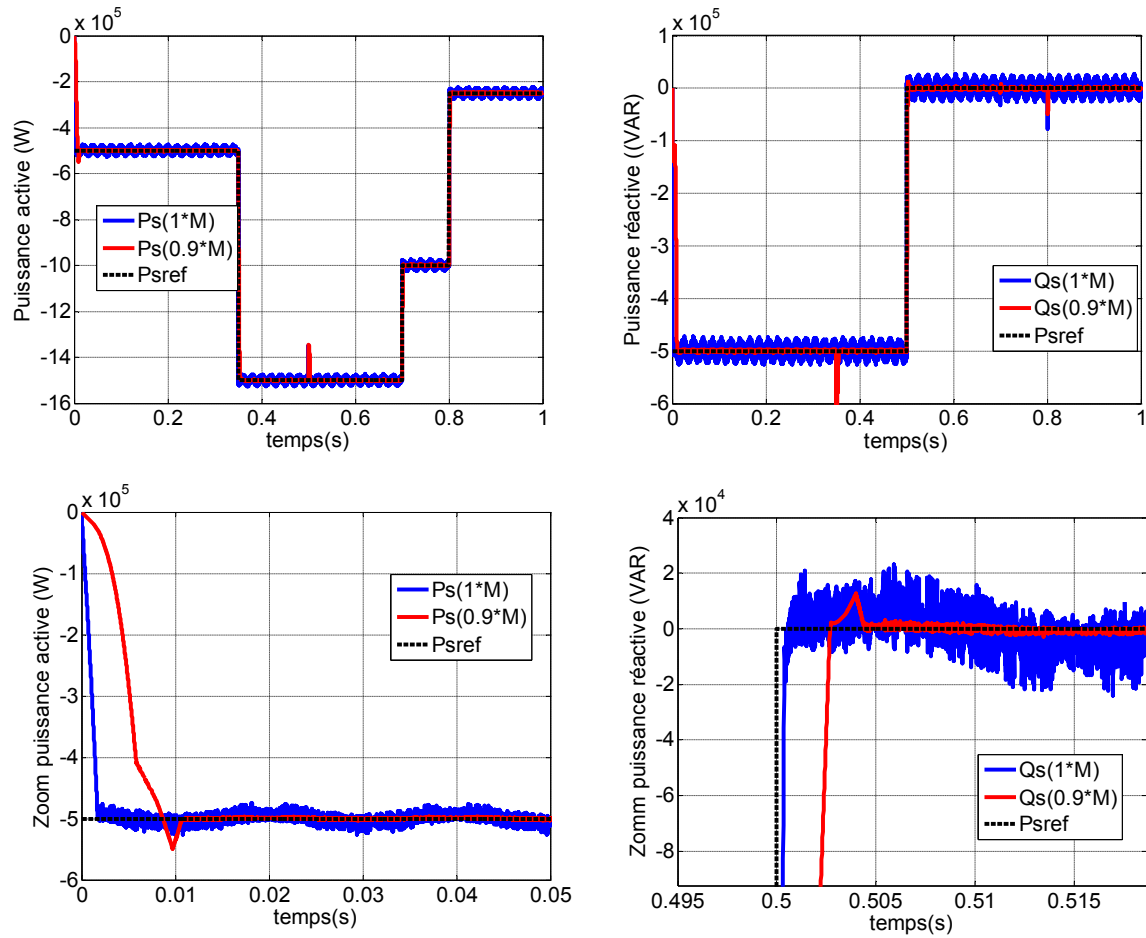


Figure IV.6: Réponses de la commande linéarisante vis-à-vis aux variations paramétriques.

Les résultats présentés par la figure IV.6 montre l'insensibilité de la commande sur le dépassement que ce soit pour la puissance active ou pour la puissance réactive avec une légère augmentation du temps de réponse. Le découplage entre la puissance active et réactive est toujours maintenu. On peut conclure que le réglage des puissances active et réactive par cette technique apporte des performances et robustesse remarquables.

IV.6 Commande par Backstepping :

IV.6.1 Introduction

La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente des systèmes non linéaires. Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs concevoir des lois de commande intermédiaires [91,92].

Cette partie est consacrée à l'étude de la commande non linéaire par Backstepping de la MADA. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale de cette commande. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi des puissances active et réactive en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre des grandeurs réelles et de références. Des résultats de simulation seront présentés à la fin de ce chapitre.

IV.6.2 Principe de la commande backstepping

Le principe de la commande par backstepping consiste à calculer, d'une façon systématique, une loi de commande afin de garantir qu'une certaine fonction de Lyapunov soit définie positive et sa dérivée soit toujours négative. Celle-ci permet de garantir la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [93].

IV.6.3 Conception de la commande de type backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Avec $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$

On désire faire suivre à la sortie $y = x$ le signal de référence y_{ref} supposée connue. Le système étant d'ordre n , la conception s'effectue en n étapes

On commence par la première équation du système (IV.24) où x_2 sera considéré comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous système x_2 qui doit suivre la référence définie y_{ref} telle que [94]:

➤ **1^{ère} étape : Réglage de la variable x_1**

$$(x_1)_d = y_{ref} = \alpha_0 \quad (IV.25)$$

Où $(x_1)_d$ est l'état désiré

La première variable d'erreur du sous système est défini par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (IV.26)$$

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (IV.27)$$

Pour un tel sous système, nous choisissons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (IV.28)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (IV.29)$$

$$\dot{V}_1 = e_1[f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (IV.30)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous système, il faut d'après Lyapunov, que $\dot{V}_1$ soit négative. Pour cela on choisit sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \leq 0 \quad (IV.31)$$

Où $K_1 > 0$ est un paramètre constant. En substituant (IV.31) dans (IV.30) on trouve :

$$\dot{V}_1 = e_1[f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] = -K_1 e_1^2 \leq 0 \quad (IV.32)$$

Cela donne la commande virtuelle x_2

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)} \cdot [-K_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (IV.33)$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine.

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{2ref} du sous système suivant.

➤ **2^{ème} étape : Réglage de la variable x_2**

On considère les deux premières équations du système définie en (IV.24)

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \quad (IV.34)$$

$$\dot{x}_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (IV.35)$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous système précédent x_{2ref} tel que :

$$x_{2ref} = \alpha_1 \quad (IV.36)$$

Et la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (IV.37)$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du sous système suivant :

$$x_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (IV.38)$$

Ces fonctions dépendent forcément des états précédents du sous système définie par :

$$\begin{cases} V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \\ V_2 = \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \end{cases} \quad (IV.39)$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\begin{cases} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 = -K_1e_1^2 + e_2[f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{cases} \quad (IV.40)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous système, il faut que $\dot{V}_2$ soit négative. Pour cela on $\dot{V}_2$ choisit sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -K_1e_1^2 - K_2e_2^2 \quad (IV.41)$$

Où $K_1 > 0$ est un paramètre constant. En substituant (IV.41) dans (IV.40) on trouve :

$$\dot{V}_2 = -K_1e_1^2 + e_2[f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] = -K_1e_1^2 - K_2e_2^2 \quad (IV.42)$$

Cela donne la commande virtuelle x_3 .

$$x_3 = \frac{1}{g_0(x_1, x_2)} \cdot [-K_2e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_1(x_1, x_2)] \quad (IV.43)$$

Avec

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_0(x_1)[-K_1e_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-K_1e_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)]\dot{g}_1(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (IV.44)$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{3ref} du sous système suivant.

On pose $x_{3ref} = \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du sous système (IV.24) où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle [8].

➤ **n^{ieme} étape : Réglage de la variable n^{ieme}**

L'extension de la procédure récursive de conception de la commande par backstepping à un système d'ordre n du type [95] :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (IV.45)$$

La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.46})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{cases} \dot{e}_n = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_{n-1} \\ \dot{e}_n = f_1(x_1 \dots x_n) + g_0(x_1 \dots x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{cases} \quad (\text{IV.47})$$

Avec la fonction de Lyapunov augmentée :

$$\begin{cases} V_n = V_1 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \\ V_n = \frac{1}{2}[e_1^2 + \dots + e_n^2] \end{cases} \quad (\text{IV.48})$$

La dérivée devient

$$\begin{cases} \dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ \dot{V}_n = -K_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1 \dots x_n) + g_0(x_1 \dots x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande réelle u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1 \dots x_n) + g_n(x_1 \dots x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -K_n e_n^2 \quad (\text{IV.50})$$

Où $K_n > 0$ est un paramètre de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_0(x_1, \dots, x_n)} \cdot [-K_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{IV.51})$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov augmentée

$$\dot{V}_n = -K_1 e_1^2 - \dots - K_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{IV.52})$$

IV.6.4 Application de la commande backstepping pour la commande de la puissance active et réactive de la MADA :

Dans cette partie on va appliquer la méthode du backstepping pour la commande non linéaire de la génératrice asynchrone à double alimentation et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre deux pour déterminer la commande des puissances active et réactive.

A partir du modèle non linéaire (II.30), voici l'expression des puissances active et réactive statoriques :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.53})$$

En remplaçant l'expression des courants i_{qs} et i_{ds} (équation (II.17)) dans la dernière équation, on obtient :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} \left(\frac{\varphi_{qr} - L_r I_{qr}}{M} \right) + v_{ds} \left(\frac{\varphi_{dr} - L_r I_{dr}}{M} \right) \\ Q_s = v_{qs} \left(\frac{\varphi_{dr} - L_r I_{dr}}{M} \right) - v_{ds} \left(\frac{\varphi_{qr} - L_r I_{qr}}{M} \right) \end{cases} \quad (IV.54)$$

$$\begin{cases} P_s = \frac{\varphi_{qr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r I_{qr}}{M} v_{qs} + \frac{\varphi_{dr}}{M} v_{ds} - \frac{L_r I_{dr}}{M} v_{ds} \\ Q_s = \frac{\varphi_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r I_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{\varphi_{qr}}{M} v_{ds} + \frac{L_r I_{qr}}{M} v_{ds} \end{cases} \quad (IV.55)$$

Dérivées des puissances active et réactive statoriques :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = \frac{\dot{\varphi}_{qr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r \dot{I}_{qr}}{M} v_{qs} + \frac{\dot{\varphi}_{dr}}{M} v_{ds} - \frac{L_r \dot{I}_{dr}}{M} v_{ds} \\ \dot{Q}_s = \frac{\dot{\varphi}_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r \dot{I}_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{\dot{\varphi}_{qr}}{M} v_{ds} + \frac{L_r \dot{I}_{qr}}{M} v_{ds} \end{cases} \quad (IV.56)$$

On remplaçons l'expression de la dérivée de I_{qr} , I_{dr} , φ_{qr} et φ_{dr} du système (IV.11) représentant le modèle d'état de la MADA dans l'expression précédente on obtient :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{ds} + \frac{(f_4 - L_r f_2)}{M} v_{qs} + \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{ds} v_{dr} + \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} v_{qr} \\ \dot{Q}_s = \frac{(L_r f_2 - f_4)}{M} v_{ds} + \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{qs} + \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} v_{dr} + \frac{(a_3 L_r - 1)}{M} v_{ds} v_{qr} \end{cases} \quad (IV.57)$$

-Etape 1: commande de la puissance active

L'erreur de poursuite de la puissance active est :

$$e_1 = P_{sref} - P_s \quad (IV.58)$$

On considère la fonction choisi de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.59)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \dot{e}_1 \quad (IV.60)$$

Avec

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_{sref} - \dot{P}_s \quad (IV.61)$$

En remplaçant l'expression de la dérivée de puissance active P_s (IV.57) dans la dernière équation (IV.61), on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_{sref} - \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{ds} - \frac{(f_4 - L_r f_2)}{M} v_{qs} - \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{ds} v_{dr} - \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} v_{qr} \quad (IV.62)$$

En remplaçant la dernière équation dans (IV.60), on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \left(\dot{P}_{sref} - \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{ds} - \frac{(f_4 - L_r f_2)}{M} v_{qs} - \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{ds} v_{dr} - \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} v_{qr} \right) \quad (IV.63)$$

On tire l'expression de la commande stabilisante backstepping comme suit :

$$-\frac{(1-a_3L_r)}{M}(v_{ds}v_{dr} + v_{qs}v_{qr}) = -\dot{P}_{sref} + \frac{(f_3-L_rf_1)}{M}v_{ds} + \frac{(f_4-L_rf_2)}{M}v_{qs} - K_1e_1 \quad (IV.64)$$

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, on remplaçant l'expression (IV.64) dans (IV.63) :

$$\dot{V}(e_1) = -K_1e_1^2 \quad (IV.65)$$

Avec K_1 constante positive

-Etape 2 : commande de la puissance réactive

L'erreur de poursuite de la puissance réactive est :

$$e_2 = Q_{sref} - Q_s \quad (IV.66)$$

La fonction candidate de Lyapunov augmentée est donné par l'expression :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (IV.67)$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \quad (IV.68)$$

Avec

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_{sref} - \dot{Q}_s \quad (IV.69)$$

En remplaçant l'expression de la dérivée de puissance réactive $\dot{Q}_s$ équation (IV.57) dans la dernière équation (IV.69), on obtient :

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_{sref} + \frac{(f_4-L_rf_2)}{M}v_{ds} - \frac{(f_3-L_rf_1)}{M}v_{qs} - \frac{(1-a_3L_r)}{M}v_{qs}v_{dr} + \frac{(1-a_3L_r)}{M}v_{ds}v_{qr} \quad (IV.70)$$

En remplaçant la dernière expression dans (IV.67), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1, e_2) = & -K_1e_1^2 + e_2(\dot{Q}_{sref} + \frac{(f_4-L_rf_2)}{M}v_{ds} - \frac{(f_3-L_rf_1)}{M}v_{qs} - \frac{(1-a_3L_r)}{M}v_{qs}v_{dr} + \\ & \frac{(1-a_3L_r)}{M}v_{ds}v_{qr}) \end{aligned} \quad (IV.71)$$

L'expression de la commande stabilisante backstepping est donnée par :

$$-\frac{(1-a_3L_r)}{M}(v_{qs}v_{dr} - v_{ds}v_{qr}) = -\dot{Q}_{sref} - \frac{(f_4-L_rf_2)}{M}v_{ds} + \frac{(f_3-L_rf_1)}{M}v_{qs} - K_2e_2 \quad (IV.72)$$

Le remplacement de (IV.72) dans l'équation (IV.71), donne :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -K_1e_1^2 - K_2e_2^2 \quad (IV.73)$$

Avec K_2 constante positive

À partir de l'équation (IV.72) on obtient la commande v_{dr}

$$v_{dr} = \frac{v_{ds}}{v_{qs}}v_{qr} = \frac{M}{(1-a_3L_r)v_{qs}}(\dot{Q}_{sref} + \frac{(f_4-L_rf_2)}{M}v_{ds} - \frac{(f_3-L_rf_1)}{M}v_{qs} + K_2e_2) \quad (IV.74)$$

En remplaçant l'équation (IV.74) dans (IV.64) on obtient la commande v_{qr} :

$$v_{qr} = \frac{M.v_{qs}}{(1-a_3L_r)(v_{ds}^2 + v_{qs}^2)} [\dot{P}_{sref} - \frac{(f_3-L_rf_1)}{M}v_{ds} - \frac{(f_4-L_rf_2)}{M}v_{qs} + K_1e_1 - \frac{v_{ds}}{v_{qs}}(\dot{Q}_{sref} + Bv_{ds} - Av_{qs} + K_2e_2)] \quad (IV.75)$$

Nous avons ainsi obtenue l'expression des commandes que nous allons appliquer au système de conversion d'énergie éolienne.

Figure IV.3 montre le schéma de principe de la commande non linéaire par backstepping de la machine asynchrone à double alimentation.

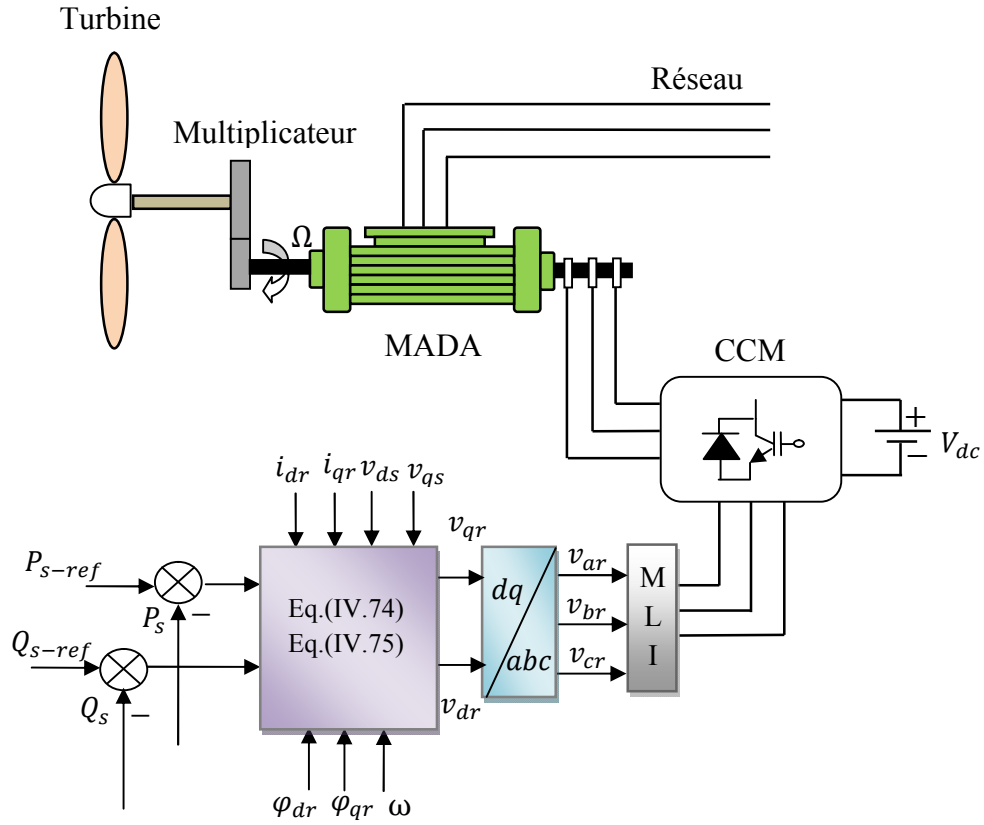


Figure IV.7. Schéma bloc de la commande backstepping appliquée à la GADA

IV.6.5 Résultats de simulation et interprétations

Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans la section précédente [choix des profils sont identiques].

IV.6.5.1. Test de suivi de consigne

a) Vitesse fixe

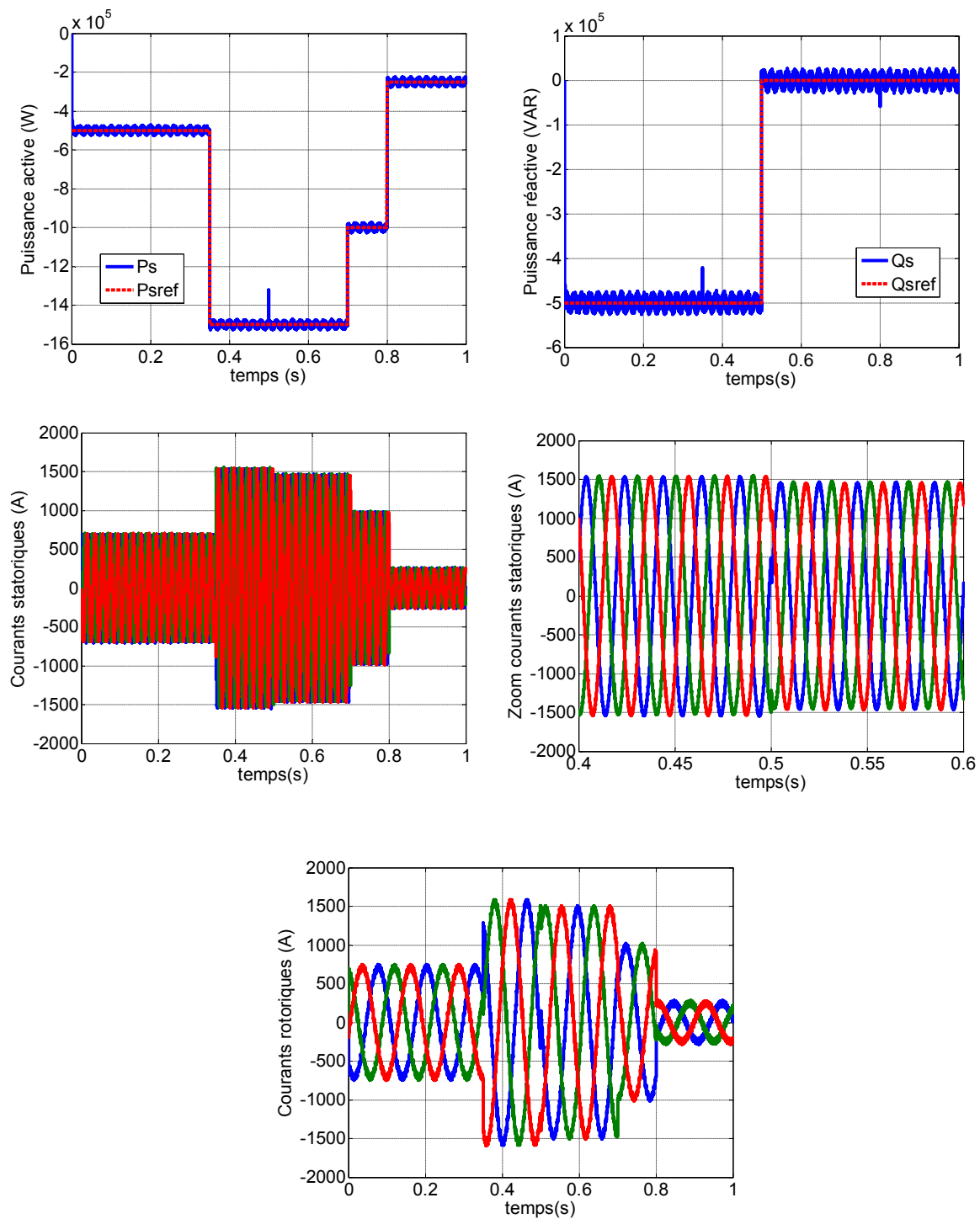
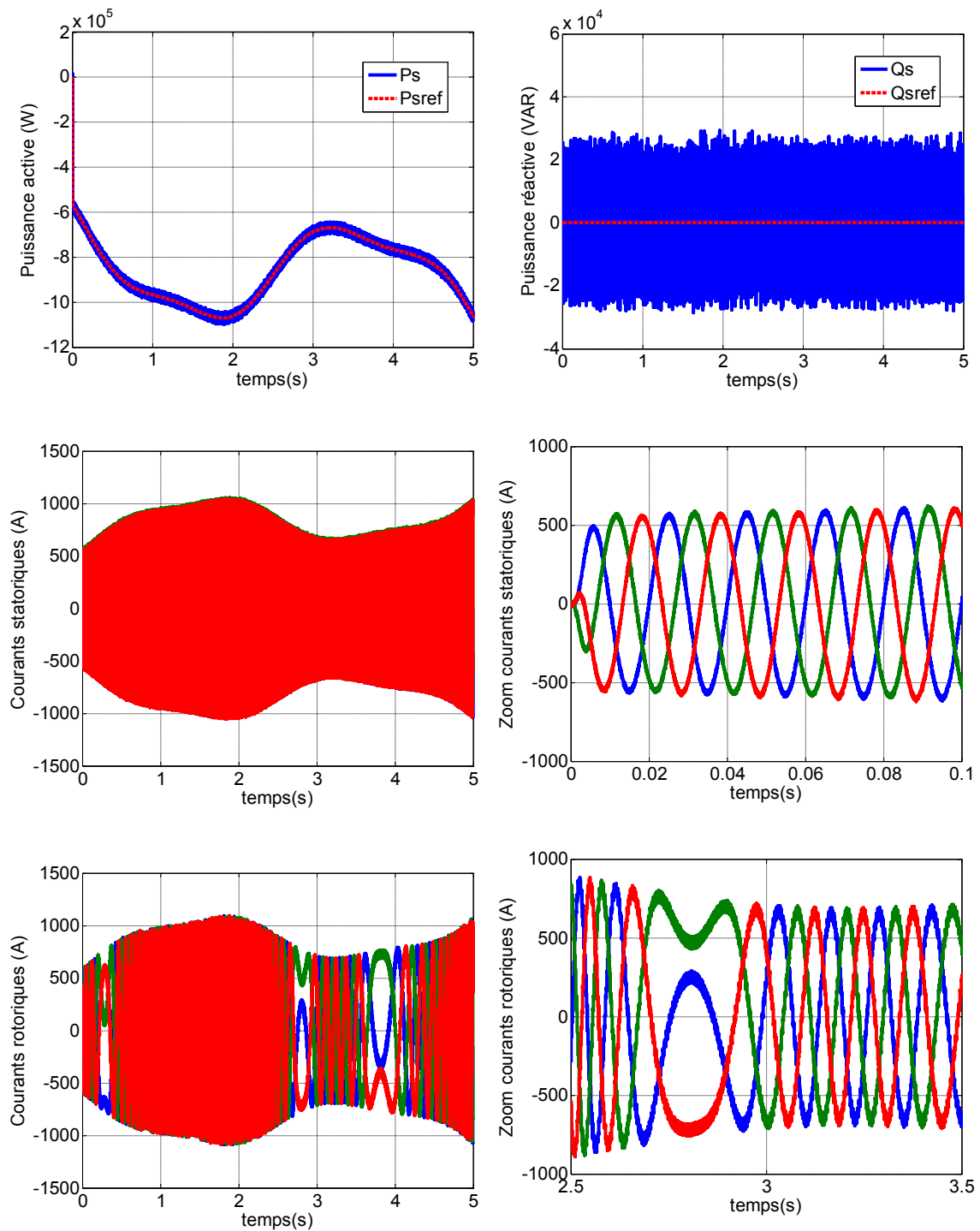


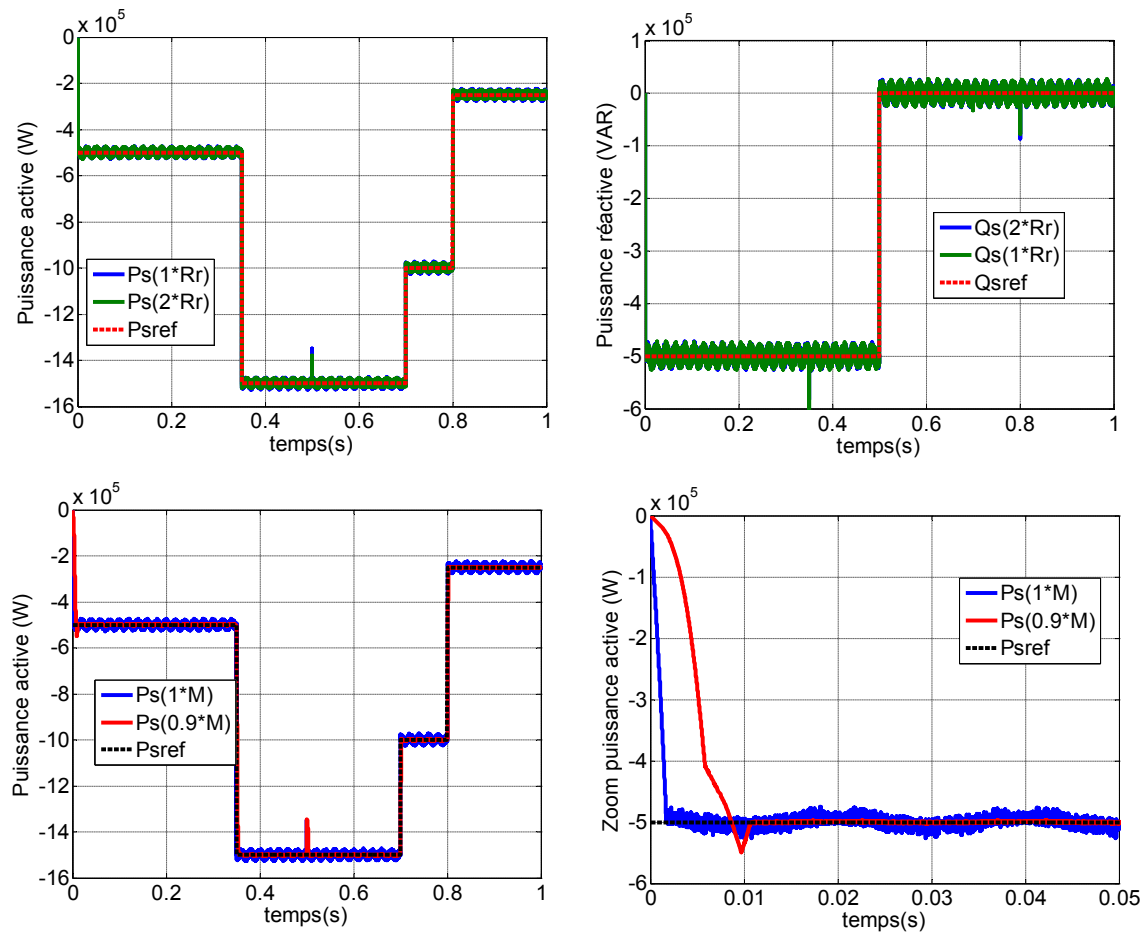
Figure IV.8: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe.

b) vitesse variable**Figure IV.9:** Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable.

Les résultats de simulation obtenus dans les figures IV.8 et IV.9 sont identiques à ceux trouvés dans la commande précédente, où le découplage entre la puissance active et réactive est maintenu avec des grandes performances. Dans le teste de suivi de consigne les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires de référence, sans dépassement des puissances active et réactive, temps de réponse très rapide pour le fonctionnement à vitesse fixe ou variable.

IV.6.5.2. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. A cet effet, les paramètres du modèle de la MADA ont été variés de la même façon que dans la commande précédente. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la figure IV.10.



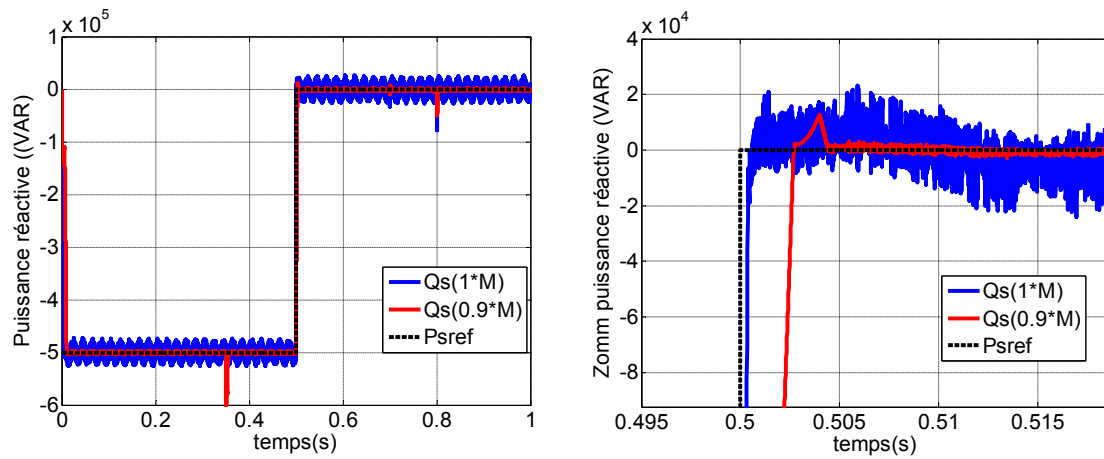


Figure IV.10 : Résultats obtenus pour un test de robustesse

D'après les résultats obtenus, on peut conclure que la variation de résistance (R_r) et l'inductance (M) ont que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur la puissance réactive au régime permanent, mais le découplage entre la puissance active et réactive est toujours maintenu se qui montre la robustesse de la commande par backstepping.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et évalué les performances des deux types de lois de commande non linéaire à savoir linéarisation entrée-sortie et Backstepping puis ses applications sur la machine asynchrone à double alimentation pour la commande des puissances active et réactive statoriques. Nous avons vu que la technique de la linéarisation non-linéaire au sens des entrées-sorties est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état et la méthode backstepping qui assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Les résultats obtenus avec les techniques de commande proposées montrent des performances équivalentes, très satisfaisantes avec une très bonne robustesse face à des variations paramétriques de la génératrice. L'étape suivante consiste à la mise en œuvre d'un observateur non linéaire appliqué à la commande non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation.

Chapitre V

Observation de flux rotorique de la MADA

V.1 Introduction :

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers de charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. [96] Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du procédé à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courant, tension, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (la vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés.

Dans certains cas, les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, malgré leurs difficultés de montage entre le moteur et la charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leur sensibilité aux interférences extérieures et leur maintenance très coûteuse. D'un autre côté certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage, l'estimation et l'observation sont de plus en plus utilisées pour la reconstitution des

variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes [97].

Dans ce chapitre, nous allons commencer par un rappel sur la théorie des observateurs, puis nous allons expliquer le fonctionnement de l'observateur à grand gain, puis nous allons utiliser cet observateur pour l'estimation du flux rotorique dans une stratégie de commande non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation dédiée à l'énergie éolienne.

V.2 Principe d'un observateur :

Un observateur ou reconstituteur d'état est un modèle mathématique (capteur logiciel) permettant la reconstruction des variables d'état internes d'un système à partir des entrées et des sorties du système réel. Alors, l'observateur ou l'estimateur d'état a pour entrées les entrées et les sorties du système réel et pour sorties le vecteur d'état estimé [98]. Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et des sorties passées.

Dans la pratique, les observateurs peuvent prendre deux formes différentes [99]: Observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites (cas de l'observateur du flux du moteur asynchrone), et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'états sont reconstruites.

Définition 1[100] :

On appelle observateur (reconstructeur) d'un système dynamique S ;

$$S \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), d(t)) \\ y(t) = h(t) \end{cases} \quad (V.1)$$

Un système dynamique auxiliaire O , dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie est l'état estimé $\hat{x}(t)$.

$$O \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) \\ \hat{y}(t) = h(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (V.2)$$

tel que l'erreur entre le vecteur d'état $x(t)$ et son estimée $\hat{x}(t)$ tend asymptotiquement vers zéro : $\|e(t)\| = \|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$.

Le schéma d'un observateur d'état est donné sur la figure V.1.

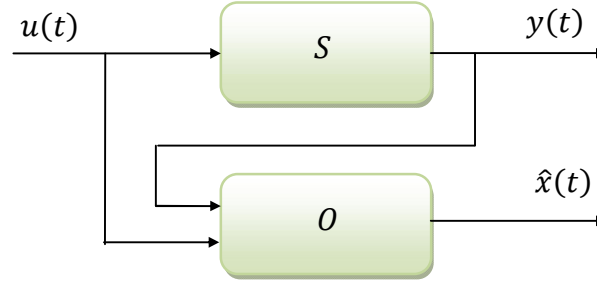


Figure V.1 : Schéma de principe d'un observateur

La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. La notion d'observabilité caractérise le fait que la sortie contienne d'une certaine façon l'information sur l'état.

*Dans la suite, nous supprimons le paramètre (t) relatif au temps, pour ne pas alourdir le texte.

V.3 Synthèse d'observateurs pour les systèmes linéaires :

V.3.1 Observabilité

Le problème de l'observabilité revient à répondre à la question suivante ; peut-on à partir de la seule connaissance de l'entrée u et de la sortie y sur un intervalle de temps fini $[0, T]$, reconstruire l'état interne du système x sur cet intervalle $[0, T]$. Pour les systèmes linéaires invariants, ce problème se ramène en fait à la possibilité de reconstruire l'état interne initial x_0 à partir de l'observation de la seule sortie y en l'absence d'entrée u [101].

Définition 2: Le système (V.1) est observable si ; étant donné l'instant t_0 , il existe un instant fini t_1 tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système [76].

V.3.2 Observabilité des systèmes linéaires

Considérons le système dynamique linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

Ou $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$, $y(t) \in R^p$. Les matrices A , B et C sont de dimensions appropriées. La matrice d'observabilité du système (V.4) est définie par ;

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{V.4})$$

L'observabilité du système (V.3) est garantie si le rang de la matrice de l'observabilité O est égal à n [102]. Une fois l'observabilité d'un système linéaire vérifiée, on peut procéder à une synthèse d'un observateur pour ce système, qui permet de reconstituer la variable d'état x à l'aide des entrées et des sorties du système [103].

V.4 Synthèse d'observateur pour les systèmes non linéaires

V.4.1 Observabilité des systèmes non linéaires

L'observabilité des systèmes non-linéaires constitue une notion plus complexe que celle des systèmes linéaires [103]. En effet, pour les systèmes non-linéaires, l'observabilité dépend des entrées appliquées au système et des états initiaux. On introduit les notions d'observabilité uniforme et d'observabilité globale pour surmonter les difficultés liées à ces problèmes. L'observabilité des systèmes non-linéaires est définie à partir de la notion d'indiscernabilité (ou d'indistinguabilité). Une bonne synthèse sur ces notions a été faite par [103].

L'expression générale d'un système non-linéaire est donnée par la formule (V.5).

$$S_{NL} \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (V.5)$$

Où l'état $x(t) \in R^n$, le vecteur $u(t) \in R^m$, et la sortie mesurée $y(t) \in R^p$

Définition 3: (Discernabilité - indiscernabilité) [104]:

Deux états initiaux $x_0, x_1 \in V_x$, tel que $x_0 \neq x_1$ sont dits distinguables dans V_x si ;
 $\exists t \geq 0$ et $\exists u: [0, t] \rightarrow U$ une entrée admissible telle que les trajectoires des sorties issues respectivement de x_0 et x_1 restent dans V_x pendant la durée $[0, t]$ et vérifient $y(t, x_0, u(t)) \neq y(t, x_1, u(t))$; dans ce cas, on dira que u distingue x_0 et x_1 dans V_x .

Réciproquement, deux états initiaux $x_0, x_1 \in V_x$ tel que $x_0 \neq x_1$ sont dits indistinguables si ; $\forall t \geq 0$ et $\forall u: [0, t] \rightarrow U$ pour lesquels les trajectoires issues de x_0, x_1 restent dans V_x on a $y(t, x_0, u(t)) = y(t, x_1, u(t))$.

Il est maintenant possible de donner une définition de l'observabilité d'un système en un point, et par extension, de définir un système observable.

Définition 4: (Observabilité locale) [105] :

Un système est localement observable en $x_0 \in V_x$ s'il existe un voisinage V_x de x_0 tel que, tout $x \in V_x (x \neq x_0)$ est V discernable de x_0 .

Définition 5: (Observabilité globale) [105]:

Un système est globalement observable sur V_x si tout couple d'état initiaux distincts $[x_0, x_1]$ est V discernable.

Définition 6: (Observabilité locale faible) [104, 106]:

On dit que le système S_{NL} est localement faiblement observable en x_0 s'il existe un voisinage ouvert V_{x_0} de x_0 tel que pour tout voisinage ouvert $V'_{x_0} \subset V_{x_0}$ l'ensemble des points qui sont indistinguables de x_0 dans V'_{x_0} via les trajectoires dans V'_{x_0} est le point x_0 lui-même. Un système est donc localement faiblement observable si tout état x_0 peut être instantanément distingué de ses voisins en utilisant les trajectoires qui restent dans un voisinage de x_0 .

Dans le but de traduire cette propriété d'observabilité par une condition de rang comme dans le cas des systèmes linéaires, nous sommes amenés à définir l'espace d'observation.

Définition 7. (Espace d'observation) [107]: L'espace d'observation du système S_{NL} est le plus petit sous-espace vectoriel, $\mathcal{O}$, de fonctions de V à valeurs dans l'espace de sortie qui contienne $h_1 \dots \dots h_p$; et qui soit fermé pour la dérivation de Lie par rapport à tous les champs de vecteurs du type $f_u(x) = f(u, x)$, $u \in U$, fixé.

Définition 8: (Observabilité au sens du rang) [106, 107]:

Soit $d\mathcal{O}$ l'espace des différentielles des éléments de $\mathcal{O}$. Désignons par $d\mathcal{O}(x_0)$ l'évolution de $d\mathcal{O}$ en x_0 . Le système S_{NL} est localement faiblement observable en x_0 si;

$$\dim d\mathcal{O}(x_0) = n \quad (\text{V.6})$$

Soit

$$\text{rang}_k = \begin{pmatrix} dh \\ dL_f h \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} h \end{pmatrix} = n \quad (\text{V.7})$$

Nous rappelons l'opérateur dérivé de Lie d'une fonction le long d'un champ de vecteurs

$$f(x) = [f_1(x) \dots \dots f_n(x)]: L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{V.8})$$

On peut représenter ce vecteur avec une définition algébrique équivalente :

$$\text{rang}_k = \begin{pmatrix} dh \\ d\dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{pmatrix} = n \quad (\text{V.9})$$

La condition (V.9) est appelée condition du rang. Si cette condition est satisfaite pour tout $x \in V$, on dit que le système S_{NL} est observable au sens du rang.

Cela implique que tout état x peut être déduit de la connaissance de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées. Un critère seulement suffisant est que le Jacobien (V.10) soit de rang plein.

$$\frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \quad (\text{V.10})$$

V .5. Observateur à grand gain

V.5.1 Conception de l'observateur à grand gain

Soit le système non linéaire de la forme:

$$\Sigma x: \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

Avec :

$$x(t) = [x^1(t) \ x^2(t) \ \dots \ x^n(t)]^T \in R^n ; u(t) \in R; y(t) \in R$$

Dans le but de faciliter la reconstruction du vecteur d'état, on procède à un changement des coordonnées permettant d'exprimer la sortie mesurée du système en fonction seulement de la première composante du vecteur d'état. La construction de la totalité du vecteur d'état peut être réalisée par des dérivées successives de la sortie.

La représentation résultante est dite forme canonique d'observabilité uniforme. Donc, pour obtenir ceci, on pose :

$$\begin{cases} z^1(t) = y(t) = h(x(t)) \\ z^2(t) = \dot{z}^1(t) = \dot{y}(t) = L_f h(x(t)) \\ z^3(t) = L_f^2 h(x(t)) \\ \vdots \\ z^n(t) = \dot{z}^{n-1}(t) = L_f^{n-1} h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{V.12})$$

Par le changement des coordonnées considéré, la dynamique du système Σx se réécrit dans les nouvelles coordonnées comme suit :

$$\Sigma z: \begin{cases} \dot{z}(t) = Az(t) + \varphi(z(t), u(t)) \\ y(t) = Cz(t) = z^{-1}(t) \end{cases} \quad (\text{V.13})$$

Avec :

$$z(t) = \begin{bmatrix} z^2(t) \\ z^2(t) \\ \vdots \\ z^n(t) \end{bmatrix} \in R^n ; A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} ; \text{ et } \varphi(z(t), u(t)) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x(t)) \end{bmatrix}$$

❖ Remarque

La représentation sous la forme canonique d'observabilité exige les conditions suivantes :

- Le changement des coordonnées, Φ , réalise une bijection afin de pouvoir

reconstruire le vecteur d'état initial, avec Φ est telle que :

$$\Phi: R^n \rightarrow R^n$$

$$x(t) \rightarrow z(t) = \Phi(x(t), u(t)) = \begin{bmatrix} h(x(t)) \\ L_f h(x(t)) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x(t)) \end{bmatrix} \quad (V.14)$$

- La sortie $y(t)$ doit être $(n-1)$ dérivable. Par conséquent, l'observation du système Σx est conditionnée par l'hypothèse globale suivante :

❖ Hypothèse

La transformé $\Phi(x(t), u(t))$ doit être un diffeomorphisme. Pour le système mis dans le nouveau système des coordonnées Σz , un observateur à grand gain peut être synthétisé ayant le système des équations suivant:

$$\Sigma z: \begin{cases} \dot{\hat{z}}(t) = A\hat{z}(t) + \varphi(z(t), u(t)) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T (C\hat{z}(t) - y(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{z}(t) = \hat{z}^1(t) \end{cases} \quad (V.15)$$

Où :

- $\theta \geq 1$ est le paramètre de réglage de l'observateur.
- S est l'unique solution de l'équation algébrique de Lyapunov :

$$S + \mathcal{A}^T S + S\mathcal{A} - C^T C = 0 \quad (V.16)$$

- Δ_θ est la matrice diagonale suivante :

$$\Delta_\theta = \text{diag} \left[1 \quad \frac{1}{\theta} \quad \dots \quad \frac{1}{\theta^{n-1}} \right] \quad (V.17)$$

Une fois le vecteur d'état $z(t)$ est estimé, l'estimation $\hat{x}(t)$ de l'état $x(t)$ peut s'obtenir par

$$\hat{x}(t) = \Phi^{-1}(\hat{z}(t)) \quad (V.18)$$

Parfois, la fonction Φ^{-1} ne peut pas être exprimée en fonction de z et un autre moyen pour contourner cette difficulté consiste à exprimer l'équation de l'observateur directement dans les coordonnées originales en x . En effet, en tenant compte du fait que :

$$\frac{\partial z}{\partial t} = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (V.19)$$

L'équation de l'observateur dans les coordonnées originales s'écrit comme suit :

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t)) + \varphi(\hat{x}(t), u(t)) - \theta \left(\frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \right)^{-1} \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T (h(\hat{x}(t)) - y(t)) \quad (V.20)$$

Le même principe utilisé en mono variable sera appliqué en multivariable.

V.5.2 Application sur la machine asynchrone à double alimentation

V.5.2 .1 Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse :

Nous étudions ici directement la machine asynchrone, dans le cas non linéaire c'est-à-dire sous l'hypothèse de la vitesse constante. La même étude lorsque la vitesse est considérée variable aboutit aux mêmes résultats.

Le modèle utilisé s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g.U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (V.21)$$

$$\text{Où } x^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5] = [i_{dr}, i_{qr}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \omega]$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 - a_3 x_5 x_4 \\ -\omega_s x_1 - a_1 x_2 + a_2 x_4 + a_3 x_5 x_3 \\ -b x_1 + \omega_s x_4 - x_5 x_4 \\ -b x_2 - \omega_s x_3 + x_5 x_3 \\ C_1(x_4 x_1 - x_3 x_2) + C_2(C_G - C_{vis}) \end{bmatrix}; g = \begin{bmatrix} -a_4 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & -a_4 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}$$

$$h(x) = \begin{cases} h_1(x) = x_1 \\ h_2(x) = x_2 \\ h_3(x) = x_5 \end{cases}$$

L'espace suivant $\mathcal{O}^{\varphi_r}$ généré par les sorties et leurs dérivées est continue dans l'espace d'observabilité $\mathcal{O}^{\varphi_r}$ et détermine un espace de dimension, égale au dimension du système, comme nous allons le voir. Il est donc dans ce cas inutile d'introduire des dérivées d'ordre supérieur [108].

$$\mathcal{O}^{\varphi_r}(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ L_{f+ug} h_1(x) \\ h_2(x) \\ L_{f+ug} h_2(x) \\ h_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ -a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 - a_3 x_5 x_4 \\ x_2 \\ -\omega_s x_1 - a_1 x_2 + a_2 x_4 + a_3 x_5 x_3 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (V.22)$$

Le Jacobien de $\mathcal{O}^{\varphi_r}$ par rapport à l'état permet de caractériser l'observation au sens du rang :

$$\mathcal{O}^{\varphi_r} = \frac{\partial \mathcal{O}^{\varphi_r}}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & \omega_s & a_2 & -a_3 x_5 & -a_3 x_4 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s & -a_1 & a_3 x_5 & a_2 & a_3 x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.23)$$

Le déterminant de cette matrice vaut :

$$\det(\mathcal{O}^{\varphi_r}) = \det\left(\frac{\partial \mathcal{O}^{\varphi_r}}{\partial x}\right) = a_2^2 + (a_3 x_5)^2 \quad (V.24)$$

Le rang de la matrice $\mathcal{O}^{\phi_r}$ est donc à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse. Ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable. En effet, l'observabilité de la machine asynchrone pose problème quand la commande de celle-ci est sans capteur mécanique, lorsque la vitesse est mesurée, il n'y a pas de difficulté théorique à établir l'observabilité des grandeurs électriques (flux et courant) [109].

V.5.2.2 Synthèse de l'observateur :

Nous proposons de mettre en œuvre un observateur de flux rotorique afin de pouvoir étudier ces propriétés [110]. Le principe est illustré à la figure 3.

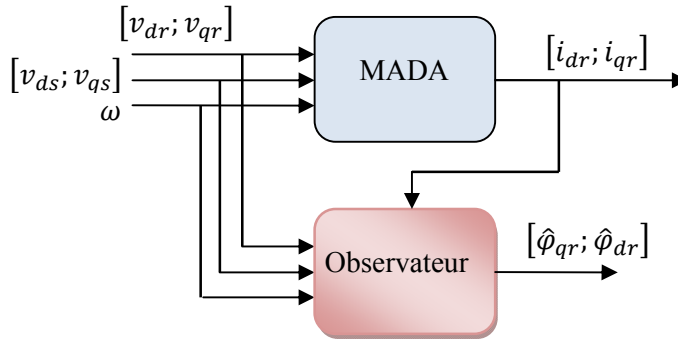


Figure V.2 Stratégie d'observation du flux rotorique

A partir du modèle (V.21) et en supposant que la vitesse constante ($\dot{\Omega} = 0$). Nous pouvons écrire :

$$\dot{X} = A(\Omega)X + Bv \quad (V.25)$$

$$\text{Où } X = [i_{rd} \ i_{rq} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}] \text{ et } v = [v_{sd} \ v_{sq} \ v_{rd} \ v_{rq}]^T$$

Les matrices $A(\Omega)$ et B sont données par :

$$A(\Omega) = \begin{bmatrix} -a_1 & \omega_s & a_2 & -pa_3\Omega \\ \omega_s & -a_1 & pa_3\Omega & a_2 \\ -R_r & 0 & 0 & \omega_s - p\Omega \\ 0 & -R_r & -(\omega_s - p\Omega) & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} -a_4 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & -a_4 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ainsi, à Ω constant, le modèle est linéaire, ce qui est un cas particulier de la forme injection de la sortie et de la dérivée de sortie [110].

Dans cette partie, nous nous intéressons aux travaux présentés dans [110,111] qui traitent la synthèse d'observateurs à grand gain pour des systèmes uniformément localement observables.

Il est alors possible de distinguer le changement de variables suivant:

$$z = \Phi(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ L_{f+vg}(h_1) \end{bmatrix} \quad (V.26)$$

Ce qui est équivalent à

$$\begin{cases} z_1 = I \\ z_2 = -(a_1 \mathfrak{I} + \omega_s \mathfrak{J})I + (a_2 \mathfrak{I} + a_3 p \Omega \mathfrak{J})\varphi \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

Pour ces changements, le modèle (V.21) prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - a_4 v_s + a_3 v_r \\ \dot{z}_2 = -(a_2 \mathfrak{I} - \omega_s \mathfrak{J})(z_2 - a_4 v_s + a_3 v_r) + \\ \quad (a_2 \mathfrak{I} + a_3 p \Omega \mathfrak{J})[-R_r z_1 \\ \quad - (\omega_s - p \Omega) \mathfrak{J}(a_2 \mathfrak{I} + a_3 p \Omega \mathfrak{J})^{-1}[z_2 - (a_1 \mathfrak{I} + \omega_s \mathfrak{J})z_1] + v_r] \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

Posons

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad z_1 = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad z_2 = \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad \mathcal{A} = \begin{bmatrix} 0 & \mathfrak{I} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \mathfrak{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad \mathfrak{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$; \psi(v_s, v_r, \Omega, z) = \begin{bmatrix} \psi_i(v_s, v_r, \Omega, z_1) \\ \psi_\varphi(v_s, v_r, \Omega, z_1, z_2) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \psi_i(v_s, v_r, \Omega, z_1) = -a_4 v_s + a_3 v_r \\ \psi_\varphi(v_s, v_r, \Omega, z_1, z_2) = \dot{z}_2 \end{cases}$$

Cela transforme le système (V.28) en un système local de coordonnées pyramidales :

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathcal{A}z + \psi(v_s, v_r, z) \\ y = Cz \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

$$\text{avec} \quad C = [\mathfrak{I}, 0]$$

Le système suivant :

$$\dot{\hat{z}} = \mathcal{A}\hat{z} + \psi(\hat{z}, z) - S_\theta^{-1} C^T (C\hat{z} - y) \quad (\text{V.30})$$

Est un observateur exponentiel du système (V.29) avec S_θ est la matrice définie par :

$$S_\theta = S_\theta^T = \begin{bmatrix} \theta^{-1} \mathfrak{I} & -\theta^{-2} \mathfrak{I} \\ -\theta^{-2} \mathfrak{I} & 2\theta^{-3} \mathfrak{I} \end{bmatrix} \quad (\text{V.31})$$

Théorème :

La fonction ψ est globalement lipchitzienne par rapport à z uniformément par rapport à v_s et v_r .

$$\|\psi(\hat{z}, v_s, v_r) - \psi(z, v_s, v_r)\| \leq \ell \|\hat{z} - z\| \quad (\text{V.32})$$

Preuve

Considérons l'erreur

$$e = \hat{z} - z \quad (\text{V.33})$$

Sa dynamique est donnée par

$$\dot{e} = (\mathcal{A} - S_\theta^{-1} C^T C) e + \psi(\hat{z}, v_s, v_r) - \psi(z, v_s, v_r) \quad (\text{V.34})$$

Posant la fonction de Lyapunov suivante

$$V(e) = e^T S_\theta e \quad (\text{V.35})$$

Sa dérivé est

$$\begin{aligned}
\dot{V}(e) &= e^T S_\theta \dot{e} + e^T S_\theta \dot{e} \\
&= \left[e^T (\mathcal{A} - S_\theta^{-1} C^T C)^T + (\psi(\hat{z}, v_s, v_r) - \psi(z, v_s, v_r))^T \right] S_\theta e + \\
&\quad e^T S_\theta [(\mathcal{A} - S_\theta^{-1} C^T C)e + \psi(\hat{z}, v_s, v_r) - \psi(z, v_s, v_r)] \\
&= e^T [\mathcal{A}^T S_\theta - 2C^T C + S_\theta \mathcal{A}] + 2e^T S_\theta [\psi(\hat{z}, v_s, v_r) - \psi(z, v_s, v_r)] \\
\dot{V}(e) &= -e^T (\theta S_\theta + C^T C)e + 2e^T S_\theta [\psi(\hat{z}, v_s, v_r) - \psi(z, v_s, v_r)] \tag{V.36}
\end{aligned}$$

En utilisant l'inégalité $C^T C > 0$ et le théorème (1) nous pouvons augmenter $\dot{V}(e)$ comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{V}(e) &\leq -e^T \theta S_\theta e + 2\kappa e^T S_\theta e \\
&\leq -(\theta - 2\kappa)V(e) \tag{V.37}
\end{aligned}$$

Ceci garantit la stabilité exponentielle de l'observateur pour $\theta > 2\kappa$,

V.5.2.3 Observateur aux coordonnées initiales

L'estimation $\hat{x}$ de l'état x de (V.29) s'obtient par :

$$\hat{x} = \Phi^{-1}(z) \tag{V.38}$$

Le fait que $z = \Phi(x)$ implique $\frac{\partial z}{\partial t} = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t}$ est une autre méthode de synthèse d'observateur exprimé en x

$$\dot{\hat{x}} = f(x) + g(x, v) - \left(\frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \right)^{-1} S(\theta)^{-1} C^T (C\hat{x} - y) \tag{V.39}$$

Ou sous forme panoramique:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{dr} \\ \dot{\hat{i}}_{qr} \\ \dot{\hat{\phi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\phi}}_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -a_1 \hat{i}_{dr} + \omega_s \hat{i}_{qr} + a_2 \hat{\phi}_{dr} - a_3 p \Omega \hat{\phi}_{qr} \\ -\omega_s \hat{i}_{dr} - a_1 \hat{i}_{qr} + a_3 p \Omega \hat{\phi}_{dr} + a_2 \hat{\phi}_{qr} \\ -R_r \hat{i}_{dr} - (\omega_s + p \Omega) \hat{\phi}_{qr} \\ -R_r \hat{i}_{qr} + (-\omega_s + p \Omega) \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -a_4 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & -a_4 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} - \\
&\quad \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_1 & \omega_s & a_2 & -a_3 p \Omega \\ -\omega_s & -a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 2\theta & 0 \\ 0 & 2\theta \\ \theta^2 & 0 \\ 0 & \theta^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dr} - i_{dr} \\ \hat{i}_{qr} - i_{qr} \end{bmatrix} \tag{V.40}
\end{aligned}$$

Le schéma de contrôle de la MADA associée à l'observateur est illustré à la figure V.3.

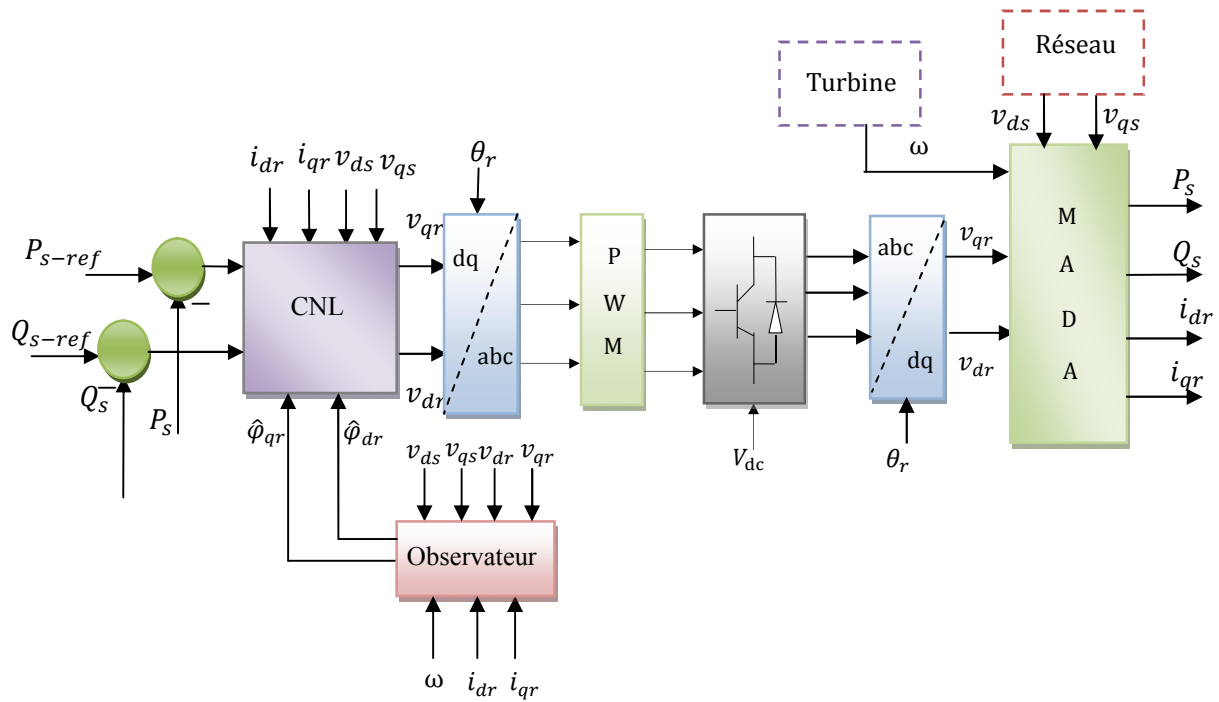
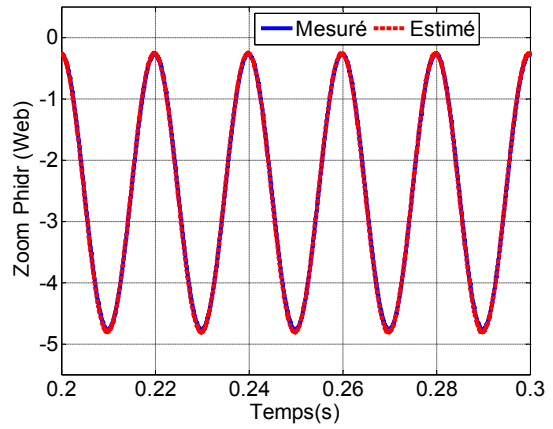
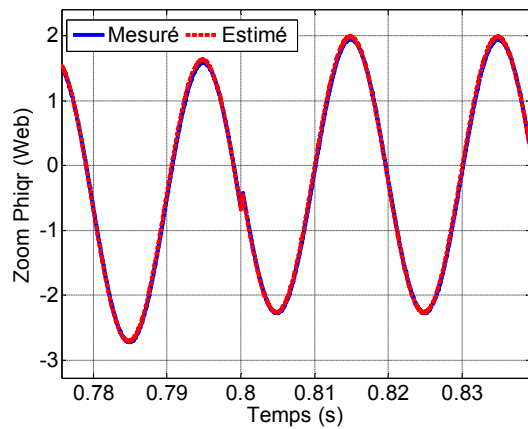
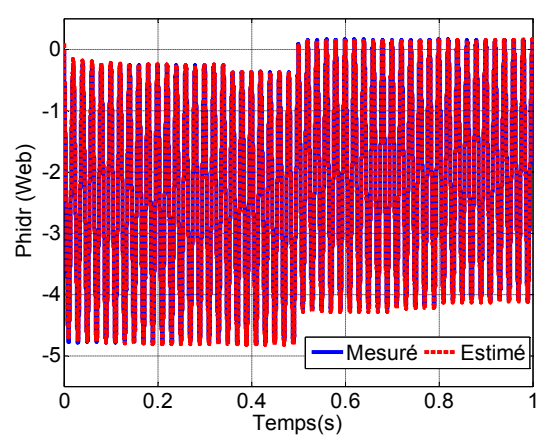
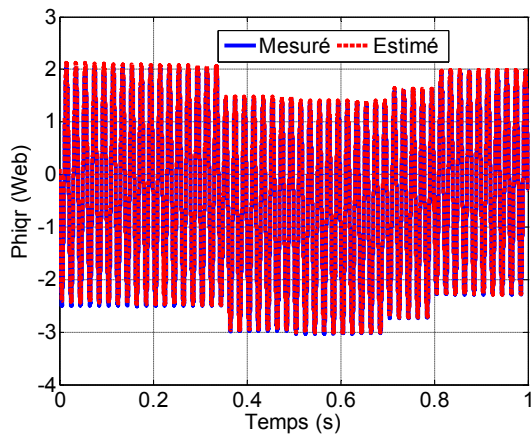
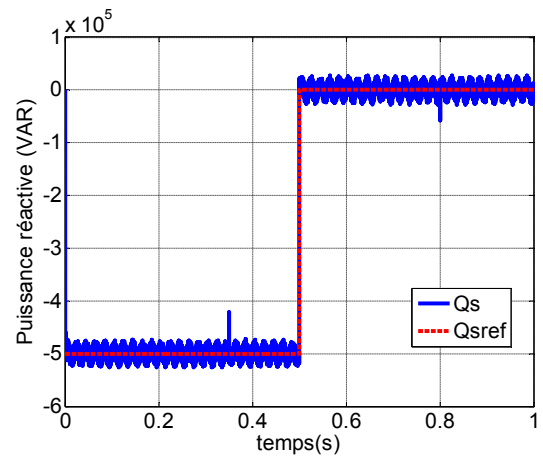
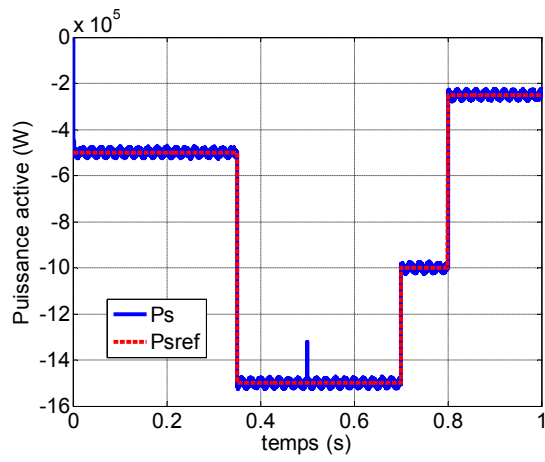


Figure V.3 Schéma de contrôle de la MADA associée à l'observateur

V.5.2 .4 Résultats de simulation et interprétations

Pour évaluer la capacité de notre système étudié (commande-génératrice-observateur), nous avons effectué un test de simulations de suivi de consigne pour une vitesse fixe et une vitesse variable suivant le profil du vent .Cette analyse sera réalisée par des simulations du modèle non linéaire de la machine asynchrone double alimentations avec son caractère couplé (plus proche de la machine réelle) utilisée dans le domaine éolien. Les simulations sont effectuées sous l'environnement de logiciel MATLAB /SIMULINK. Les conditions de simulations, sont identiques à celle retenues dans le chapitre précédent et les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont citées dans l'annexe A. Cet essai nous permet de vérifier le découplage des puissances générées par la MADA ainsi que pour le fonctionnement à vitesse fixe ou variable.

a) Vitesse fixe



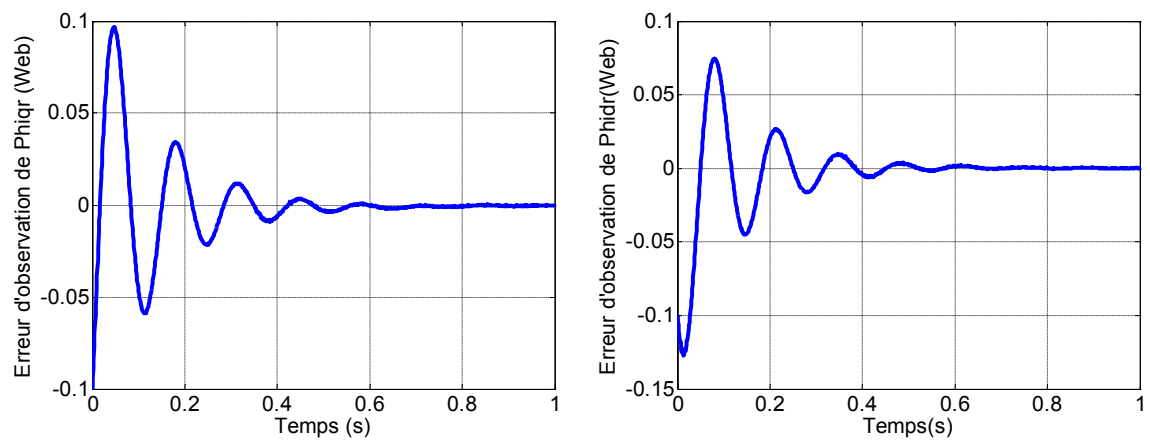
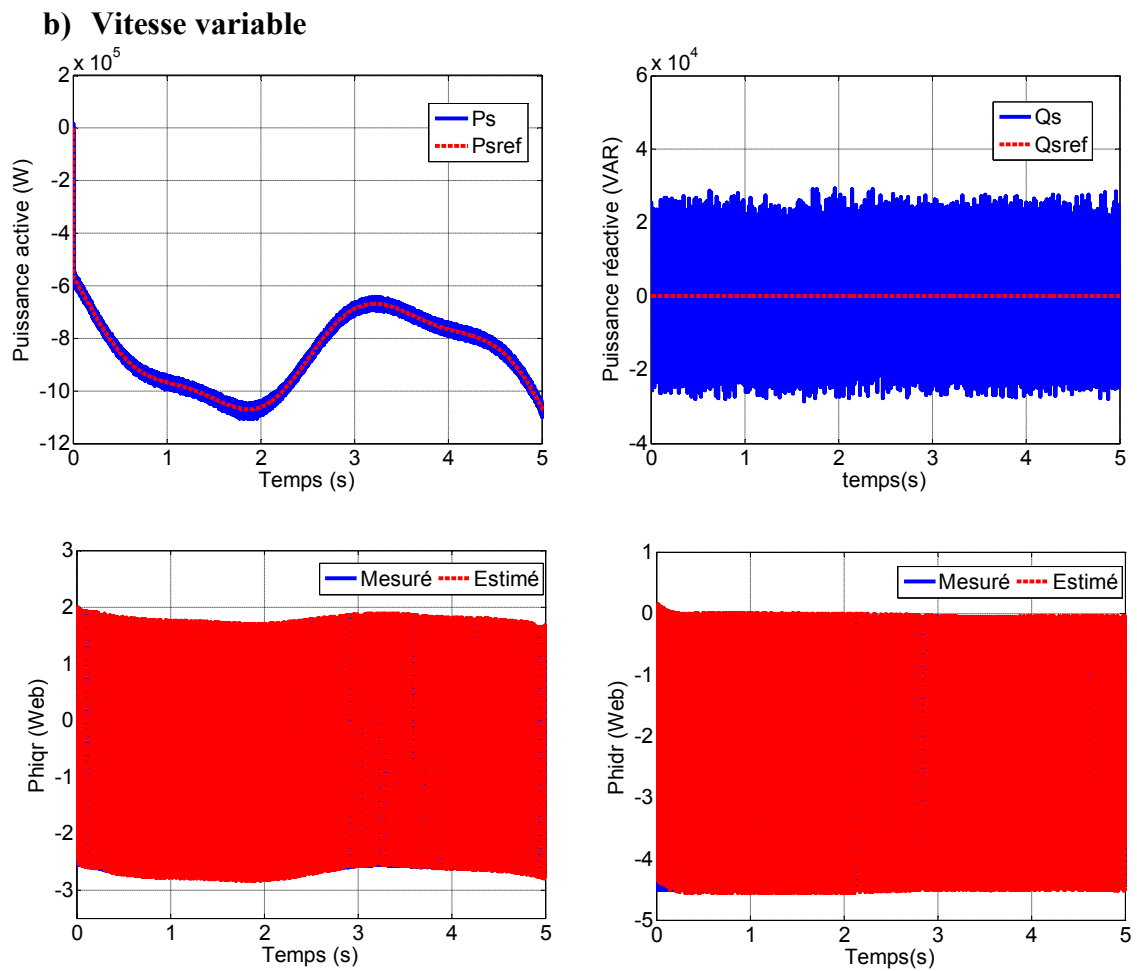


Figure V.4: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse fixe



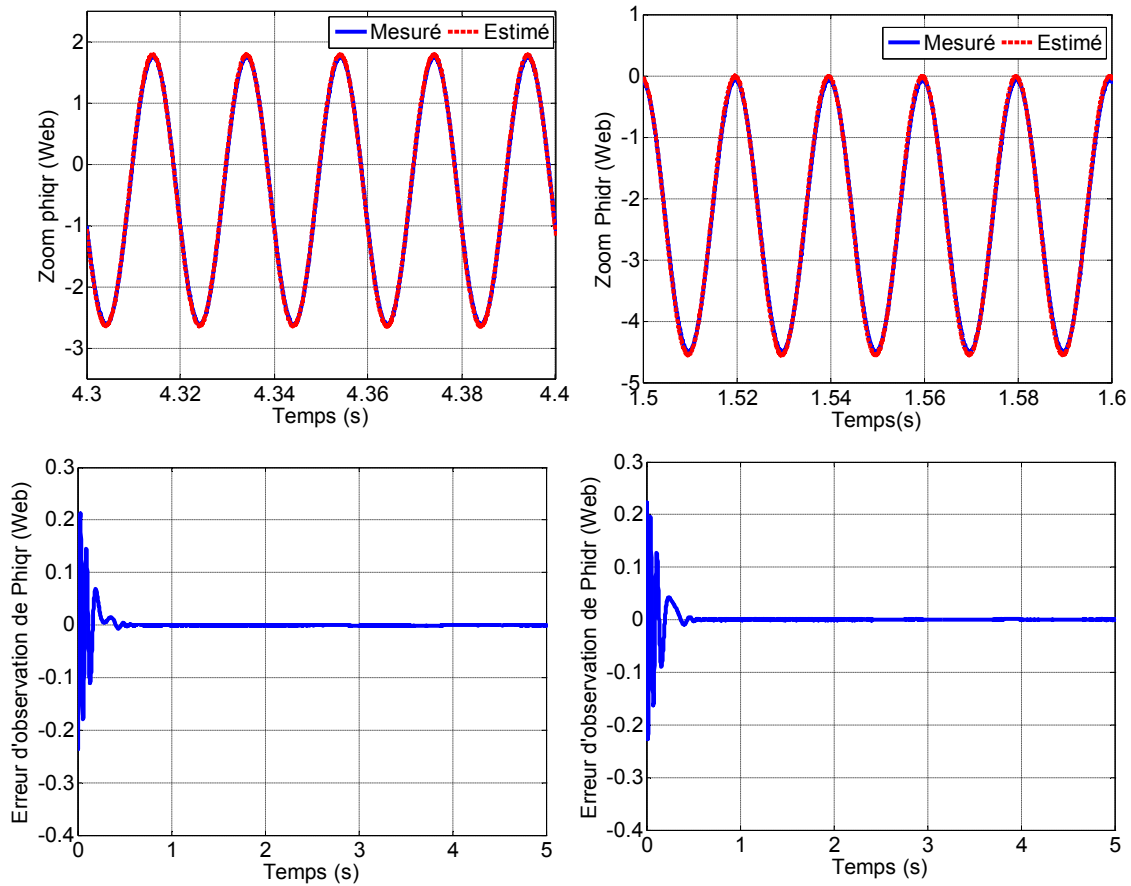


Figure V.5: Résultats obtenus pour un test de poursuite cas vitesse variable

Les figures V.4 et V.5 montrent la poursuite des grandeurs électriques (puissance active et réactive) et magnétique (flux rotorique direct et quadrature) ainsi leurs erreurs d'estimation, sous la commande non linéaire utilisant l'observateur à grand gain.

Les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires de références, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreurs statiques en régime permanent. Cette poursuite est obtenue avec des performances très satisfaisantes pour le fonctionnement à vitesse fixe ou variable. Les erreurs d'estimation des flux (direct et quadrature) sont presque nulles avec un temps de convergence $t < 1s$.

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons cité les différentes catégories des observateurs, et on a constaté qu'il y a deux types : les observateurs pour les systèmes linéaires et le deuxième type pour les systèmes non linéaires, on a montré les phases de la technique de changement

de variable d'état de la machine asynchrone à double alimentation destinée à la production éolienne avec capteur de vitesse dans le but d'obtenir la forme canonique pour faciliter l'application de l'observation, où nous avons appliqué un observateur à grand gain, afin d'observer les flux rotoriques . Cet observateur est testé par simulation numérique en combinaison avec le système commandé qui répond aux objectifs assignés.

Conclusion générale

L'objectif principal du travail présenté concerne, d'une façon générale, l'étude, la modélisation, la simulation et la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne connecté au réseau, basé sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA), contrôlée par son convertisseur statique coté rotor. L'étude de la commande a été effectuée sur le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Pour ce faire, dans le premier chapitre on présenté l'état de l'art sur les différents types d'éoliennes existantes, les différentes génératrices utilisées et le choix de la machine asynchrone à double alimentation. De plus, les structures d'alimentation de la MADA associée à des convertisseurs d'électronique de puissance ont été présentées. La structure optée été celle qui comporte un système de convertisseurs indirects connectés au rotor de la génératrice (MADA) dont le stator est lié directement au réseau électrique.

La modélisation de la chaine de conversion éolienne a fait l'objet du deuxième chapitre. Les modèles analytiques des différents constituants du système éolien à base de la MADA ont été établis. Nous avons permis de donner les équations de la génératrice dans le repère triphasé, puis dans le référentiel biphasé tournant d'axe d, q par la transformation de Park. Une représentation de ce modèle dans l'espace d'état a été défini, en vue de la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation. La deuxième partie de ce chapitre a été consacré à la modélisation et la commande de la partie mécanique on qui fait appel aux calculs d'aérodynamique pour déterminer les relations liant la vitesse du vent, le couple et la vitesse de la turbine. Un algorithme de maximisation de la puissance (MPPT) captée du vent a été mis en œuvre. Des résultats de simulation ont été présentés pour vérifier et valider la stratégie de contrôle.

Dans le troisième chapitre, la commande vectorielle a été exposée. Cette stratégie permet de découpler le modèle de la MADA et de contrôler séparément l'échange des puissances active et réactive entre la MADA et le réseau. Une méthode a été envisagée: la commande indirecte à base des régulateurs PI, dimensionnés par la méthode de compensation du pôle

dominant. La non connaissance exacte du modèle et des paramètres électriques de la machine diminue la robustesse de la commande vectorielle classique (à base PI). Des commandes non linéaires ont été développées dans la deuxième partie de ce chapitre, à savoir le contrôle actif par rejet des perturbations (ADRC) et l'hybridation entre le mode de glissement et le contrôle actif par rejet des perturbations (ADRCMG). Ces méthodes ont permis de contourner le problème de la variation des paramètres du système et assurent une commande plus adaptée à ces changements paramétriques.

Dans le quatrième chapitre, on a proposé la stratégie de commande non linéaire à savoir la technique de linéarisation au sens des Entrées/Sorties et la méthode backstepping qui sont appliquées au modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation avec son caractère couplé et par conséquent sans l'utilisation de la commande vectorielle des flux statoriques et sans négliger la résistance statoriques.

Le cinquième chapitre a été réservé à l'application d'un observateur à grand pour les grandeurs non accessibles qui sont le flux rotorique reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées.

Ce travail pourra être amélioré et avoir des perspectives en considérant :

- L'utilisation des différents régulateurs proposés dans cette thèse associés aux autres commandes, tels que l'intelligence artificielle, le réseau neuronal, et le régulateur flou.
- L'utilisation d'autre observateur robuste vis-à-vis aux variations paramétriques.
- Validation des résultats par des études expérimentales.

Annexe A

➤ Paramètres de l'éolienne

Nom et symboles	Valeurs numériques
Rayon de l'éolienne R	35.25m
Nombre de pales	3
Gain du multiplicateur G	90
Inertie de l'arbre J	1000 Kg.m ²
Coefficient de frottement f	0.0024 N.m.s-1
Densité de l'air ρ	1.22 Kg/m ³

➤ Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

Nom et symboles	Valeurs numériques
Puissance nominale P_n	1.5MW
Courant nominal I_n	1900 A
Tension nominale statorique V_s	398/690V
Fréquence nominale statorique F	50Hz
Résistance statorique R_s	0.012Ω
Résistance statorique R_r	0.021 Ω
Inductance statorique L_s	0.0137 H
Inductance rotorique L_r	0.0136 H
Inductance mutuelle M	0.0135 H
Tension du bus continu V_{dc}	1200V
Nombre de paires de pôles p	2

Annexe B

$$\begin{cases} P_s = v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds} = h_1(x) \\ Q_s = v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs} = h_2(x) \end{cases} \quad (B.1)$$

En remplaçant l'expression des courants i_{qs} et i_{ds} (équation (II.17)) dans (IV.11), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs}(\frac{\varphi_{qr} - L_r I_{qr}}{M}) + v_{ds}(\frac{\varphi_{dr} - L_r I_{dr}}{M}) \\ Q_s = v_{qs}(\frac{\varphi_{dr} - L_r I_{dr}}{M}) - v_{ds}(\frac{\varphi_{qr} - L_r I_{qr}}{M}) \end{cases} \quad (B.2)$$

Pour obtenir la loi de commande non linéaire, nous calculons le degré relatif de la sortie y . c'est à dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entrée u .

$$\text{Ou } u = \begin{bmatrix} v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} \quad (B.3)$$

Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ et $h_2(x)$:

$$\begin{cases} h_1(x) = v_{qs}(\frac{\varphi_{qr} - L_r I_{qr}}{M}) + v_{ds}(\frac{\varphi_{dr} - L_r I_{dr}}{M}) \\ h_2(x) = v_{qs}(\frac{\varphi_{dr} - L_r I_{dr}}{M}) - v_{ds}(\frac{\varphi_{qr} - L_r I_{qr}}{M}) \end{cases} \quad (B.4)$$

$$\begin{cases} h_1(\dot{x}) = \frac{\dot{\varphi}_{qr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r \dot{I}_{qr}}{M} v_{qs} + \frac{\dot{\varphi}_{dr}}{M} v_{ds} - \frac{L_r \dot{I}_{dr}}{M} v_{ds} \\ h_2(\dot{x}) = \frac{\dot{\varphi}_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{L_r \dot{I}_{dr}}{M} v_{qs} - \frac{\dot{\varphi}_{qr}}{M} v_{ds} + \frac{L_r \dot{I}_{qr}}{M} v_{ds} \end{cases} \quad (B.5)$$

En remplaçant $\dot{\varphi}_{qr}, \dot{\varphi}_{dr}, \dot{I}_{qr}, \dot{I}_{dr}$ dans la dernière équation par leurs expressions (II-30) et (IV.11) on obtient:

$$\begin{cases} h_1(\dot{x}) = \frac{(f_4 + v_{qr})}{M} v_{qs} - \frac{L_r(f_2 + a_3 v_{qr})}{M} v_{qs} + \frac{(f_3 + v_{dr})}{M} v_{ds} - \frac{L_r(f_1 + a_3 v_{dr})}{M} v_{ds} \\ h_2(\dot{x}) = \frac{(f_3 + v_{dr})}{M} v_{qs} - \frac{L_r(f_1 + a_3 v_{dr})}{M} v_{qs} - \frac{(f_4 + v_{qr})}{M} v_{ds} + \frac{L_r(f_2 + a_3 v_{qr})}{M} v_{ds} \end{cases} \quad (B.6)$$

Après le groupement des termes identiques et l'arrangement de l'équation on trouve :

$$\begin{cases} h_1(\dot{x}) = \frac{(f_4 - L_r f_2)}{M} v_{qs} - \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{ds} + \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{ds} v_{dr} + \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} v_{qr} \\ h_2(\dot{x}) = \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{qs} + \frac{(L_r f_2 - f_4)}{M} v_{ds} + \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} v_{dr} + \frac{(a_3 L_r - 1)}{M} v_{ds} v_{qr} \end{cases} \quad (B.7)$$

On sait que

$$\begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x)u \\ \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_g h_2(x)u \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Donc

$$\begin{aligned} L_f h_1(x) &= \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{ds} + \frac{(f_4 - L_r f_2)}{M} v_{qs} \quad \text{et} \quad L_g h_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} & \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{ds} \end{bmatrix} \\ L_f h_2(x) &= \frac{(L_r f_2 - f_4)}{M} v_{ds} + \frac{(f_3 - L_r f_1)}{M} v_{qs} \quad \text{et} \quad L_g h_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{(a_3 L_r - 1)}{M} v_{ds} & \frac{(1 - a_3 L_r)}{M} v_{qs} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

- [1] H .Camblong, “Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable’’, Thèse de doctorat. Paris, ENSAM. 2003.
- [2] Ministre de l'énergie, Algérie, <https://www.energy.gov.dz/?rubrique=energies-nouvelles-renouvelables-et-maitrise-de-lrenergie>;
- [3] M .Aalam“Contribution à la commande robuste du système d'énergie renouvelable ’’ thèse de doctorat en Électrotechnique, Université Djillali Liabes de Sidi- Bel-abbes 2017.
- [4] Zahra, Tria Fatma. Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une MADA Par différentes techniques. Memoire de Magister, Université d'El-oued, 2013.
- [5] F. Poitiers. Etude et commande de génératrice asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [6] Smaili, Mokrane. Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération. 2013. Thèse de doctorat. Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (6).
- [7] Baile, Rachel. Analyse et modélisation multi fractales de vitesses de vent. Application à la prévision de la ressource éolienne. 2010. Thèse de doctorat.
- [8] Loucif, Mourad. Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur. 2016. Thèse de doctorat.
- [9] Reynolds, Terry S. Power from Wind: A History of Windmill Technology. Science, 1994, vol. 264, no 5160, p. 855-857.
- [10] Price, Trevor J. James Blyth—Britain's first modern wind power pioneer. Wind engineering, 2005, vol. 29, no 3, p. 191-200.
- [11] Tong, Wei. Wind power generation and wind turbine design. WIT press, 2010.
- [12] Shepherd, Dennis G. Historical development of the windmill. 1990.
- [13] Sirignano, William A. Small Wind Turbines: Analysis, Design, and Application. 2013.
- [14] Jha, Asu Ram. Wind turbine technology. CRC press, 2010.

- [15] Ackermann, Thomas et Soder, Lennart. Wind energy technology and current status: a review. Renewable and sustainable energy reviews, 2000, vol. 4, no 4, p. 315-374.
- [16] Guerri, O. L'énergie éolienne en Algérie: un bref aperçu. Bulletin des Energies Renouvelables, 2011, no 21.
- [17] Guerri, Ouahiba. Recherche et Développement. Energies Renouvelables, 2008, p. 14.
- [18] A. Samil, Bulletin des Energies Renouvelables, N°4, Décembre 2003.
- [19] Hammouche, Rabah. Atlas vent de l'Algérie. 1991.
- [20] Osmani, Ilyes et MALTI, Omar. Modélisation et commande indirect des puissances de la génératrice asynchrone à double alimentation dédié à un système éolien. 2017. Thèse de doctorat.
- [21] Boudia, Sidi Mohammed. Optimisation de l'évaluation temporelle du gisement énergétique éolien par simulation numérique et contribution à la réactualisation de l'atlas des vents en Algérie. 2013. Thèse de doctorat.
- [22] Ghedamsi, Kaci. Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence. Application à la conduite de la machine asynchrone. These de Doctorat de l'ENP, Algérie, 2008.
- [23] Bourillon, Christophe. Wind energy-clean power for generations. Renewable Energy, 1999, vol. 16, no 1-4, p. 948-953.
- [24] [http: // www. wwindea. org](http://www.wwindea.org)
- [25] M. Etxaide B. Kortabarria. Dosierra : Energia elikoa. In Elhuyar, Vol. 133-134 ;1998.
- [26] Bekakra, Youcef. Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation. Thèse de doctorat Université Mohamed Khider, Biskra, 2014.
- [27] Rachida, Megherbi et Ibtissem, Aichouni. Modélisation numérique de l'écoulement autour d'un rotor d'une éolienne à axe verticale. 2019.
- [28] Sylia, Abdoulaye Mamadie. Modélisation d'un émulateur éolien à base de machine asynchrone à double alimentation. Thèse de doctorat. Université du Québec à Trois-Rivières. 2013.

- [29] Mirekci, Adam. Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse. 2005.
- [30] Hau, Erich. Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics. Springer Science & Business Media, 2013.
- [31] Multon, Bernard, ROBIN, Gaël, Gergaud, Olivier, et al. Le Génie Electrique dans le vent: état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne. 2003.
- [32] Boyette, Armand. Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne. 2006. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- [33] Leclercq, Ludovic. Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes. 2004. Thèse de doctorat. Thèse de doctorat. Ecole doctorale sciences pour l'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille.
- [34] Ledesma, Pablo, USAOLA, Julio, RODRIGUEZ, J. L., et al. Comparison between control systems in a doubly fed induction generator connected to an electric grid. In : EWEC-CONFERENCE-. 1999. p. 869-872.
- [35] Beltran, Brice. contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation: du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur. 2010. Thèse de doctorat.
- [36] Drid, Saïd. Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation. Contribution to the Modeling and Robust Control of a Double Feed Flux Induction Machine with Optimized Feed Structure: Theory and Experimentation), PhD Thesis, University of Batna, Algeria, 2005.
- [37] Bekakra, Youcef. Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées. 2010. Mémoire de magister. University of Eloued
- [38] Bennour, Cherif. Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation. 2012. Thèse de doctorat. Université Mohamed Khider–Biskra.

- [39] Elaimani, Salma. Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension. Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [40] M, Bedboudi. Commande et diagnostic des défauts de la machine asynchrone. Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar Annaba. 2016
- [41] Boureguig, K., Mansouri, A., & Chouya, A. . Performance enhancements of DFIG wind turbine using fuzzy-feedback linearization controller augmented by high-gain observer. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11 (1), 10. 2020.
- [42] Hamane, B. Commande robuste d'un aérogénérateur à base de machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel (Doctoral dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières). 2018.
- [43] M. Benmbarek "commande d'une éolienne en vue de son utilisation dans un système éolien Thèse de doctorat "ENP d'Oran 2019.
- [44] Djoudi, A., Bacha, S., Chekireb, H., Berkouk, E. M., Benbouzid, M. E. H., & Sandraz, J. Robust stator currents sensorless control of stator powers for wind generator based on DFIG and matrix converter. *Electrical Engineering*, 99(3), 1043-1051. 2017.
- [45] M.Abbas, M.Michentel, "Modélisation et commande d'une MADA alimentée par une cascade à trois niveaux, application à l'énergie éolienne", projet de fin d'études, ENP, Juin 2006.
- [46] Foch, H., Forest, F., & Meynard, T. Onduleurs de tension: Structures. Principes. Applications. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 5(D3176), D3176-1. 1998.
- [47] Meai Ahmed Hamza et Nadir Kais Commande de la machine asynchrone à double alimentation– apport des techniques de l'intelligence artificielle ,Master en électrotechnique Université Djilali Liabes, Sidi bel-abbès,. 2017.
- [48] Djeriri Youcef «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 Djilali liabes, sidi bel-abbès, november 2015
- [49] Bouraki Mouloud «Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable: Application sur un site à Tindouf» Mémoire Magister en Génie Electrique, Université M'Hamed Bougara-Boumerdes, 2011/2012.

- [50] A.Merabet « commande non linéaire à modèle prédictif pour un machine asynchrone thèse de doctorat ,Quebec 2007
- [51] 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 Ecole centrale de Lille et l’Ecole militaire polytechnique d’Alger, 2011
- [52] Ben kadem Somia, Ben mebarek Dalila « Commande d’une machine asynchrone à double alimentation pour la production d’énergie éolienne », Mémoire de Master Université Ahmed Draïa Adrar 2018.
- [53] M. Z.Boudjemaa, M. Bounadja, Commande Non Linéaire par retour d’État d’un Moteur Asynchrone à Double Alimentation par Régulateur PI-Flou, Revue des Sciences et de la Technologie –RST- Volume 1 N°2, janvier 2010.
- [54] Boukhriss, M. Ali. Commande robuste par ADRC de l'éolienne à base de la machine asynchrone à double alimentation. Thèse présentée pour l’obtention du diplôme de Doctorat ; École Nationale Supérieure d'Informatique et d'Analyse des systèmes.2016.
- [55] A. Zemmit «Commandes en Tension d’un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA)», mémoire Master de l’Université Mohamed Boudiaf de M’sila, Algérie, Juin 2013.
- [56] DJ. Khodja, « commande des convertisseurs électromécaniques »,Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M’sila , Algérie, 2013.
- [57] A.E. Dendouga, «Controle des puissances active et reactive de la machine à double alimentation (DFIM)», Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [58] Djeriri, Y. Commande Vectorielle d’une MADA intégrée à un Système Eolien’. Mémoire de magister, université Djilali Liabes de sidi bel Abbès 2009.
- [59] M. Allam, B. Dehiba, M. Abid, Y. Djeriri, et R.Adjoudj, « Étude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne », Journal of Advanced Research in Science and Technology, ISSN: 2352-9989, Vol.1, No.2, pp.88-100, 2014.
- [60] J. Han, "A class of extended state observers for uncertain systems", Control and Decision,vol. 10, no. 1, pp. 85-88, 1995.

- [61] Z. Gao, Y. Huang, and J. Han, "An alternative paradigm for control system design," in Proc.40th IEEE Conf. Decis. Control, 2001, vol. 5, pp. 4578–4585.
- [62] Laghridat, H., Essadki, A., Annoukoubi, M., & Nasser, T. (2020). A Novel Adaptive Active Disturbance Rejection Control Strategy to Improve the Stability and Robustness for a Wind Turbine Using a Doubly Fed Induction Generator. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2020.
- [63] G. Herbst, "A simulative study on active disturbance rejection control (ADRC) as a control tool for practitioners," *Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 246–279, 2013.
- [64] R. Chakib, A. Essadki, and M. Cherkaoui, "Active disturbance rejection control for wind system based on a DFIG," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 8, no. 8, pp. 1306–1315, 2014.
- [65] A. Boukhriss, A. Essadki, A. Bouallouch, and T. Nasser, "Maximization of generated power from wind energy conversion systems using a doubly fed induction generator with active disturbance rejection control," in *Proceedings of the 2014 Second World Conference on Complex Systems (WCCS)*,
- [66] Boualouch, Abdellah, NASSER, Tamou, ESSADKI, Ahmed, et al. A robust power control of a DFIG used in wind turbine conversion system. *International Energy Journal*, 2017, vol. 17, no 1.
- [67] Z. Gao "Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller", *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2003, Vol. 6, pp. 4989-4996.
- [68] Y. Bekakra D. Ben Attous, "Sliding mode controls of active and reactive power of a DFIG with MPPT for variable speed wind energy conversion," *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, Vol. 5, No. 12, pp. 2274-2286, 2011.
- [69] Belaimeche, Fatima Zohra 'Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) dédié à l'énergie renouvelable'. 2018. Thèse de doctorat.
- [70] Yamina, Zouaoui. "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone." *Mémoire de magister en electrotechnique*, Universite Ferhat Abbas de Setif (2010).
- [71] A.Moualdia, «Strategies de commande DTC-SVM Et DPC appliquées à une MADA Utilisée Pour La Production D'énergie Eolienne», Thèse de doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2014.

- [72] P.E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [73] J. J.E. Slotine, « Sliding controller design for nonlinear systems », Int. J. of Cont. Vol. 4, No. 02, pp. 421–434, 1984.
- [74] A. Hussain. Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [75] M.Allam, « Étude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un actionneur à courant alternatif », Mémoire de magister, université Djilali Liabes de sidi bel Abbès, 2011.
- [76] J.J.E. Slotine, « Applied Nonlinear Control », Edition Prentice Hall, 1991 .
- [77] A. Choukchou-Braham. Contribution à la stabilisation des systèmes mécanique sous actionnés. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Tlemcen, 2011.
- [78] H. Buhler, « Réglage par mode de glissement », Presses Polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [79] Taher, Seyed Abbas, Dehghani Arani, Zahra, Rahimi, Mohsen, et al. A new approach using combination of sliding mode control and feedback linearization for enhancing fault ride through capability of DFIG based WT. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2018, vol. 28, no 10, p. e2613.
- [80] Ismail M.M h.A. Abdel Fattah and A. Bahgat, «Adaptive input- output of induction Motors with magnetic saturation», Proceedings of the 29th IEEE Conference of Industrials Electronics Society, IECON03, vol. 1, pp. 168-173, 2003.
- [81] Boukas T.K. and T.G Habetler, «High- performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback», IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 19, no.4, pp.1022-1028, 2004.
- [82] Benhaniche, A « Etude comparée des différentes techniques de commande de la machine asynchrone », Thèse de doctorat Université de Badji Mokhtar Annaba ,2016.
- [83] Kaddouri .A «Etude d'une commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de doctorat Université Laval de QUEBEC, 2000.

- [84] Chiasson J. «Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.38, no.10, pp 1588-1594, 1993.
- [85] Bodson M., J. Chiasson and R. Novotnak.«High performance induction motor via Input-output Linearization», IEEE Control Systems, pp. 25-33,
- [86] Merabet A «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine Asynchrone», Thèse de doctorat Université de QUEBEC à CHICOUTIMI, 2007.
- [87] Moog, C. H. (1988). Nonlinear decoupling and structure at nfinity. Mathematics of Control, Signals and Systems, 1(3), 257-268.
- [88] Marino R., S. Peresada and P. Valigi, «Adaptive input-output Linearizing control of Induction Motors», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.38, no.2, pp.208-221, 1993
- [89] Zhang, Luhua, Xu Cai, and Jiahu Guo. "Simplified input-output linearizing and decoupling control of wind turbine driven doubly-fed induction generators." 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE, 2009.
- [90] Djeriri, Youcef, and Abdelkader Meroufel. Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle. Diss. 2015.
- [91] M.Mokhtari, "Commande adaptative des systèmes non linéaires backstepping", Mémoire de magister, Université de Batna, Septembre 2003 .
- [92] Chebbi.A; «Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse» Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie.2005.
- [93] Soukkou, Yassine. Commande adaptative par backstepping d'une classe des systèmes non linéaires incertains. 2014. Mémoire de magister. Université Abdelhak Benhamouda de Jijel.
- [94] K. Kendouci. Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université d'Oran, 2012.
- [95] R.Rouhabhi,« Contrôle Des Puissances Générées Par Un Système Eolien A Vitesse Variable Basé Sur Une Machine Asynchrone Double Alimentée », Thèse doctorat, Université De Batna2, Algérie, 2016.
- [96] A. Chouya. « Contribution à l'Observation de la Machine Asynchrone », Thèse de doctorat es sciences en Automatique, Ecole Polytechnique d'Oran. 2015.

- [97] S. Chaouch, Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse. Thèse de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna. 2005.
- [98] Y. Abdelhafid, Utilisation d'un observateur à grand gain dans une commande d'une machine asynchrone Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila. 2013.
- [99] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 29, No 2, pp. 152-156, Mars/Avril 1993.
- [100] A. J. Fossard et D. Normand-Cyrot, Système non linéaire, tome 1 : modélisation –estimation. Masson, Paris, 1993.
- [101] G. Basile and F.G. Marro, On the observability of linear time invariant systems with unknown inputs, Journal of Optimization Theory and Applic, 3 1969, N°6, 410-415.
- [102] A.Akhenak, Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
- [103] T.Benmiloud, Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques. Sujet de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf.2012.
- [104] A.Mansouri, Contribution à la commande des systèmes non-linéaires, application aux robots et au moteur asynchrone, Thèse de Doctorat d'état, Université des Sciences et de Technologies d'Oran, Algérie, 2004.
- [105] M. F. Khelfi, Observateurs non linéaires : Application à la commande des robots manipulateurs, Thèse de Doctorat de l'UHP-Nancy 1, Nancy, France 1995.
- [106] Liu Fenglong, Synthèses d'observateurs à entrées inconnues pour les systèmes non linéaires, Thèse de Doctorat, Université de Caen, France, 2007.
- [107] A. Bouhenna, Contribution à la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone en mode générateur à basse vitesse, Thèse de Doctorat en Sciences, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Algérie, 2007.
- [108] D. Lubineau, C .Canudas, et J. P .Barbot, La commande de moteur asynchrone sans capteur. Compte-rendu du séminaire de Gordes, 2000.

- [109] R. Marino and P. Tomei. "Global adaptive observers for nonlinear systems via filtered transformations". IEEE Transactions on Automatic Control, vol: 37(5): Pp: 1239–1245, 1992.
- [110] A. Chouya et al. "Etude et mise en œuvre d'un observateur à grand gain de la machine asynchrone," 18-19. 2006.
- [111] J.P .Caron, and J.P .Hautier. "Modélisation et commande de la machine asynchrone," Vol. 10. Paris: Technip, 1995.

ملخص

يقدم هذا العمل النمذجة والتحكم والمحاكاة للآلة غير المتزامنة مزدوجة التغذية المخصصة لإنتاج طاقة رياح تبلغ 1.5 ميغاواط متصلة مباشرة بالشبكة بواسطة الجزء الثابت والمدفوع بدوارها بواسطة محول ثابت. في الخطوة الأولى ، يتم تطبيق تقنيات تحكم خطية وغير خطية مختلفة ، وهي: وحدة تحكم PI الكلاسيكية ، والتحكم في رفض الاضطراب النشط (ADRC) ورفض الاضطراب النشط الهجين مع التحكم في نمط الانزلاق (ADRCMG). بغرض التحكم في القوة النشطة والمتفاعلة الناتجة عن المولدة و المفصلة عن طريق تقنية التحكم الشعاعي.

في الخطوة الثانية ، حدد النموذج غير الخطي للآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة بطابعها المقترن ، وبالتالي بدون استخدام التحكم الشعاعي لتدفقات الجزء الثابت ودون إهمال مقاومة الجزء الثابت ، تم تصميم متحكمين غير خطيين ، وهما تقنية الخطية بمعنى المدخلات / المخرجات وطريقة backstepping للتحكم في القوى الثابتة النشطة والمتفاعلة. بالإضافة إلى ذلك ، تم حجز خطوة ثالثة لتركيب مراقب مكاسب عالية للكميات التي لا يمكن الوصول إليها ، والتي تمثل تدفقات العضو الدوار وذلك لقيود تقنية واقتصادية. يتم اختبار هذا المراقب عن طريق المحاكاة العددية بالاشتراك مع عنصر التحكم المعتمد الذي يلبي الأهداف المحددة.

كلمات مفتاحية :

طاقة الرياح، مولدة لا تزامنية مزدوجة التغذية، MPPT، تحكم شعاعي، والتحكم في رفض الاضطراب النشط،

. التحكم الانزلاقي، التحكم اللاخطي، مراقب مكاسب عالية

Résumé

Le présent travail traite la modélisation, le contrôle et la simulation de la machine asynchrone destinée à la production de l'énergie éolienne de 1.5 MW connectée directement au réseau par son stator et pilotée par son rotor par un convertisseur statique. Dans une première étape, différentes techniques de commande linéaire et non linéaire sont appliquées à savoir : le contrôleur classique PI, le contrôle par rejet actif des perturbations (ADRC) et la commande hybride rejet actif des perturbations et mode glissant (ADRCMG) pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive générées par la MADA découplée par la technique de commande vectorielle.

Dans une deuxième étape, définir le modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation avec son caractère couplé et par conséquent sans l'utilisation de la commande vectorielle des flux statoriques et sans négliger la résistance statorique, deux lois de commande non linéaire ont été synthétisées à savoir la technique de linéarisation au sens des Entrées/Sorties et la méthode backstepping pour la commande des puissances active et réactive statoriques. De plus, une troisième étape a été réservée à la synthèse d'un observateur à grand gain pour les grandeurs non accessibles qui sont les flux rotoriques pour des contraintes techniques et économiques. Cet observateur est testé par simulation numérique en combinaison avec le contrôle adopté qui répond aux objectifs assignés.

Mots clés : éolienne, MADA, MPPT, Commande vectorielle, Contrôle par Rejet Actif des Perturbations ADRC, Mode glissant, feedback linearization, Backstepping, observateur à grand gain

Abstract

This thesis treats the modeling, the control and the simulation of a wind energy conversion system based a doubly fed induction generator (DFIG) of 1.5 MW connected directly to the grid by its stator and driven by its rotor via a static converter.

In a first step, various linear and non-linear control techniques are applied, namely: the classic PI controller, active disturbance rejection control (ADRC) and active disturbance rejection control combined with sliding mode control (ADRCMG) for control independent of the active and reactive power generated by the DFIG decoupled by the vector control technique. In a second step, define the nonlinear model of the double-fed asynchronous machine with its coupled character and therefore without the use of vector control of the stator fluxes and without neglecting the stator resistance, two nonlinear control laws have been synthesized, namely the feedback linearization the backstepping method for the control of the active and reactive stator powers. In addition, a third step has been reserved for the synthesis of a high gain observer to estimate unmeasurable the rotor fluxes for technical and economic constraints. This observer is tested by numerical simulation in combination with the adopted control which meets the assigned objectives.

Key words:

Wind energy - DFIG- MPPT- ADRC - Sliding Mode Fuzzy logic - Feedback
Linéarisation control –Backstepping- high gain observer.