

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET  
POPULAIRE** MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

**UNIVERSITE MOUHAMMED BOUDIAF-M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE  
SPECIALITE : ENERGIES RENOUVLABLES EN ELECTROTECHNIQUE**



**Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme du**

**Master Académique**

**Par : Ghecham Ahmed**

**Intitule**

**Commande non linéaire d'un système à énergie  
renouvelable**

**Soutenu devant le jury composé de :**

Nom et prénom Enseignant

Abdelmadjid CHOUCOU

Université de M'sila

Président

Nidhal CHERRAT

Université de UMBB

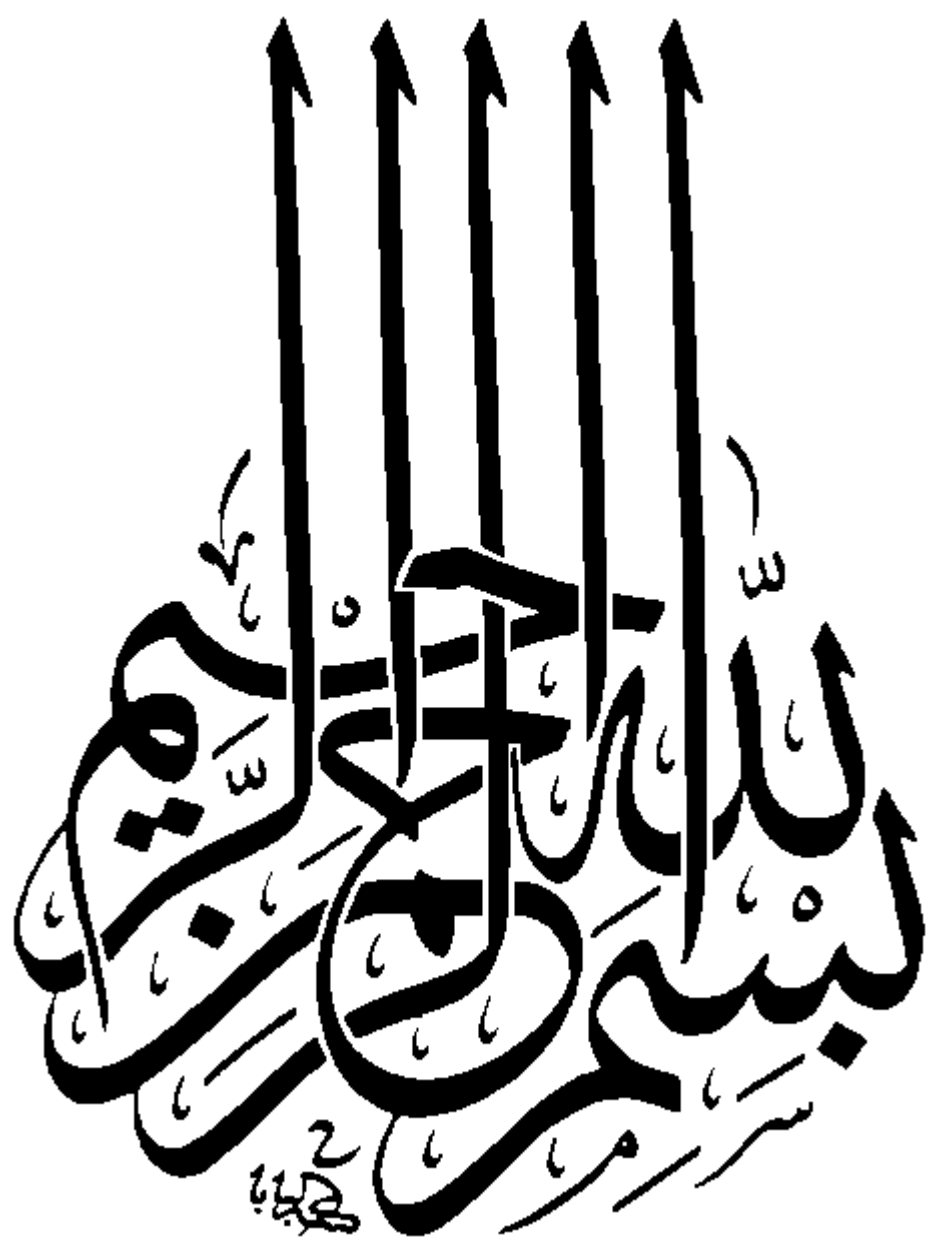
Rapporteur

.....

Université .....

Examineur

**Année universitaire : 2021 /2022**



## **Remerciements**

Avant tout, je dis الحمد لله , le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'études. J'adresse mes sincères remerciements à toutes mes enseignants de L'université de MOUHAMMED BOUDIAF-M'SILA, notamment à mon encadreur Mr. Nidhal CHERRAT, d'avoir proposé le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans cette thèse.

Mes remerciements s'adressent également à Mrs: Abdelmadjid CHOUCOU, chef département de génie électrique, qui m'a fait étudier 2 ans de master dans les meilleures conditions.

Sans oublier mes meilleurs amis : Abderahim ARIOUA, Marwene BOURENANE pour le soutien morale.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réaliser ce travail

**Mes vives salutations**

## Dédicaces

إلى الوالدين الكريمين حفظهما الله و ادامهما لي مهما جازيناهم لا نوفيهم  
حقهم.

إلى إخوتي و كل العائلة الكريمة.

إلى جميع الأصدقاء والزملاء.

لكم الشكر الجزيل.

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I.....</b>	<b>4</b>
<b>I.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>5</b>
<b>I.2. ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE ÉOLIENNE.....</b>	<b>5</b>
I.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN SYSTEME EOLIEN.....	6
I.2.2 PRINCIPAUX CONSTITUANS D'UNE EOLIENNE.....	7
I.2.2.1 <i>le rotor</i> .....	7
I.2.2.2 <i>la nacelle</i> .....	7
I.2.2.3 <i>le mât</i> .....	7
I.2.2.4 <i>la pale</i> .....	7
I.2.3 CLASSIFICATION DES EOLIENNES.....	8
I.2.3.1 <i>SELON L'AXE</i> .....	8
I.2.3.2 <i>SELON VITESSE</i> .....	11
<b>I.3 ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION ELECTROMECHANIQUE.....</b>	<b>14</b>
I.3.1 SYSTEMES UTILISANT LA MACHINE ASYNCHRONE.....	14
I.3.1.1 <i>MACHINE ASYNCHRONE A CAGE</i> .....	14
I.3.1.2 <i>MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION TYPE "ROTOR BOBINE"</i> .....	15
I.3.2 SYSTEMES UTILISANT LA MACHINE SYNCHRONE.....	16
I.3.2.1 <i>MACHINE SYNCHRONE À ROTOR BOBINÉ</i> .....	17
I.3.2.2 <i>MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS</i> .....	17
<b>I.4 ETAT DE L'ART SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....</b>	<b>18</b>
I.4.1 STRUCTURE DE LA MADA.....	19
I.4.1.1 <i>MADA à rotor bobiné</i> .....	19
I.4.1.2 <i>MADA sans balais</i> .....	20
I.4.1.3 <i>MADA en cascade</i> .....	20
I.4.2 MODE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA.....	20
I.4.2.1 <i>Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone</i> .....	21
I.4.2.2 <i>Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone</i> .....	21
I.4.2.3 <i>Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone</i> .....	22
I.4.2.4 <i>Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone</i> .....	23
I.4.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA.....	23
I.4.3.1 <i>LES AVANTAGES DE LA MADA</i> .....	23
I.4.3.2 <i>LES INCONVENIENTS DE LA MADA</i> .....	24
<b>I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE.....</b>	<b>25</b>
L'UTILISATION CROISSANTE ET RAPIDE DE L'ENERGIE EOLIENNE DANS LE MONDE EST LIEE AUX AVANTAGES QU'ELLE OFFRE.....	<b>25</b>
I.5.1 AVANTAGES DE L'ENERGIE EOLIENNE.....	25
I.5.2 INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE.....	26
<b>I.6 CONCLUSION.....</b>	<b>26</b>
<b>CHAPITRE II.....</b>	<b>27</b>
<b>II.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>28</b>
<b>II.2 MODELISATION DE LA TURBINE ET DE SA COMMANDE.....</b>	<b>29</b>
II.2.1 MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE.....	29

II.2.1.1 SOURCE PRIMAIRE : LE VENT.....	29
II.2.1.2 CONVERSION AERODYNAMIQUE .....	30
I.2.1.3 EQUATION DYNAMIQUE DE LA TURBINE .....	32
II.3.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.....	34
II.3.2 EQUATIONS MATHEMATiques DE LA MADA DANS LE REPERE ( <i>a, c</i> ).....	35
II.3.2.1 EQUATIONS ELECTRIQUES .....	36
II.3.2.2 EQUATIONS MAGNETIQUES.....	36
II.3.2.3 EQUATION MECANIQUE .....	37
II.3.3 TRANSFORMATION DE PARK.....	38
II.3.4 EQUATIONS MATHEMATiques DE LA MADA DANS LE REPERE ( <i>d, q</i> ).....	38
II.3.4.1 EQUATIONS ELECTRIQUES .....	39
II.3.4.2 EQUATIONS MAGNETIQUES.....	40
II.3.4.3 EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE .....	41
II.3.5 MODELE D'ETAT DE LA MADA .....	41
II.3.6 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME.....	42
II.3.6.1 FONCTIONNEMENT MOTEUR .....	42
II.3.6.2 INTERPRETATION DES RESULTATS.....	44
II.3.6.3 FONCTIONNEMENT GENERATEUR .....	44
II.3.6.4 INTERPRETATION DES RESULTATS.....	47
<b>II.4 CONCLUSION .....</b>	<b>47</b>
<b>CHAPITRE III.....</b>	<b>48</b>
<b>III.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>49</b>
<b>III.2 COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.....</b>	<b>49</b>
<b>III.3 MODELE DE LA MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE .....</b>	<b>50</b>
III.3.1 RELATIONS ENTRE LES COURANTS STATORIQUES ET ROTORIQUES .....	51
III.3.2 RELATIONS ENTRE LES PUISSANCES STATORIQUES ET COURANTS ROTORIQUES .....	51
III.3.3 RELATIONS ENTRE LES TENSIONS ET COURANTS ROTORIQUES .....	52
III.3.4 ETABLISSEMENT DES ANGLES NECESSAIRES AUX TRANSFORMATIONS .....	53
III.3.5 TYPE DE REGULATEURS UTILISES .....	54
III.3.5.1 Dimensionnement du régulateur PI.....	54
III.3.6 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....	55
III.3.6.1 COMMANDE DIRECTE .....	55
III.3.6.2 COMMANDE INDIRECTE .....	55
<b>III.4 RESULTATS DE SIMULATION DE COMMANDE .....</b>	<b>56</b>
<b>III.5 CONCLUSION .....</b>	<b>59</b>
<b>CHAPITRE IV .....</b>	<b>60</b>
<b>IV.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>61</b>
<b>IV.2. POSITION DU PROBLEME .....</b>	<b>62</b>
<b>IV.3. SYSTEMES FLOUS .....</b>	<b>63</b>
IV.3.1. STRUCTURE D'UN SYSTEME FLOU .....	64
IV.3.2. REPRESENTATION MATHEMATIQUE DU SYSTEME FLOU .....	65
IV.3.3. SYSTEMES FLOUS DE TYPE TAKAGI-SUGENO .....	66
IV.3.4. APPROXIMATION DES FONCTIONS PAR LES SYSTEMES FLOUS .....	67
<b>IV.4. CONCEPTION DE LA COMMANDE FLOUE ADAPTATIVE .....</b>	<b>68</b>
IV.4.2. ANALYSE DE LA STABILITE.....	70
IV.4.3. LA LOI D'ADAPTATION POUR CRD : .....	73

IV.4.4. ANALYSE DE LA STABILITE.....	74
<b>IV.5. RESULTATS DE SIMULATION.....</b>	<b>75</b>
<b>IV.6. CONCLUSION .....</b>	<b>79</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>80</b>

# Liste des figures

## Chapitre I : GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES ÉOLIENNE

FIGURE I- 1: PRINCIPE DE CONVERSION DE L'ENERGIE DANS UNE EOLIENNE.....	6
FIGURE I- 2: COMPOSANTS D'UNE EOLIENNE. ....	7
FIGURE I- 3: EOLIENNE A AXE VERTICALE.....	8
FIGURE I- 4: EOLIENNES DE TYPE DARRIEUS. ....	9
FIGURE I- 5: EOLIENNES DE TYPE SAVONIUS. ....	10
FIGURE I- 6: LES EOLIENNES A AXE HORIZONTAL. ....	10
FIGURE I- 7: EOLIENNES AMONT ET AVAL.....	11
FIGURE I- 8: EOLIENNE A VITESSE FIXE. ....	12
FIGURE I- 9: EOLIENNE A VITESSE VARIABLE BASEE SUR MAS. ....	13
FIGURE I- 10: EOLIENNE A VITESSE VARIABLE BASEE SUR MSP.....	13
FIGURE I- 11: MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL DANS UNE CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE. ....	15
FIGURE I- 12: MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION TYPE "ROTOR BOBINE" DANS UNE CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE. ....	16
FIGURE I- 13: MACHINE SYNCHRONE A ROTOR BOBINE DANS UNE CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE.....	17
FIGURE I- 14: MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS DANS UNE CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE. ....	18
FIGURE I- 15: REPRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION. ....	19
FIGURE I- 16: SCHEMA DU ROTOR DE LA MADA A ROTOR BOBINE. ....	19
FIGURE I- 17: STRUCTURE DE LA MADA SANS BALAIS. ....	20
FIGURE I- 18: STRUCTURE EN CASCADE DE DEUX MACHINES ASYNCHRONES.....	20
FIGURE I- 19: FONCTIONNEMENT EN MODE MOTEUR HYPO SYNCHRONE. ....	21
FIGURE I- 20: FONCTIONNEMENT EN MODE MOTEUR HYPER SYNCHRONE. ....	22
FIGURE I- 21: FONCTIONNEMENT EN MODE GENERATRICE HYPO SYNCHRONE. ....	22
FIGURE I- 22: FONCTIONNEMENT EN MODE GENERATRICE HYPER SYNCHRONE. ....	23

## Chapitre II : MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE BASEE SUR UNE MADA

FIGURE II- 1: SCHEMA SYNOPTIQUE DU SYSTEME DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE ET SA COMMANDE. ....	28
FIGURE II- 2: PROFIL DU VENT APPLIQUE A LA TURBINE. ....	30
FIGURE II- 3: EVOLUTION DU COEFFICIENT DE PUISSANCE AVEC LA VARIATION DE LA VITESSE RELATIVE DE LA TURBINE ET DE L'ANGLE D'ORIENTATION DES PALES.....	31
FIGURE II- 4: MODELE DE LA TURBINE. ....	32
FIGURE II- 5: SCHEMA BLOC DU MODELE DE LA TURBINE. ....	34
FIGURE II- 6: REPRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION. ....	35
FIGURE II- 7: TRANSFORMATION DES VARIABLES STATORIQUES ET ROTORIQUES. ....	39
FIGURE II- 8: VITESSE ET LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE. ....	43
FIGURE II- 9: COMPOSANTES DE FLUX STATORIQUE ET LEUR RESULTANTE. ....	43
FIGURE II- 10: COMPOSANTES DE COURANT STATORIQUE.....	43
FIGURE II- 11: COMPOSANTES DE COURANT ROTORIQUE. ....	44
FIGURE II- 12: LES TENSIONS D'ALIMENTATIONS AU STATOR ET AU ROTOR. ....	45
FIGURE II- 13: LES COURANTS STATORIQUES TRIPHASES AVEC UN ZOOM.....	45
FIGURE II- 14: LES COURANTS ROTORIQUES TRIPHASES AVEC UN ZOOM. ....	45
FIGURE II- 15: LE FLUX ET EL COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	46
FIGURE II- 16: LES PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVE STATORIQUES.....	46

FIGURE II- 17: LES PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVE ROTORIQUES. .... 46

**Chapitre III : COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE**

FIGURE III- 1: PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE. .... 50  
 FIGURE III- 2: CALCUL DES ANGLES DE TRANSFORMATIONS. .... 54  
 FIGURE III- 3: SCHEMA BLOC D'UN SYSTEME REGLE PAR UN PI. .... 54  
 FIGURE III- 4: SCHEMA BLOC DE LA STRUCTURE DE COMMANDE DIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE. .... 55  
 FIGURE III- 5: SCHEMA BLOC DE LA STRUCTURE DE COMMANDE INDIRECTE AVEC BOUCLE DE PUISSANCE. .... 56  
 FIGURE III- 6: PUISSANCE ACTIVE STATORIQUE AVEC UN ZOOM. .... 57  
 FIGURE III- 7: PUISSANCE REACTIVE STATORIQUE AVEC UN ZOOM. .... 58

**Chapitre IV : COMMANDE VECTORIELLE FLOUE ADAPTATIVE DES PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVES**

FIGURE IV- 1: SCHEMA SYNOPTIQUE GENERAL D'UN SYSTEME FLOU. .... 65  
 FIGURE IV- 2: SCHEMA DE LA COMMANDE FLOUE ADAPTATIVE. .... 74  
 FIGURE IV- 3: PUISSANCE ACTIVE STATORIQUE POUR LA COMMANDE ADAPTATIVE AVEC ZOOM. .... 76  
 FIGURE IV- 4: PUISSANCE REACTIVE STATORIQUE POUR LA COMMANDE ADAPTATIVE AVEC ZOOM. .... 77  
 FIGURE IV- 5: PUISSANCE ACTIVE STATORIQUE POUR LA COMMANDE VECTORIELLE AVEC ZOOM. .... 77  
 FIGURE IV- 6: PUISSANCE REACTIVE STATORIQUE POUR LA COMMANDE VECTORIELLE AVEC ZOOM. .... 78

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

## INTRODUCTION GENERALE

Avec la croissance des industries et par conséquent avec l'augmentation des émissions de gaz à effet de serre dans l'atmosphère, le problème des énergies renouvelables est un sujet d'actualité. C'est pour cette raison, que nous allons ici nous intéresser à un des outils permettant de produire une énergie renouvelable: les éoliennes. En effet, elles sont aujourd'hui de plus en plus répandues dans le monde (1).

Vraisemblablement promises sur le moyen et long termes à un développement important, les technologies des énergies renouvelables n'ont pour la plupart pas encore atteint une maturité suffisante pour entrer en compétition avec les énergies classiques sur une grande échelle. Il existe bien sûr une exception qui est l'hydroélectricité, ainsi que certaines formes d'énergies renouvelables qui commencent à être économiquement viables (2).

L'éolien apparaît aujourd'hui comme la principale voie de développement de la filière énergies renouvelables, où les vents sont plus forts et plus constants. La première étape de la mise en exploitation de l'énergie éolienne est ici aussi l'identification de la ressource, l'estimation de ce que l'on appelle le potentiel éolien, qui résulte d'une part d'études orographiques et d'autre part d'une cartographie des données climatologiques, permettant de connaître la quantité d'énergie éolienne disponible sur un territoire (terrestre ou marin) donné, c'est pour ça nous besoin de modélisations et commande du aérogénérateur pour une bonne qualité d'électricité (2).

Très souvent des éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le coût des convertisseurs est réduit par rapport à celui d'une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production de fortes puissances. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension de la génératrice au point de connexion (3).

Dans le cadre de notre mémoire, une architecture basée sur un système éolien connecté au réseau a été considérée. Nos travaux se sont concentrés sur le développement d'une commande par systèmes flous adaptative pour contrôler la puissance issue du système éolien pour mieux intégrer le réseau électrique. Pour ce faire, on a réparti le manuscrit en quatre chapitres:

Le premier chapitre est consacré à la présentation d'un état de l'art sur les différentes les différents types de machines électriques utilisées dans les éoliennes pour la production de l'électricité tout en soulignant leurs avantages et leurs inconvénients. On présentera également, l'intégration de ces énergies au réseau électrique,

Le deuxième chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation du système éolien à vitesse variable basé sur une GADA. Dans un premier temps, on présentera les modèles des différents éléments constituant la chaîne de conversion de l'éolienne. Dans un deuxième temps, on détaillera la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation rotorique qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator. Le modèle mathématique globale obtenu sera réservé à l'application des différentes commandes pour assurer un rendement de production optimal. L'optimisation de l'énergie extraite par la source d'éolien à travers des commandes appropriées nécessaires pour la poursuite des points de puissance maximale «MPPT».

Dans le troisième chapitre, on détaillera la loi de commande permettant de contrôler indépendamment des puissances active et réactive. Dans ce schéma, une commande vectorielle aux moyens d'un régulateur PI basée sur l'orientation du flux statorique est appliquée pour linéariser le modèle de la machine et découpler le contrôle des puissances générées. Ce chapitre se termine par la présentation et la discussion des résultats de simulations.

Dans le dernier chapitre, une loi de commande floue adaptative est développée pour le cas où le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation est incertain et présente des non-linéarités. Enfin, les résultats obtenus sont comparés avec la loi de commande vectorielle classique développée dans le chapitre précédent.



# **CHAPITRE I**

## **GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES ÉOLIENNE**

## **I.1. INTRODUCTION**

L'énergie éolienne est utilisée depuis que l'humain met des voiles au vent. Elle fut l'une des premières sources exploitées par l'homme après l'énergie du bois. La plus ancienne utilisation de l'énergie éolienne est la marine à voile. Le code de Hammourabi, daté d'environ 1750 av. J.-C., mentionne déjà des moulins à vent générant de l'énergie mécanique. Ces machines utilisées pour moudre le grain et pomper l'eau sont développées sur le territoire de l'Iran, l'Afghanistan et le Pakistan dès le 9<sup>e</sup> siècle (4).

Pendant plusieurs décennies, l'énergie éolienne a servi à produire de l'énergie électrique. Selon l'observatoire des Energies Renouvelables, éolien est actuellement la filière énergétique des plus dynamiques dans le monde. Dans la société moderne, La valeur de l'éolien est bien plus élevée dans les pays dont la production est pour l'essentiel à base de combustibles fossiles que dans des pays où les énergies dé-carbonées sont largement majoritaires, et la valeur économique des éoliennes est fortement conditionnée par la qualité du site, en particulier par la force et par la régularité du vent.

Dans ce chapitre, On présente un état de l'art sur l'énergie éolienne. Puis, on décrit les différents types d'aérogénérateurs couramment utilisés pour la conversion d'énergie éolienne, et où s'intéresse essentiellement de l'aérogénérateur à axe horizontal et à la fin on compte les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienne.

Ce chapitre est saturé par un aperçu sur les différents types de machines électriques utilisées dans les éoliennes tout en soulignant leurs avantages et leurs inconvénients. Un état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation et description de sa structure, et ses modes de fonctionnement.

## **I.2. ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE ÉOLIENNE**

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est largement plus

demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée). De plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences (5).

### I.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN SYSTEME EOLIEN

Un aérogénérateur, est un dispositif qui permet de transformer 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'une génératrice (5).

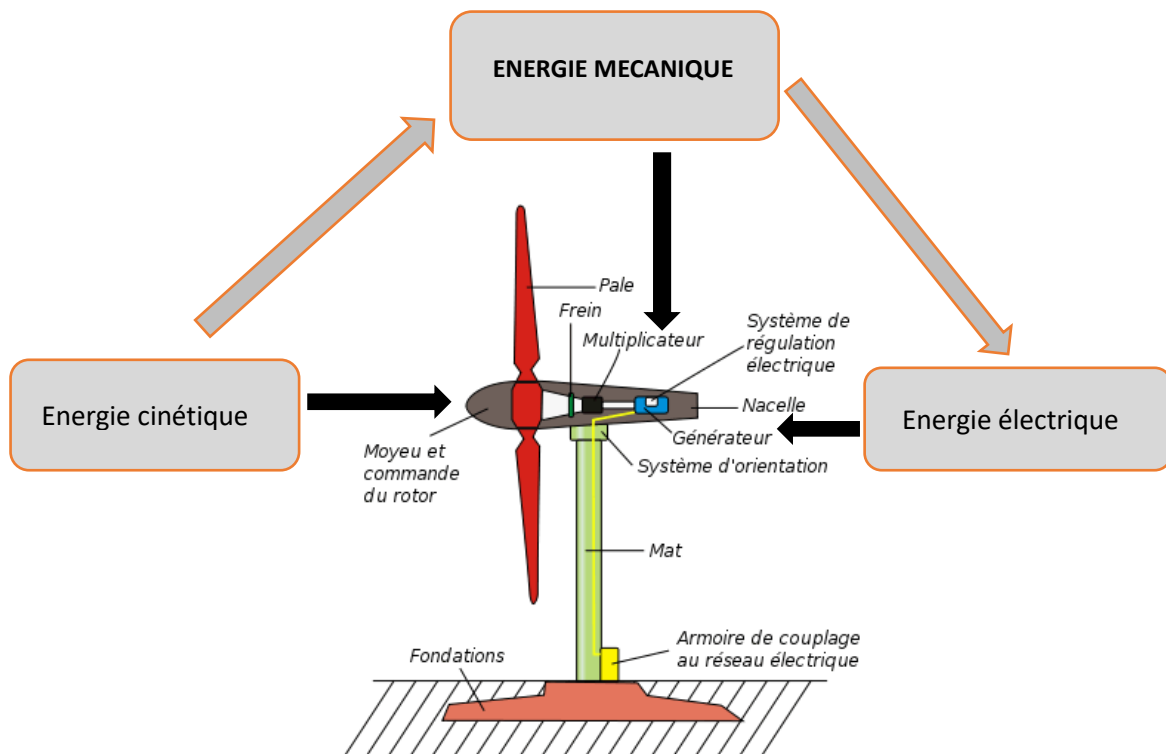


Figure I- 1: Principe de conversion de l'énergie dans une éolienne

L'énergie cinétique du vent est captée par des pâles afin de la transformer en énergie mécanique. La transformation de cette dernière en énergie électrique est assurée par un générateur électrique de type synchrone ou asynchrone.

## I.2.2 PRINCIPAUX CONSTITUANTS D'UNE ÉOLIENNE

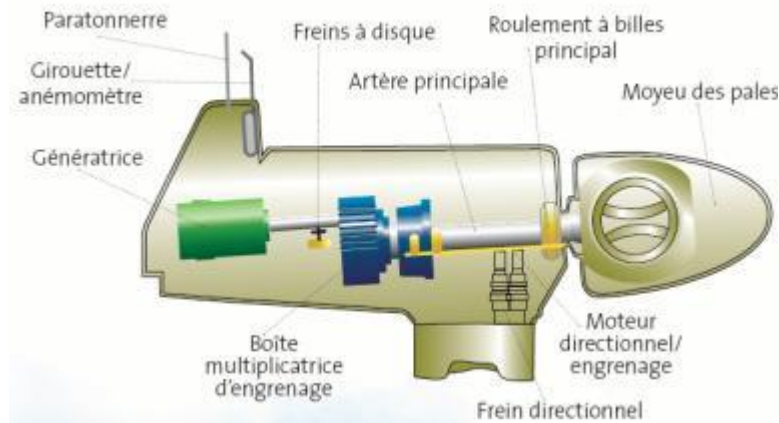


Figure I- 2: composants d'une éolienne.

### I.2.2.1 le rotor

Est 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 est de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit (5).

### I.2.2.2 la nacelle

Son rôle est d'abriter les composants transformant l'énergie mécanique en énergie électrique notamment le générateur. La nacelle regroupe toutes les parties mécaniques permettant découpler le rotor éolien au générateur électrique : arbre lente et rapide, roulement, multiplicateur, le frein à disque, différents freins aérodynamiques, qui permettent d'arrêter le système en cas de surcharge (5).

### I.2.2.3 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 (5).

### I.2.2.4 la pale

D'une éolienne est en réalité le véritable capteur de l'énergie présente dans le vent. De ses performances dépend la production d'énergie de l'installation, puis par conséquent l'intérêt économique de la machine (5).

## I.2.3 CLASSIFICATION DES EOLIENNES

Les génératrices éoliennes peuvent être regroupées selon différentes catégories, et un classement est proposé comme suit :

- ✚ La nature du convertisseur électromécanique (machine synchrone, machine asynchrone, machine à courant continu).
- ✚ Le type de capteur.
- ✚ Le mode de régulation (pitch ou stal régulation).
- ✚ La nature de l'accouplement mécanique (présence de multiplicateur de vitesse ou attaque directe).
- ✚ Le mode de fonctionnement (vitesse constante ou variable).

### I.2.3.1 SELON L'AXE

#### I.2.3.1.1 Eolienne à axe Verticale

Contrairement à l'éolienne horizontale, l'éolienne verticale tourne autour d'une tige positionnée de manière verticale. L'un des principaux atouts de ce type d'éolienne est de réussir à capter des vents faibles et de produire de l'énergie même avec une vitesse de vent plus léger (5).



*Figure I- 3: éolienne a axe verticale.*

Parmi les éoliennes verticales, deux types se démarquent aujourd'hui sur le marché :

● **L'éolienne de rotor Darrieus**

L'éolienne *Darrieus* est une éolienne qui se base sur un rotor en H, cylindrique ou hélicoïdale, qui tourne autour d'une tige fixe. Ce type d'éolienne verticale a de nombreux avantages dont celui de pouvoir être installé dans des endroits très éventés et de faire très peu de bruit comparé aux autres éoliennes du marché. L'inconvénient de ce type d'éolienne est d'avoir besoin d'un vent relativement fort pour commencer à tourner et donc à produire de l'énergie.

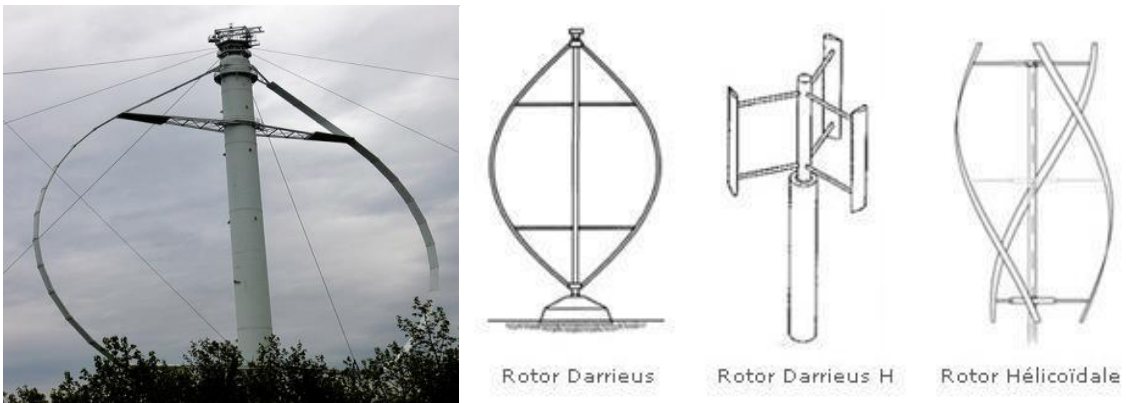


Figure I- 4: Eoliennes de type Darrieus.

● **L'éolienne de rotor Savonius**

Ce type d'éolienne a l'avantage d'être particulièrement simple à installer car peu encombrante. Le principe consiste à ce que deux demi-cylindres tournent, s'entraînant l'un et l'autre, et ce même avec un vent très léger. Outre un esthétisme très design qui permet facilement aux installateurs de se projeter avec cette éolienne, l'éolienne *Savonius* peut très bien fonctionner avec de très faibles vents, ce qui n'est pas le cas avec l'éolienne Darrieus.



Figure I- 5: Eoliennes de type Savonius.

#### I.2.3.1.2 Eolienne à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal sont les plus communes. Le grand avantage de cette éolienne est son rendement, notamment quand elle comprend un système d'orientation des pâles en fonction du vent. Ces éoliennes sont également jugées plus solides et engendrent de faibles coûts d'entretien. De plus, ils sont moins exposés aux contraintes mécaniques. Ils sont constitués d'une ou plusieurs pâles pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Elles sont Le plus souvent le rotor de ces éoliennes est tripale, car trois pâles constituent un bon compromis entre le coefficient de puissance et le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien ainsi que l'aspect esthétique par rapport aux bipales.

Cette éolienne capte le vent grâce à des pâles assemblées sous forme d'hélice. Ces pâles tournent autour d'un mât qui se situe horizontalement par rapport au sol, ce qui explique le nom de cette éolienne.

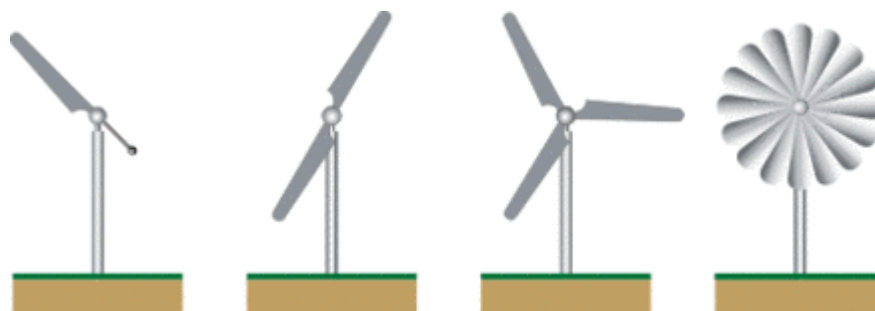


Figure I- 6: Les éoliennes à axe horizontal.

Il existe deux catégories d'éoliennes à axe horizontal :

- **Amont** : le vent souffle sur le devant des pâles en direction de la nacelle. Les pâles sont rigides, et le rotor est orienté selon la direction du vent par un dispositif.

- **Aval** : le vent souffle sur l'arrière des pâles en partant de la nacelle. Le rotor est flexible, auto-orientable.

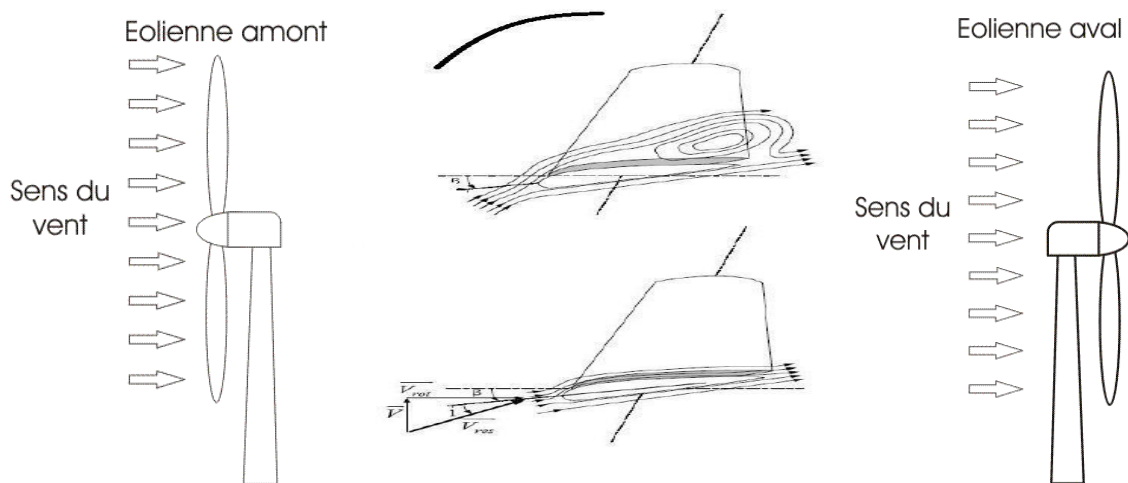


Figure I- 7: Eoliennes amont et aval.

### I.2.3.2 SELON VITESSE

#### I.2.3.2.1 éolienne a vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique qui impose sa fréquence (50Hz) aux grandeurs statoriques. Généralement, Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control). Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la MAS soit au-delà du synchronisme (glissement négatif). Le système d'orientation des pales (pitch control) maintient alors la vitesse de rotation de la machine constante, entraînée au travers d'un multiplicateur, avec un glissement inférieur ou égal à 1% (5).

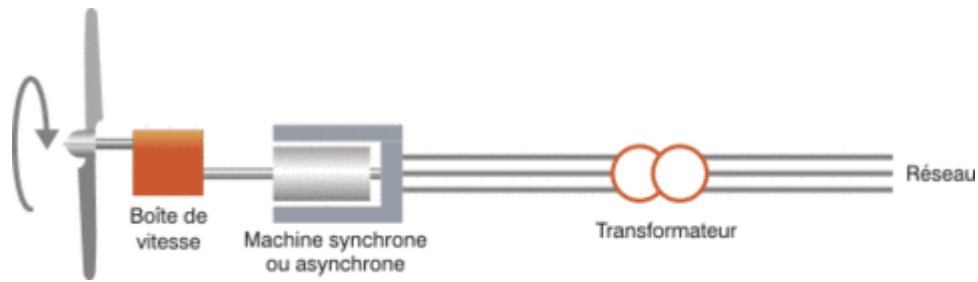


Figure I- 8: éolienne a vitesse fixe.

#### ●Les avantages de l'éolienne à vitesse fixe

- 👉 La simplicité d'implantation.
- 👉 L'absence de convertisseurs de puissance pour la commande.
- 👉 Une grande fiabilité.
- 👉 Un faible coût.

#### ●Les inconvénient de l'éolienne à vitesse fixe

- 👎 Une puissance extraite non optimisée (On rate les maximas théoriques).
- 👎 Un rendement très faible pour les vents faibles et moyens.
- 👎 Une nécessité de maintenance périodique de la boite de vitesse.
- 👎 La perte du contrôle de la puissance réactive.
- 👎 L'absence de contrôle du système de magnétisation de la génératrice.

#### I.2.3.2.2 éolienne a vitesse variable

Pour améliorer l'énergie éolienne (la puissance débitée en fonction du vent), il est recommandé de pouvoir régler la vitesse de rotation de l'éolienne. L'idée est de faire un générateur à fréquence constante et à vitesse variable. Le générateur de vitesse variable permet de faire fonctionner une large gamme de vents, rétablissant ainsi la capacité maximale tout en réduisant le bruit pendant le fonctionnement à faible vitesse du vent. En vitesse variable, on régule le système de façon à ce que pour chaque vitesse de vent, l'éolienne fonctionne à puissance maximale. C'est ce qu'on appelle le Maximum Power

Point Tracking (MPPT). Par la caractéristique de l'éolienne, La puissance maximale est atteinte pour une vitesse de rotation de la turbine.

Dans ces systèmes, la vitesse mécanique de la turbine et la fréquence de la charge sont découplées. Pour obtenir ce découplage, on utilise une interface d'électronique de puissance. De cette manière la turbine tourne à vitesse variable, ajustée de manière optimale à tout instant à la vitesse du vent. Ils ont une majeure efficacité car ils parviennent à maximiser la capture d'énergie du vent disponible.

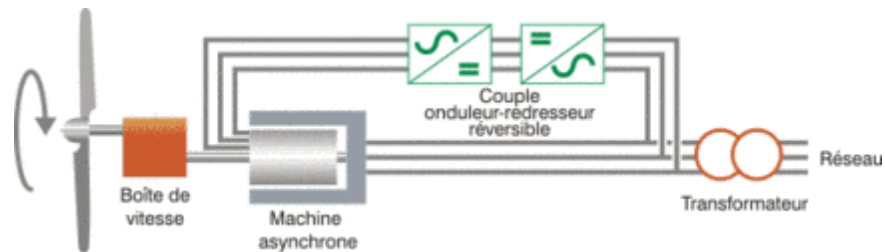


Figure I- 9: éolienne a vitesse variable basée sur MAS.

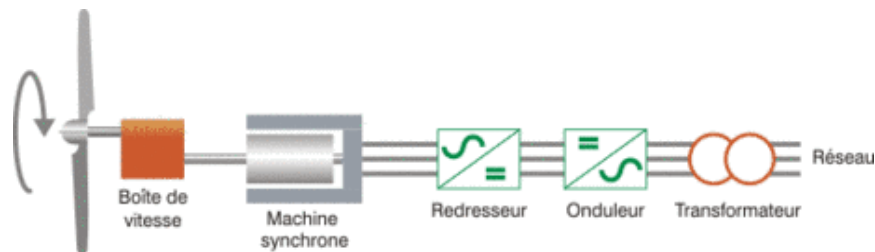


Figure I- 10: éolienne a vitesse variable basée sur MSP.

● **Les avantages de l'éolienne à vitesse variable(6)**

- 👉 Une exploitation optimale de l'énergie du vent.
- 👉 Une limitation des oscillations mécaniques.
- 👉 Une possibilité d'augmentation de la vitesse de rotation du rotor lors des rafales.

● **Les inconvénient de l'éolienne à vitesse variable(6)**

- ☞ Un raccordement indirect du système au réseau et son coût.
- ☞ Une grande complexité du système de puissance.
- ☞ Une perte d'énergie pendant le processus de conversion.

### **I.3 ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION ELECTROMECHANIQUE**

Il existe plusieurs types de machines électriques qui jouent le rôle de génératrice dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. Ces machines exigent des caractéristiques spécifiques et leur cahier de charge varie selon le type et les dimensions géométriques.

#### **I.3.1 SYSTEMES UTILISANT LA MACHINE ASYNCHRONE**

La machine asynchrone est la machine la plus répandue dans le domaine de production d'énergie éolienne. Ce type de machine offre la possibilité de travailler à vitesse variable tout en respectant les contraintes de fréquence et de tension.

Il existe plusieurs types de machines asynchrones à savoir : la machine asynchrone à cage, la machine asynchrone à double stator, la machine asynchrone double alimentée à rotor bobiné et la machine asynchrone double alimentée sans collecteur.

##### **I.3.1.1 MACHINE ASYNCHRONE A CAGE**

La machine asynchrone à cage est la machine la plus utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à cause de sa réversibilité, sa robustesse, son faible coût de construction vue l'absence du système de contact glissant qui ne nécessite que peu d'entretien et sa facilité de connexion au réseau. Ces caractéristiques ont permis la fabrication en grandes quantités et à très grande échelle de puissances de ce type de machines.

Les machines asynchrones à cage utilisées dans les aérogénérateurs sont à nombre de paires de pôles fixe. Par conséquent, la plage de variation de glissement est comprise entre 0 et 0,08, d'où l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable. De plus, la turbine tournant à une vitesse lente nécessite l'insertion d'un multiplicateur mécanique de vitesse entre la turbine et la machine. L'énergie réactive consommée par la machine pour magnétiser son rotor n'est pas contrôlée, ce qui diminue le facteur de puissance du réseau. Pour résoudre ce problème, il faut compenser cette demande par la connexion d'un groupe

de condensateurs en parallèle avec le stator du générateur pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la machine (3).

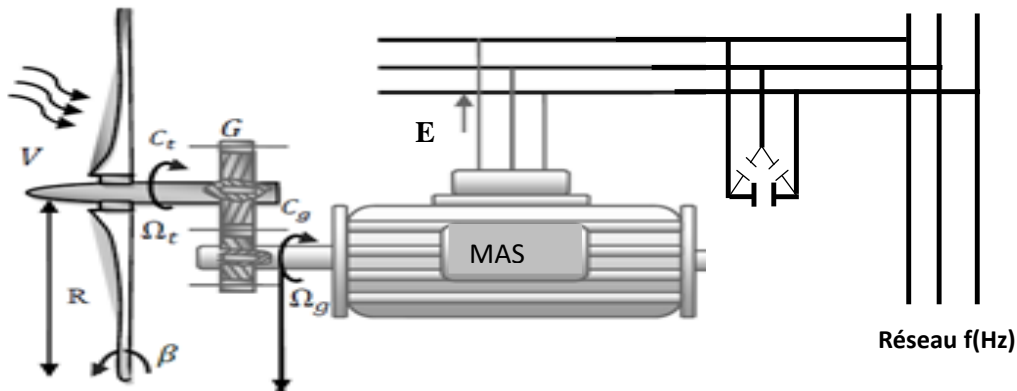


Figure I- 11: Machine asynchrone à cage d'écureuil dans une chaîne de conversion éolienne.

### I.3.1.2 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION TYPE "ROTOR BOBINE"

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a trouvé la voie libre pour s'intégrer dans le domaine de la production de l'énergie éolienne. Cette machine possède des caractéristiques adéquates pour un bon fonctionnement du système éolien.

La configuration la plus simple est de connecter le stator et le rotor de la MADA directement au réseau avec un système de protection pour le stator, et un convertisseur statique pour le rotor afin d'assurer la variation du glissement, ce qui permet à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable sur une grande plage de vitesse par rapport à la machine asynchrone à cage, et de compenser la différence des fréquences mécanique et électrique par l'injection d'un courant à fréquence variable au rotor (7).

L'avantage de cette configuration est de minimiser la dimension du convertisseur de puissance grâce à la puissance échangée entre le rotor et le réseau qui est faible par rapport à la puissance

statorique(3).

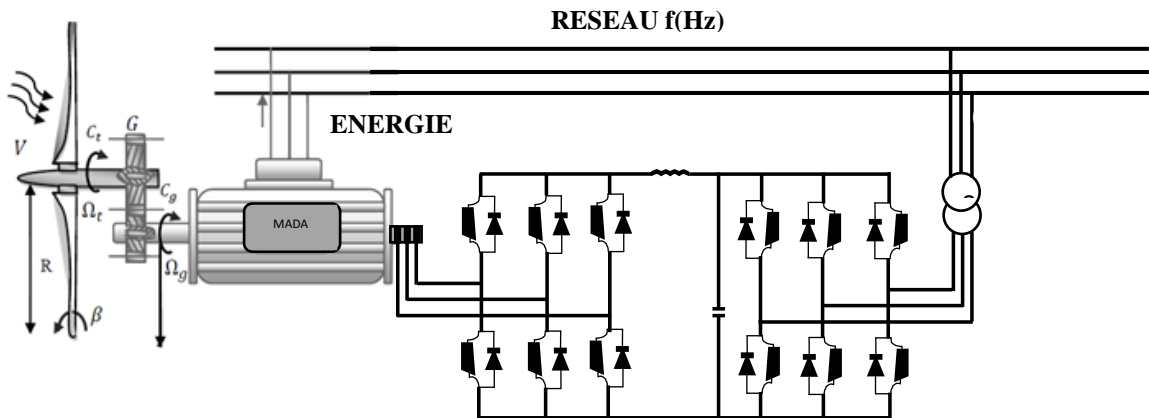


Figure I- 12: Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné" dans une chaîne de conversion éolienne.

### I.3.2 SYSTEMES UTILISANT LA MACHINE SYNCHRONE

Les grandes éoliennes qui ne nécessitent pas de multiplicateur, sont basées généralement sur les génératrices synchrones. Ces dernières ont plusieurs avantages, à savoir: un bon rendement, un couple massique important à dimensions convenables, comme ils ne demandent pas d'énergie réactive pour la magnétisation du rotor qui est assuré directement par un aimant permanent ou par un enroulement d'excitation. Leur caractéristique (couple vitesse) en fonctionnement génératrice exige le synchronisme entre les forces électromotrices rotoriques et statoriques, ce qui pose un problème pour l'utilisation de ces machines dans un système de production d'énergie éolienne où la vitesse du vent est variable.

Pour ces raisons, on place une interface électronique entre le stator de la machine et le réseau composé d'un onduleur et d'un redresseur permettant la circulation de puissance même en ayant deux fréquences différentes entre celle du stator et celle du réseau pour faire fonctionner la machine synchrone à vitesse variable et maximiser la puissance générée. Dans ce système, le convertisseur doit être dimensionné pour supporter la puissance générée, ce qui impose des composants plus puissants et un coût plus élevé(3).

### I.3.2.1 MACHINE SYNCHROME À ROTOR BOBINÉ

Les variations importantes des couples électromagnétiques qui peuvent avoir lieu dans un système éolien peuvent causer une démagnétisation des aimants et une diminution de leur durée de vie, car ces dernières sont constituées généralement d'un matériau peu fréquent, à cause de la difficulté et du coût de son extraction de la terre.

Pour limiter cet inconvénient, certains fabricants ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à rotor bobiné, le champ tournant rotorique est créé par un enroulement alimenté en courant continu (roue polaire) au moyen d'un redresseur connecté au réseau. Ce mode d'excitation exige la présence d'un contact glissant au rotor, ou par un système "Brushless" avec un redresseur tournant(3).

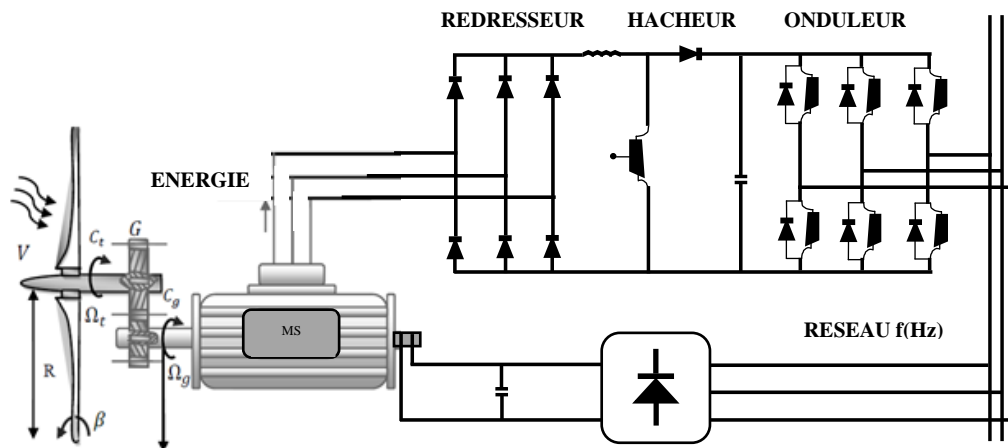


Figure I- 13: Machine synchrone à rotor bobiné dans une chaîne de conversion éolienne.

### I.3.2.2 MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

Le développement des matériaux magnétiques a permis l'amélioration des machines synchrones à aimants permanents à des coûts compétitifs. Ce type de machine utilise un aimant permanent à rotor multi-pôles, ce qui donne l'avantage d'avoir un grand couple massique.

La suppression du système de balais - bagues et du multiplicateur de l'éolienne a minimisé les frais d'entretien du système. De plus, la machine ne consomme pas d'énergie réactive dans le rotor, ce qui lui permet de fonctionner avec un facteur de puissance élevé et un bon rendement. Il existe plusieurs types de ces machines destinées aux applications

éoliennes comme: les machines de construction standards (radiales), les génératrices discoïdes (champs axial) et les machines à rotor extérieur(3).

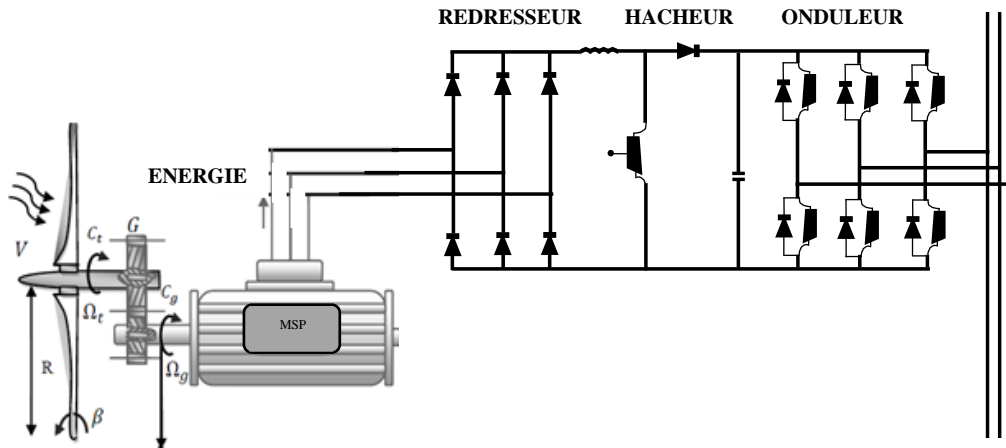


Figure I- 14: Machine synchrone à aimants permanents dans une chaîne de conversion éolienne.

## I.4 ETAT DE L'ART SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasés classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements(7).

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 (figure I.15).

Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un convertisseur.

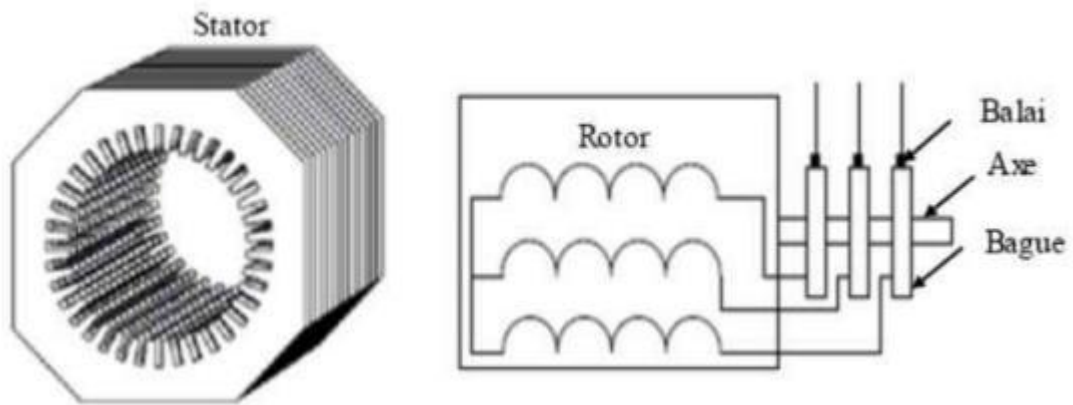


Figure I- 15: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

## I.4.1 Structure de la MADA

Selon la conception du rotor, plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie.

### I.4.1.1 MADA à rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoile dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants(7).

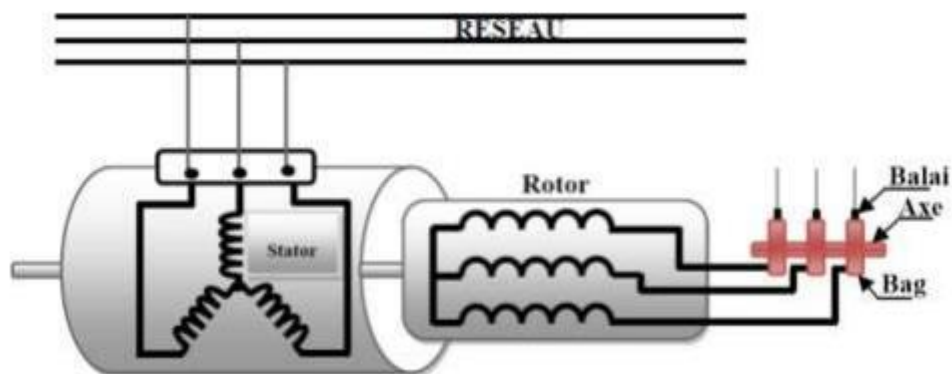


Figure I- 16: Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné.

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écreuil.

#### I.4.1.2 MADA sans balais

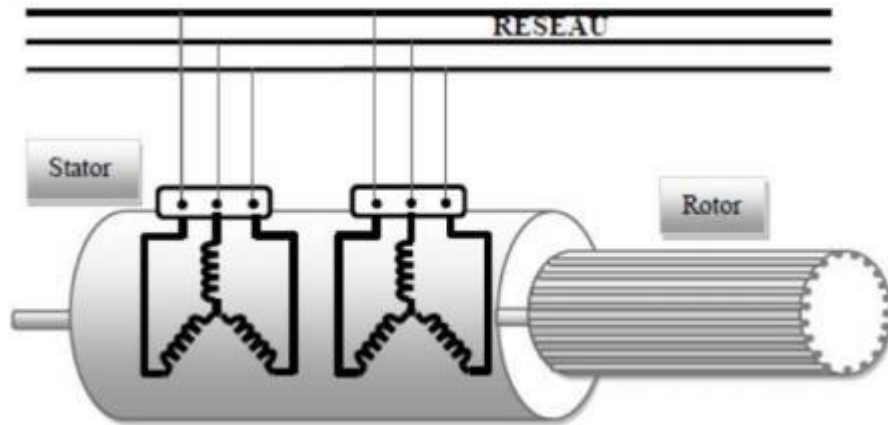


Figure I- 17: Structure de la MADA sans balais.

#### I.4.1.3 MADA en cascade

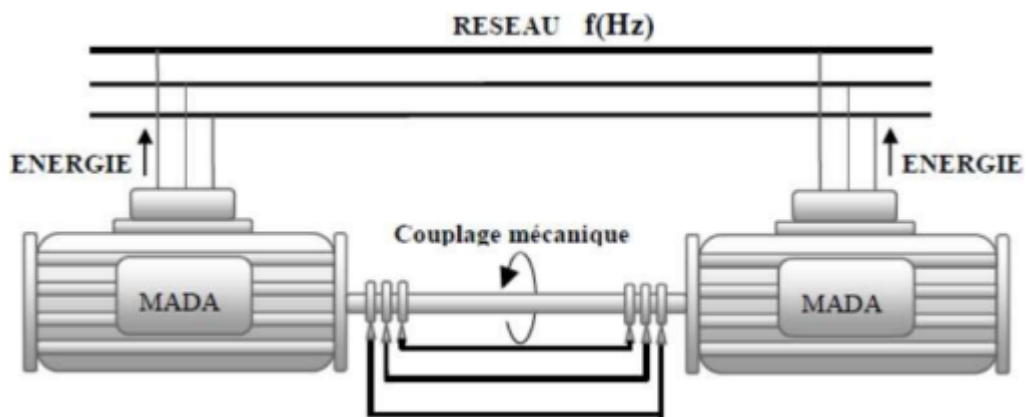


Figure I- 18: Structure en cascade de deux machines asynchrones.

### I.4.2 MODE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

Comme la machine asynchrone à cage, la MADA peut fonctionner en moteur et en générateur. La différence réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement mais la commande des tensions rotoriques

qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionnement en hyper ou hypo synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Cette propriété fondamentale a fait de la MADA un meilleur choix pour des entraînements à vitesse variable(7).

#### I.4.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

- ✚ La puissance  $P_s$  est fournie par le réseau au stator de cette dernière.
- ✚ La vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme.
- ✚ La puissance de glissement  $P_r$  transite à travers les deux convertisseurs pour être réinjectée au réseau (Figure I.19).

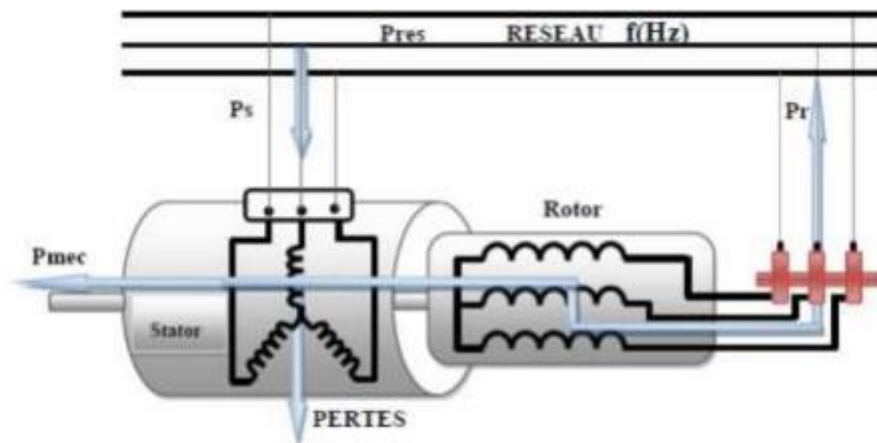


Figure I- 19: Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

#### I.4.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

- ✚ Le réseau fournit la puissance au stator et au rotor de la MADA.
- ✚ La puissance de glissement transite par les deux convertisseurs pour être absorbée par le rotor de la MADA entraînant par ceci un fonctionnement du moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ✚ Le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator (Figure I.20).

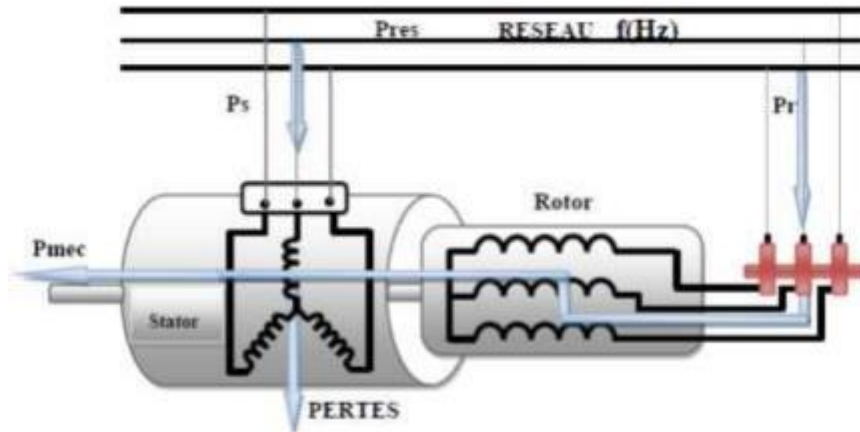


Figure I- 20: Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

#### I.4.2.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone

- ✚ La turbine fournit une puissance mécanique  $P_{mec}$  à la machine.
- ✚ Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor (Fig.I.21).

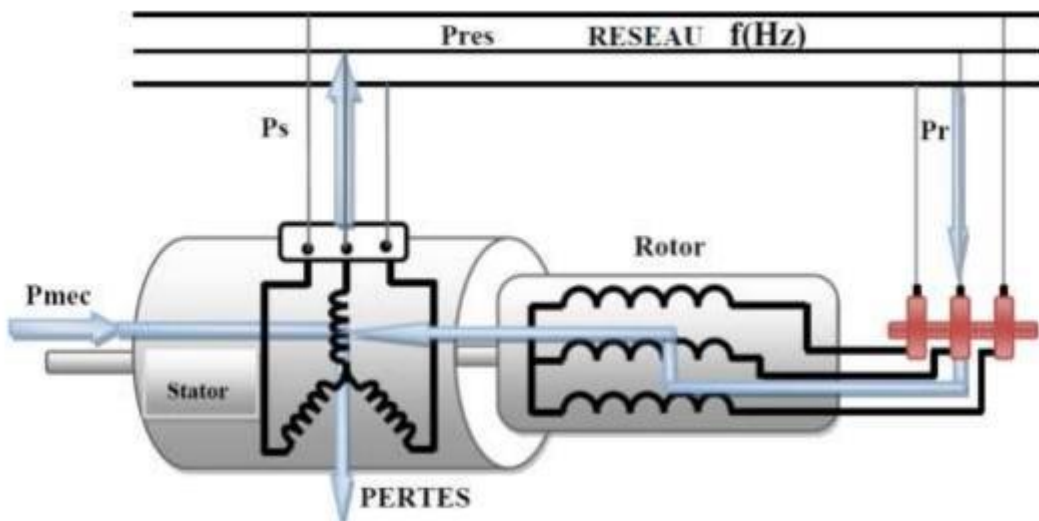


Figure I- 21: Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone.

#### I.4.2.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone

- ✚ La totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près.
- ✚ Une partie de cette puissance correspondant à  $g/(1 - g)P_{mec}$  est transmise par l'intermédiaire du rotor (Fig. I.22).

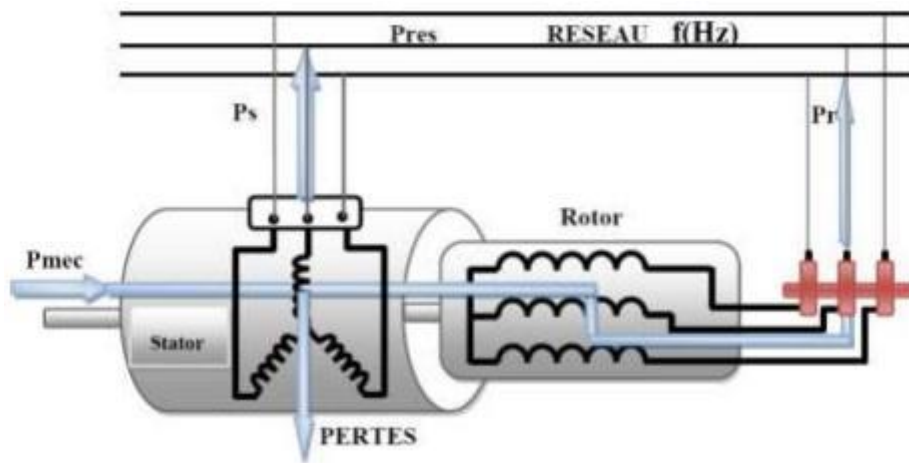


Figure I- 22: Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone.

### I.4.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

La machine asynchrone à double alimentation réunit les avantages des machines asynchrones et synchrones à cause de sa structure qui lui permet de fonctionner comme les deux machines(3).

#### I.4.3.1 LES AVANTAGES DE LA MADA

- ☺ Une grande flexibilité et une grande précision lors des contrôles du flux et du couple électromagnétique grâce à l'accès au rotor qui offre la possibilité de contrôler ses grandeurs électriques (courant et tension).
- ☺ La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse du synchronisme.
- ☺ La possibilité de fonctionner en régime dégradé grâce à la configuration des deux convertisseurs alimentant la machine.
- ☺ La possibilité de partager le courant magnétisant entre les deux armatures de la machine en fonctionnement moteur.
- ☺ La réduction des dimensions des convertisseurs statiques, et la minimisation ainsi des pertes fer de la machine et l'augmentation de son rendement.

- ☺ Le transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- ☺ Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
- ☺ Le fonctionnement à vitesse de rotation variable.
- ☺ La commande indépendante des puissances active et réactive.

#### **I.4.3.2 LES INCONVENIENTS DE LA MADA**

- ☹ Des dimensions plus grandes que celles des autres machines asynchrones classiques. Généralement, elle est plus longue à cause du système balais-bagues.
- ☹ L'utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus grand que celui des autres machines classiques.
- ☹ Le coût de la machine est plus important par rapport aux autres machines électriques (maintenance périodique du système balais-bague).
- ☹ Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bagues.

## I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE

L'utilisation croissante et rapide de l'énergie éolienne dans le monde est liée aux avantages qu'elle offre.

### I.5.1 AVANTAGES DE L'ENERGIE EOLIENNE

- ↳ L'énergie éolienne est une énergie renouvelable propre, écologique, fiable, économique, et inépuisable. C'est une énergie respectueuse de l'environnement ce qui offre aux générations futures la possibilité d'en bénéficier.
- ↳ L'utilisation de l'énergie éolienne non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint aux énergies traditionnelles. L'énergie éolienne n'est pas une énergie à risque comme l'énergie nucléaire et ne produit pas de déchets radioactifs.
- ↳ L'énergie éolienne évite l'émission de 6,3 millions de tonnes de CO<sub>2</sub> et 21 millions de tonnes de SO<sub>2</sub> et 17,5 mille tonnes de NO<sub>2</sub>, qui sont les principaux responsables des pluies acides.
- ↳ L'installation des turbines éoliennes est relativement simple par rapport à celle des centrales aux énergies traditionnelles.
- ↳ L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes peuvent facilement être arrêtées.
- ↳ La durée de vie des éoliennes modernes peut aller jusqu'à 25 ans, ce qui est comparable aux autres centrales de production conventionnelles.
- ↳ Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- ↳ C'est une source d'énergie universelle puisqu'elle ne concerne pas seulement quelques pays comme dans le cas d'énergie pétrolière.
- ↳ C'est une énergie moins coûteuse par rapport aux autres énergies renouvelables.
- ↳ Cette énergie est intéressante pour les pays en voie de développement puisqu'elle se développe et s'intègre facilement dans un système électrique existant.

### **I.5.2 INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE**

- ⚡ Les éoliennes génèrent des bruits mécaniques (multiplicateurs) et aérodynamiques (vitesse de rotation du rotor) qui peuvent atteindre jusqu'à 55dB.
- ⚡ La qualité d'énergie électrique produite n'est pas toujours bonne à cause de la vitesse du vent qui n'est pas toujours constante.
- ⚡ Les éoliennes présentent des risques d'accidents lors des fortes vitesses du vent qui peuvent rompre les structures du système.
- ⚡ Les parcs éoliens constituent un obstacle à la propagation et à la réception des ondes hertziennes.
- ⚡ Les éoliennes créent des paysages indésirables.
- ⚡ L'énergie éolienne reste liée à la météo et à l'environnement.
- ⚡ Le coût de l'énergie éolienne reste plus élevé par rapport aux autres sources d'énergie classique surtout sur les sites moins ventés.
- ⚡ Les éoliennes nuisent à la migration des oiseaux.

### **I.6 CONCLUSION**

Dans cette partie, nous présentons une brève description du domaine des énergies éoliennes avec quelques principales notions sur la technologie éolienne ont été données concernant principalement, les différentes structures des éoliennes existantes, ses principaux constituants et son principe de fonctionnement, leurs systèmes mécaniques de régulation, les machines utilisées avec des courbes caractérisant leurs principes de fonctionnement. Ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

Après avoir présenté les différents type des machines utilisées dans les systèmes de production d'énergie éolienne. Le chapitre suivant est principalement consacré à la modélisation de la chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA.

# **CHAPITRE II**

**MODELISATION DE LA  
CHAINE DE CONVERSION  
EOLIENNE BASEE SUR  
UNE MADA**

## II.1 INTRODUCTION

Le système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable composé d'une machine asynchrone à double alimentation, entraînée par une turbine à calage variable et pilotée par le rotor aux moyens de deux convertisseurs de puissance bidirectionnelle fonctionnant en MLI est le système le plus utilisé dans la conversion d'énergie éolienne vu les avantages qu'il apporte. Dans ce chapitre, nous allons axer le travail sur la modélisation individuelle de chaque élément de cette chaîne de conversion, à savoir :

- ❖ La turbine éolienne et sa commande pour maximiser et limiter le capteur de la puissance pendant les faibles et fortes vitesses du vent.
- ❖ La machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui a un stator directement connecté au réseau, et un rotor alimenté par un onduleur permettant l'application des commandes qui contrôlent les puissances générées par le stator.
- ❖ L'alimentation de l'onduleur qui semble une solution efficace pour l'amélioration du facteur de puissance côté réseau et le réglage de bus continu(3).

Pour ce faire, nous allons décrire les modèles mathématiques de chaque élément du système, figure (II .1).

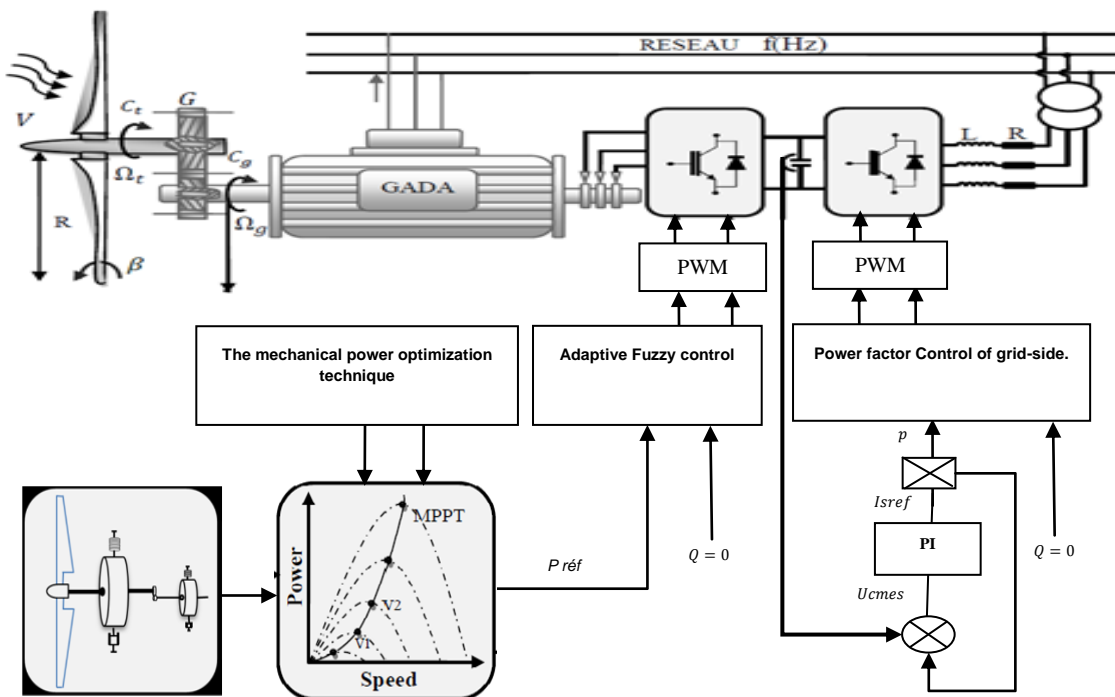


Figure II- 1: Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne et sa commande.

## II.2 MODELISATION DE LA TURBINE ET DE SA COMMANDE

Pour avoir un bon compromis entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice, et améliorer l'efficacité de conversion tout en respectant les normes de la qualité d'énergie produite, on a besoin d'une modélisation précise et exigeante, et des techniques de commandes pour différentes vitesses du vent.

### II.2.1 MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE

La turbine assure une transformation d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Elle est composée de trois pales identiques de longueur  $R$  fixées à un arbre d'entraînement relié à un multiplicateur de vitesse ayant un rapport de transformation  $G$ . Ce multiplicateur entraîne à son tour l'arbre de la génératrice électrique(3).

#### II.2.1.1 SOURCE PRIMAIRE : LE VENT

L'énergie cinétique du vent est l'élément primaire et fondamental du système de conversion d'énergie éolienne. Le vent est un champ de déplacement de masses d'air caractérisé par une vitesse variable et une direction aléatoire. Son déplacement au niveau de la turbine éolienne crée des forces sur les surfaces de ses pales, qui génèrent un mouvement rotatif du dispositif.

La vitesse du vent en un point de l'espace  $V_0(t)$  est la résultante de deux composantes; l'une  $V$  varie lentement, alors que l'autre  $V(t)$  varie en turbulence en fonction de temps. Son expression est donnée par la formule (Eq.1)(3).

$$V_0(t) = V + V(t) \quad (\text{Eq.1})$$

La composante  $V$  représente trois niveaux de vitesse du vent :

$V = 6 \text{ m/s}$  pour faible vitesse du vent;

$V = 12 \text{ m/s}$  pour une vitesse moyenne du vent;

$V = 18 \text{ m/s}$  pour une forte vitesse du vent.

L'autre composante  $V(t)$  qui varie en fluctuations (turbulences) est décrite par l'expression(Eq.2):

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{t_0 - \frac{\Delta t}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta t}{2}} V(t)^2 dt} \quad (\text{Eq.2})$$

Où  $\sigma_v$  est le coefficient de dispersion du vent.

Dans notre étude, le profil du vent appliqué possède une faible vitesse  $V = 8 \text{ m/s}$ . Sa variation en fonction du temps est représentée par figure (II .2).

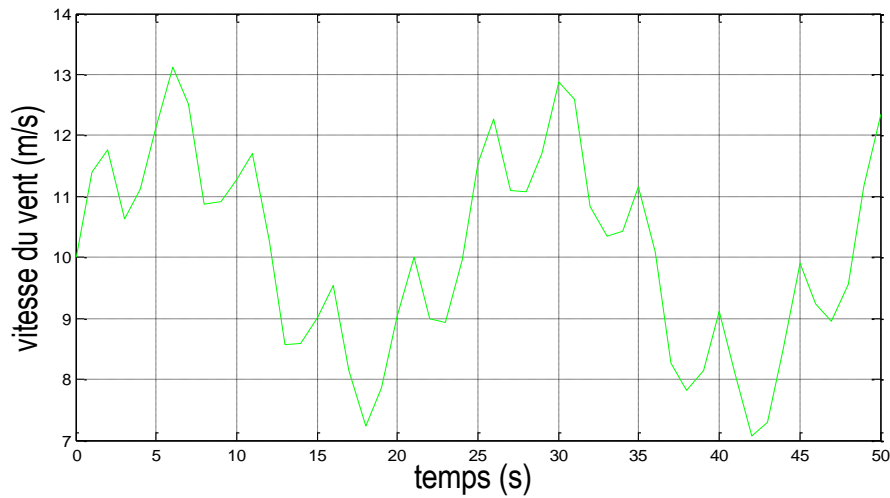


Figure II- 2: Profil du vent appliqué à la turbine.

### II.2.1.2 CONVERSION AERODYNAMIQUE

On suppose que la vitesse  $V$  du vent qui traverse une surface  $S$  est constante. La puissance aérodynamique  $P_{aér}$  est donnée par l'expression (Eq. 3):

$$P_{aér} = \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (\text{Eq. 3})$$

Avec

$\rho$  Représente la densité de l'air (approximativement  $1.22 \text{ kg/m}^3$  à une pression atmosphérique normale et une température de  $15^\circ\text{C}$ ).

$$P_T = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_{mt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{Eq. 4})$$

$R_T$ - le rayon des pales de la turbine.

$C_p(\lambda, \beta)$ - le rendement aérodynamique de la turbine appelé souvent coefficient de puissance.

C'est un coefficient spécifique à chaque éolienne qui dépend de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle d'orientation des pales  $\beta$ .

Dans notre étude, le coefficient de puissance de la turbine utilisé est donné par l'expression (Eq.5):

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

Un tracé de la variation de ce coefficient en fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$  pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales  $\beta$ , (Figure II.3), permet d'avoir le point maximum de ce coefficient ( $C_p = 0.5$ ) qui correspond aux valeurs optimales  $\lambda = 9.2$  et  $\beta = 2$ . Avec ces valeurs, la turbine fonctionnera avec un rendement maximum et fournira ainsi une puissance mécanique optimale(3).

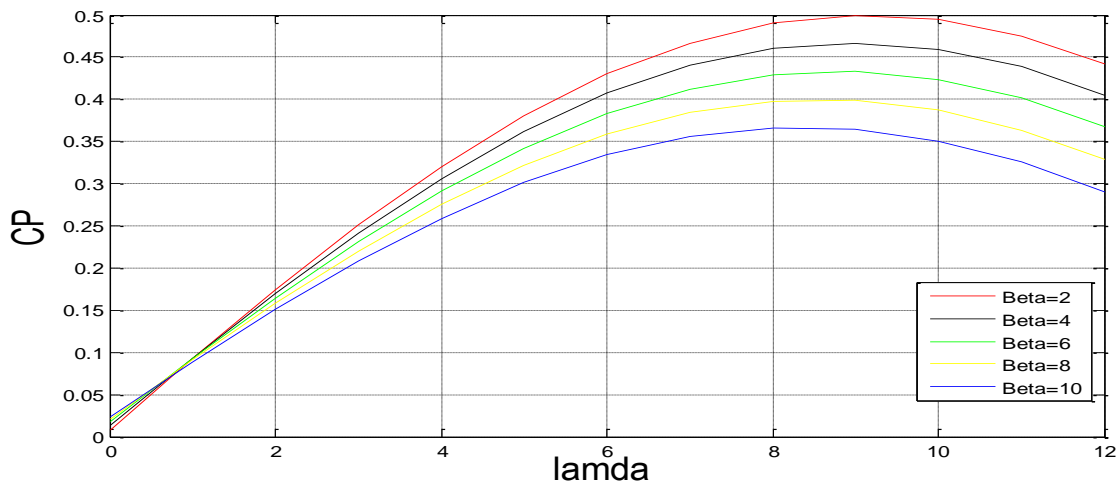


Figure II- 3: Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine et de l'angle d'orientation des pales.

Une commande adaptée à ce système sera élaborée par la suite pour atteindre ce point de fonctionnement.

Pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne, on utilise la vitesse réduite (spécifique)  $\lambda$  qui est le rapport de la vitesse linéaire au bout de la pale de la turbine ramenée

à la vitesse du vent, soit:

$$\lambda = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{v} \quad (\text{Eq.6})$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple de la turbine est donc déterminé de la manière suivante :

$$C_T = \frac{P_T}{\Omega_T} = \left( \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \right) \left( \frac{R_T}{V \cdot \lambda} \right) \quad (\text{Eq.7})$$

$$C_T = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3}{\lambda} \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{Eq.8})$$

En tenant compte du multiplicateur, adaptateur de la vitesse entre la turbine et la génératrice, son gain est modélisé mathématiquement par les équations suivantes :

$$G = \frac{C_T}{C_{Mec}} \quad (\text{Eq.9})$$

$$G = \frac{\Omega_g}{\Omega_T} \quad (\text{Eq.10})$$

### I.2.1.3 EQUATION DYNAMIQUE DE LA TURBINE

Le train de transmission de la puissance captée par le rotor éolien, est constitué de pales reliées au moyeu couplé à l'arbre lent est relié à son tour à un adaptateur. Cet adaptateur multiplie la vitesse de rotation de l'arbre lent est relié à un arbre rapide qui est relié à son tour à la génératrice(3).

Le modèle équivalent de masse de cette chaîne qui comprend trois masses à savoir:

- ➔ La grande masse du rotor de la turbine éolienne qui représente 90% du moment d'inertie global.
- ➔ La masse du multiplicateur qui représente 2 à 4% du moment d'inertie global.
- ➔ La masse de générateur qui représente 6 à 8% du moment d'inertie global.

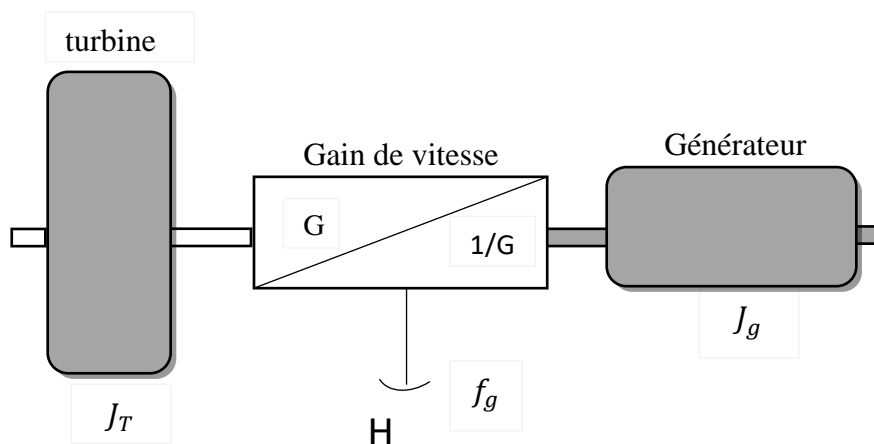


Figure II- 4: Modèle de la turbine.

Les équations mathématiques des paramètres physiques de ce modèle simplifié sont:

$$C_{Mec} - C_g = \left( \frac{J_T}{G^2} + J_g \right) \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + \left( \frac{f_T}{G^2} + f_g \right) \cdot \Omega_g \quad (\text{Eq.11})$$

$$\frac{C_T}{G} - C_g = \left( \frac{J_T}{G^2} + J_g \right) \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + \left( \frac{f_T}{G^2} + f_g \right) \cdot \Omega_g \quad (\text{Eq.12})$$

$C_T$ : Le couple de la turbine ;

$C_{Mec}$  : Le couple mécanique issu du multiplicateur ;

$C_g$  : Le couple électromagnétique généré par la génératrice;

$J_g, J_T$  : L'inertie de la turbine et celle du générateur;

$f_g, f_T$  : Les coefficients des frottements visqueux respectivement de la turbine et de la génératrice;

$G$ : le rapport du multiplicateur de vitesse;

$\Omega_g$ : La vitesse de rotation de la génératrice (axe rapide).

On pose :

$$\frac{J_T}{G^2} + J_g = J \frac{f_T}{G^2} + f_g = f$$

L'équation (Eq. 12) devient :

$$\frac{C_T}{G} - C_g = J \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + f \cdot \Omega_g \quad (\text{Eq.13})$$

Ainsi, nous pouvons établir le schéma bloc de la turbine, figure (II.5).

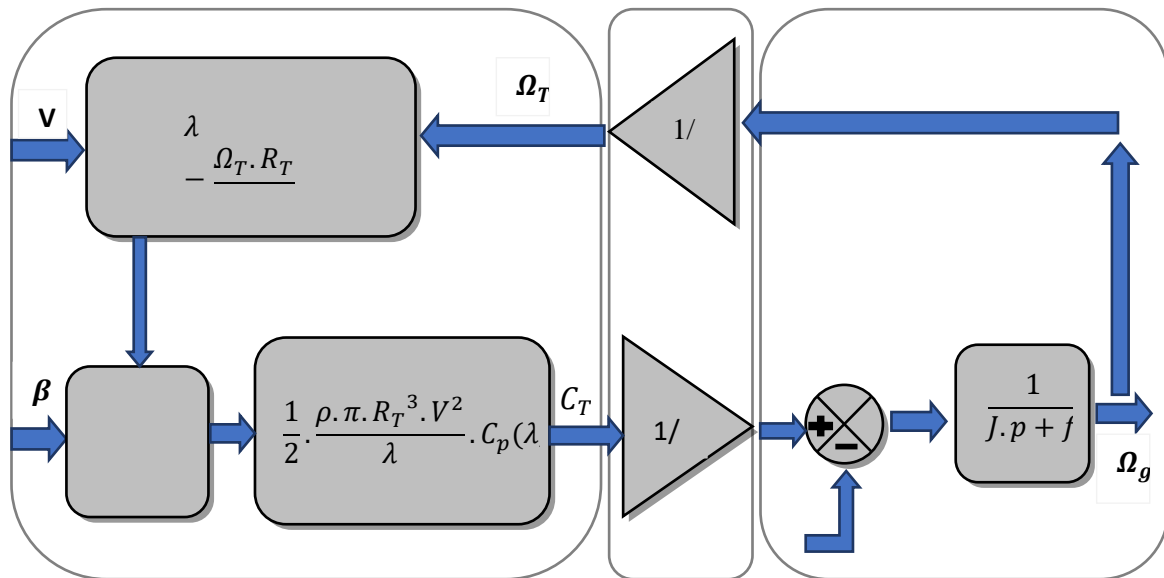


Figure II- 5: Schéma bloc du modèle de la turbine.

### II.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION

La machine asynchrone double alimentation est un système non linéaire très complexe. Une commande performante sur cette machine, pour ses différents régimes de fonctionnement, nécessite une modélisation mathématique plus précise pour représenter son comportement de manière satisfaisante et réelle.

#### II.3.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Il est très difficile de modéliser la MADA vu sa structure et sa géométrie complexes, d'où la nécessité d'adopter certaines hypothèses qui permettent d'obtenir un modèle simple et le plus proche possible de la réalité. Ces hypothèses sont les suivantes(3):

- ✚ La géométrie de la machine est symétrique, et l'épaisseur de l'entrefer est uniforme.

- ✚ Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants. Les pertes par hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✚ La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau et l'effet des encoches sont négligeables.
- ✚ Les résistances et les coefficients d'inductances propres sont constants et les enroulements ne dépendent pas de la température. Les coefficients d'inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.
- ✚ Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale.

### II.3.2 EQUATIONS MATHÉMATIQUES DE LA MADA DANS LE REPERE (a, c)

Comme nous l'avons évoqué précédemment, la machine asynchrone à double alimentation est une machine classique dont le rotor est accessible et identique au stator. Par conséquent, elle a le même modèle que celui de la machine asynchrone à cage, à l'exception des tensions rotoriques qui ne sont pas nulles(3).

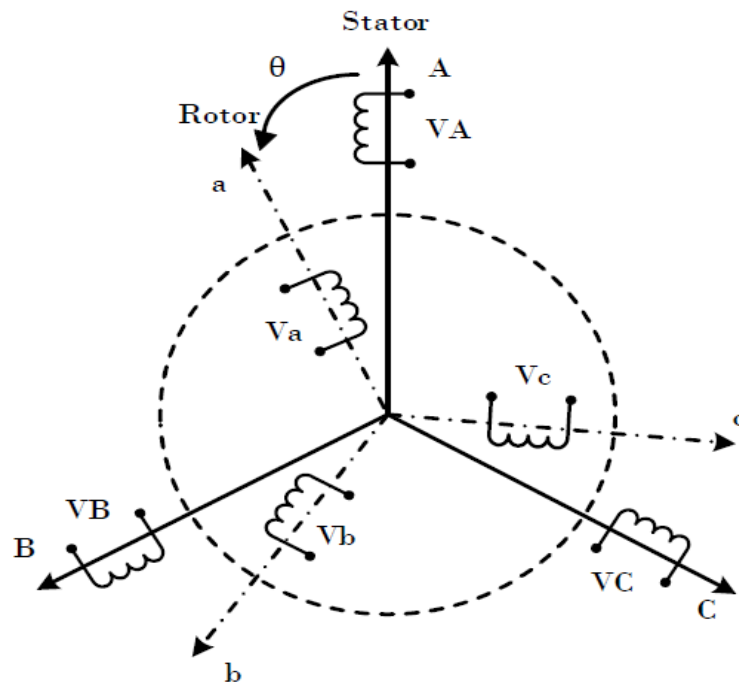


Figure II- 6: Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation.

### II.3.2.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

Les équations des tensions électriques qui régissent la MADA sont(7):

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (Eq. 14)$$

Avec :

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

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

Où  $R_s$  et  $R_r$  sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

$V_s, V_r$ - les tensions simples statoriques et rotoriques.

$I_s, I_r$ - les courants de phase statoriques et rotoriques.

$\varphi_s, \varphi_r$ - les flux respectivement statoriques et rotoriques.

### II.3.2.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (Eq. 15)$$

Avec :

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

Où  $L_{ss}, L_{rr}$  sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

$M_s, M_r$  Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$  La matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (Eq. 16)

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (Eq. 16)$$

$M_{max}$  est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (Eq. 15) dans (Eq. 14), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r]] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]] \end{cases} \quad (Eq. 17)$$

### II.3.2.3 EQUATION MECANIQUE

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{d\theta} \quad (Eq. 18)$$

- Avec :
- $C_{em}$ - le couple électromagnétique de la machine;
  - $C_r$ - le couple résistant;
  - $f_r$ - le coefficient de frottement visqueux de la MADA;
  - $\Omega$ - la vitesse de rotation de l'axe de la MADA;
  - $J$  - l'inertie des parties tournantes.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \cdot [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [[M_{sr}] \cdot [I_r]] \quad (Eq. 19)$$

$p$ - le nombre de paires de pôles de la MADA.

### II.3.3 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère  $(a, b, c)$ ) à un système biphasé (repère  $(d, q)$ ), et obtenir un système d'équation à coefficients constants(3).

La matrice de transformation de Park  $(\theta)$  est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 20})$$

$[P(\theta)]$  Permet la conservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé.

$\theta$  - l'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

### II.3.4 EQUATIONS MATHÉMATIQUES DE LA MADA DANS LE REPERE $(d, q)$

L'équation de la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé et vice versa est donnée comme suit :

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

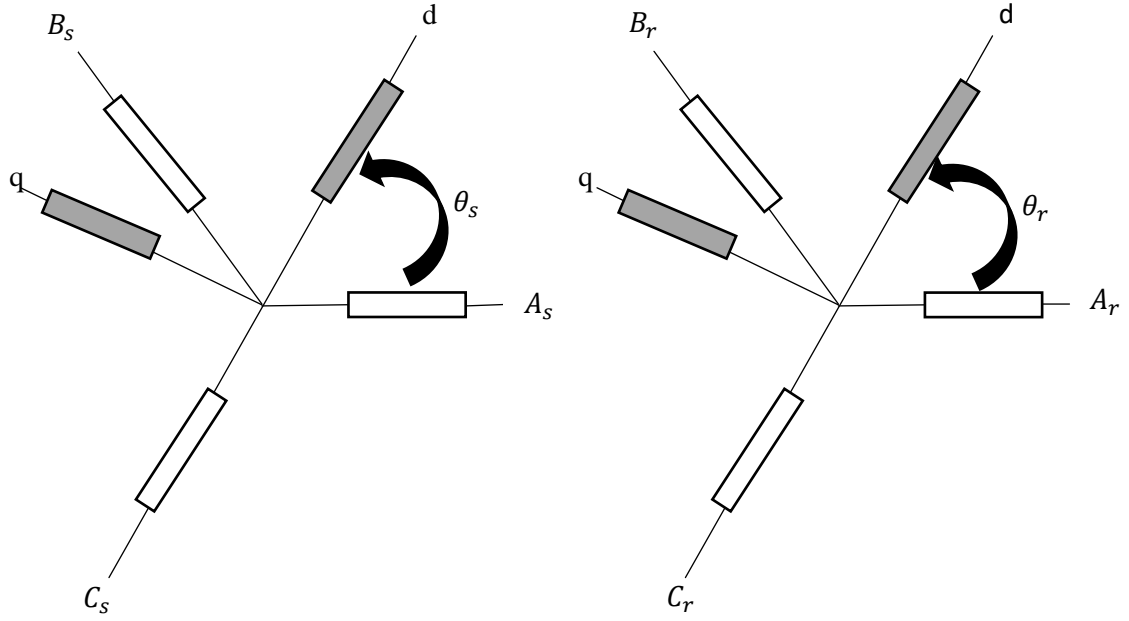


Figure II- 7: Transformation des variables statoriques et rotoriques.

La transformation de Park appliquée aux équations statoriques nous donne:

$$[V_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{sabc}] \Rightarrow [V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdq0}]$$

$$[I_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [I_{sabc}] \Rightarrow [I_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}]$$

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sabc}] \Rightarrow [\varphi_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}]$$

La transformation de Park appliquée aux équations rotoriques nous donne :

$$[V_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [V_{rabc}] \Rightarrow [V_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdq0}]$$

$$[I_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [I_{rabc}] \Rightarrow [I_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}]$$

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [\varphi_{rabc}] \Rightarrow [\varphi_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdq0}]$$

### II.3.4.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

En appliquant la transformation de Park dans l'équation(Eq. 14), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{s_{dq0}}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{s_{dq0}}] + \frac{d}{dt} [ [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{s_{dq0}}] ] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{r_{dq0}}] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{r_{dq0}}] + \frac{d}{dt} [ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{r_{dq0}}] ] \end{cases} \quad (Eq. 21)$$

$$\begin{cases} [V_{s_{dq0}}] = [R_s] \cdot [I_{s_{dq0}}] + [P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [ [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{s_{dq0}}] ] + \frac{d}{dt} [ \varphi_{s_{dq0}} ] \\ [V_{r_{dq0}}] = [R_r] \cdot [I_{r_{dq0}}] + [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{r_{dq0}}] ] + \frac{d}{dt} [ \varphi_{r_{dq0}} ] \end{cases} \quad (Eq. 22)$$

Avec :

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

Par conséquent, on peut écrire(7) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (Eq. 23)$$

$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}$  et  $V_{rq}$  : sont respectivement les tensions directe et en quadrature statoriques et rotoriques;

$I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}$  et  $I_{rq}$  : sont respectivement les courants directs et en quadratures statoriques et rotoriques;

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}$  et  $\varphi_{rq}$  : sont respectivement les flux statoriques et rotoriques directs et en quadratures du système;

$\omega_s, \omega_r$  : sont les pulsations statorique et rotorique;

$\theta_s, \theta_r$  : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct

du référentiel biphasé de Park

### II.3.4.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

De la même manière, les équations des flux sont données par :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{s_{dq0}}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{s_{dq0}}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{r_{dq0}}] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{r_{dq0}}] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{r_{dq0}}] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{s_{dq0}}] \end{cases} \quad (Eq. 24)$$

Donc, on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (Eq. 25)$$

Avec :

$L_s$  ,  $L_r$ : Les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine;

$M$  : l'inductance mutuelle.

### II.3.4.3 EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rd} \varphi_{sq} - I_{rq} \varphi_{sd}) \quad (Eq. 26)$$

Avec  $p$  - le nombre de paires de pôles de la MADA.

Les puissances active et réactive statoriques sont:

$$\begin{cases} P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (Eq. 27)$$

### II.3.5 MODELE D'ETAT DE LA MADA

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit(7) :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (Eq. 28)$$

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

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

$\alpha$ , et  $\delta$  sont des constantes définies comme suit :

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

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + \omega_s \cdot [A_2] + \omega_r \cdot [A_3] \quad (Eq. 29)$$

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

### II.3.6 RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME

La simulation de la machine asynchrone à double alimentation d'une puissance de 4 KW pour les deux modes de fonctionnement moteur et générateur a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB. Son modèle est basé sur les équations obtenues au moyen de la transformation de Park, (repère biphasé ( $d, q$ )) lié au champ tournant). Les résultats de simulation sont représentés sur les figures ci-dessous.

#### II.3.6.1 FONCTIONNEMENT MOTEUR

Les figures II.8 et II.9 montrent les caractéristiques de la vitesse, du couple et des composantes du flux statorique. Le rotor de la machine est en court-circuit.

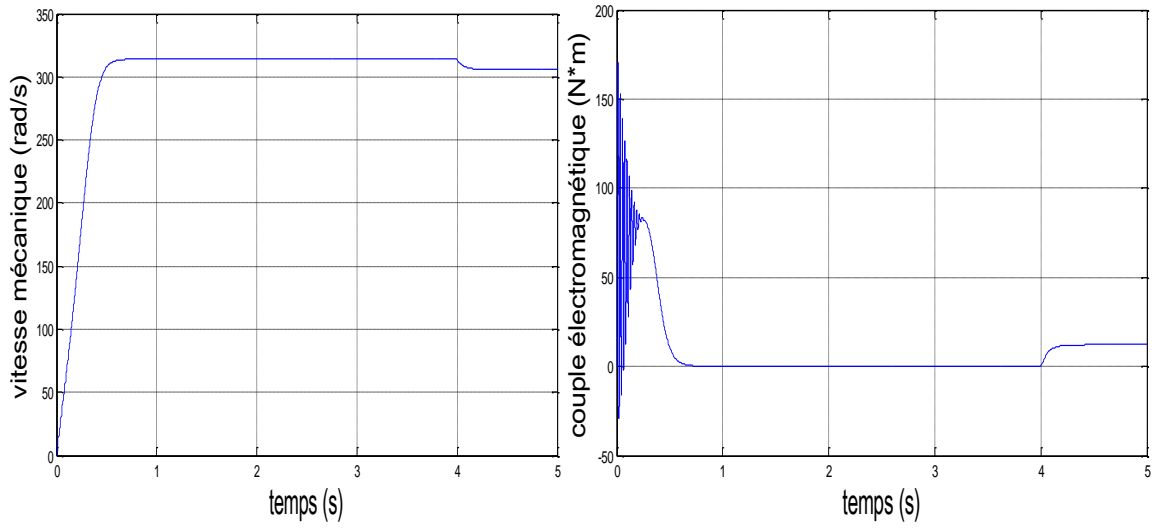


Figure II- 8: Vitesse et le couple électromagnétique.

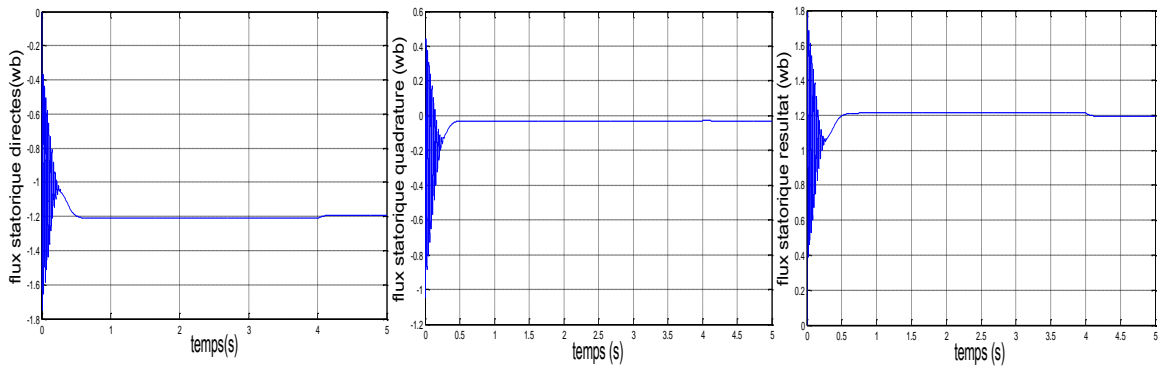


Figure II- 9: composantes de flux statorique et leur résultante.

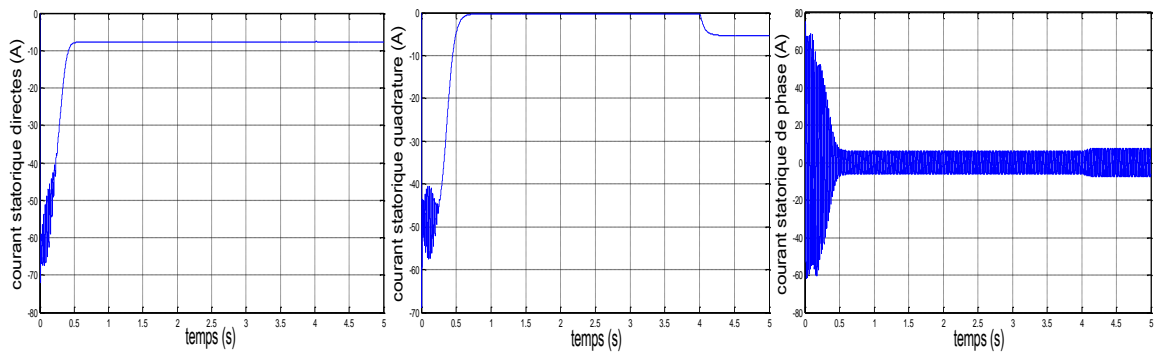


Figure II- 10: composantes de courant statorique.

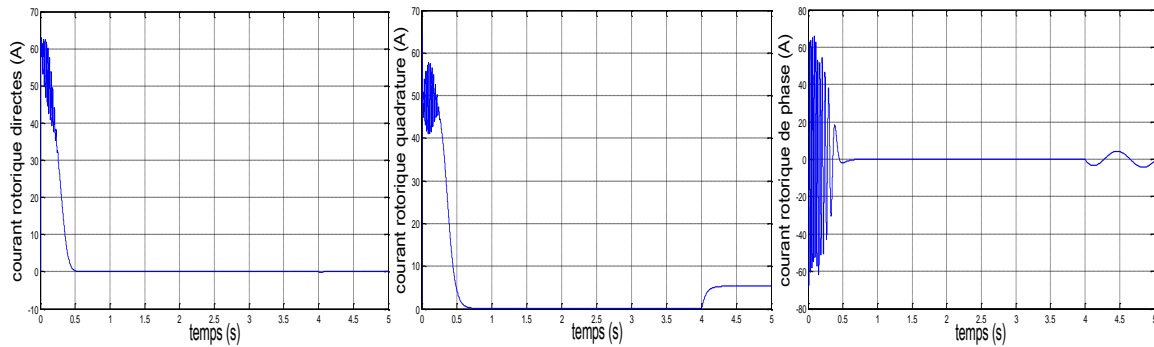


Figure II- 11: composantes de courant rotorique.

### II.3.6.2 INTERPRETATION DES RESULTATS

Premièrement, On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine, par ce que la simulation s’effectue par un démarrage à vide de la machine. Et que la machine atteint son régime permanent, sa vitesse de rotation se rapproche de la vitesse du synchronisme (un très faible glissement), (Figure II.8). Les fréquences des courants rotoriques deviennent presque nulles, (Figure II.11). De plus, le couple électromagnétique et les courants rotoriques se stabilisent à des valeurs proches de zéro (présence de frottements visqueux).

Finalement, l’application d’un couple résistant se traduit par des augmentations du couple électromagnétique, d’amplitudes des courants statoriques et rotoriques et une diminution de la vitesse de rotation à cause du glissement qui devient plus important. La machine fonctionne alors en moteur hypo synchrone.

### II.3.6.3 FONCTIONNEMENT GENERATEUR

La machine est entraînée à une vitesse fixe égale à 1425 tr/min. Le stator est alimenté par une source triphasée de 220V de fréquence 50Hz, alors que le rotor est alimenté par une source triphasée 12V de fréquence égale à la fréquence de rotation.

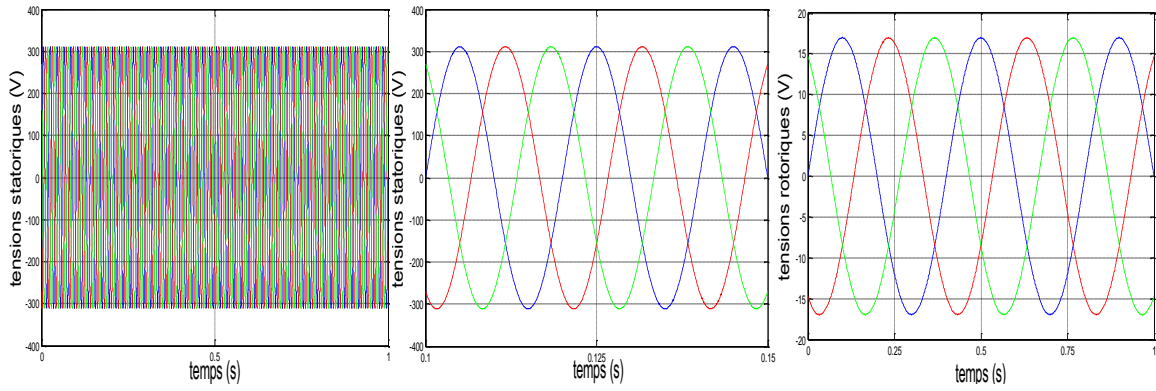


Figure II- 12: les tensions d'alimentations au stator et au rotor.

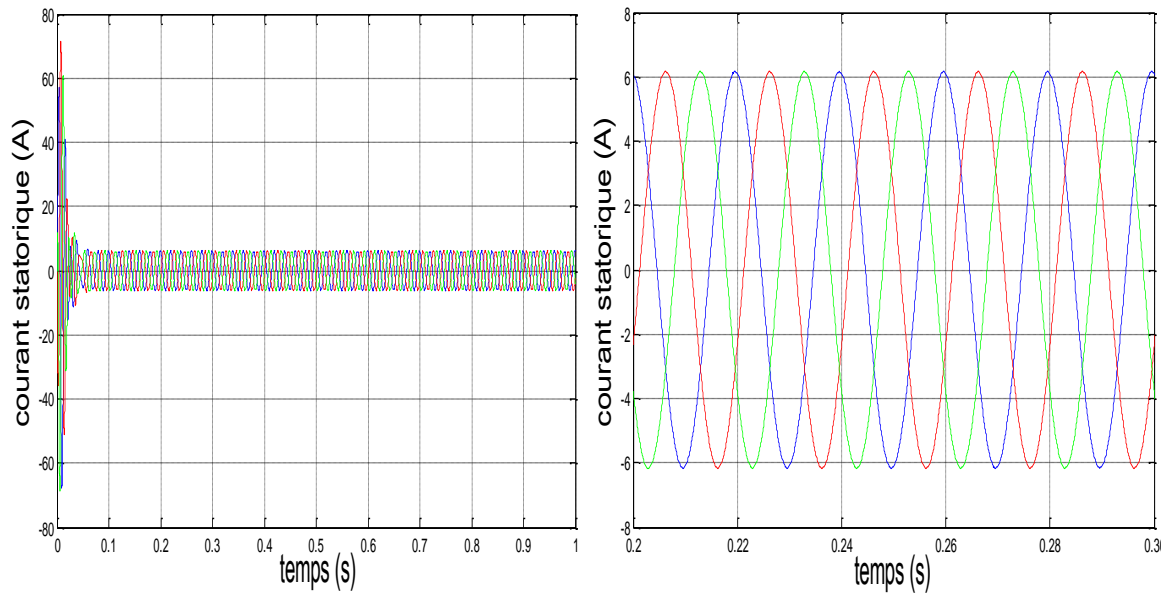


Figure II- 13: les courants statoriques triphasés avec un zoom.

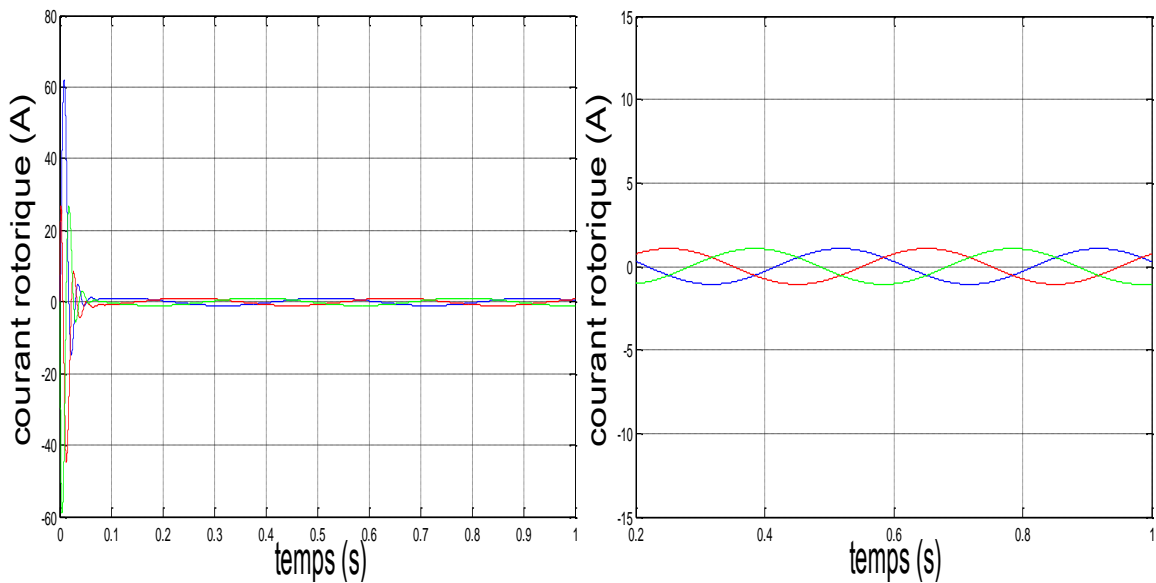


Figure II- 14: les courants rotoriques triphasés avec un zoom.

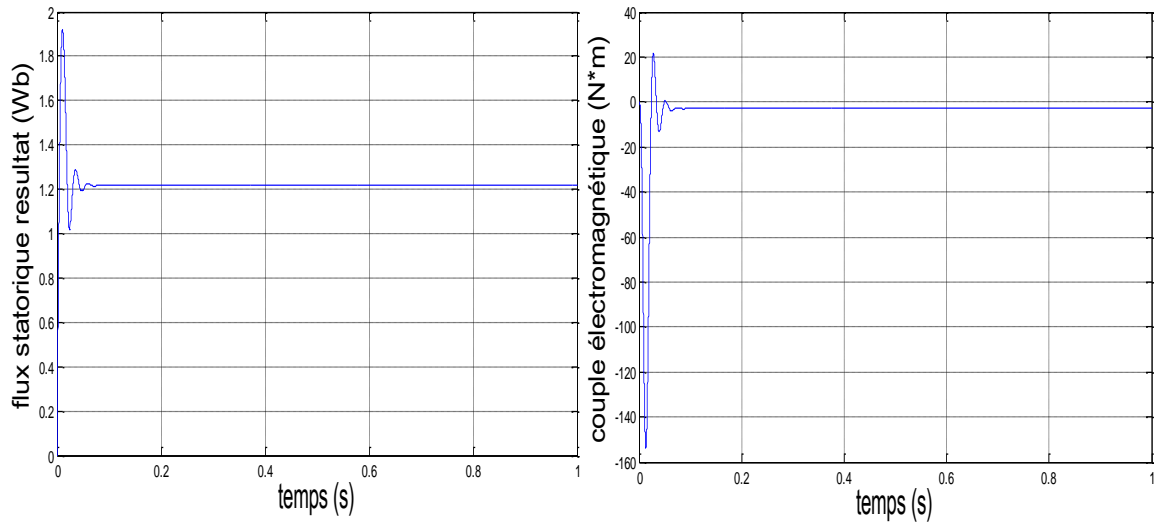


Figure II- 15: le flux et el couple électromagnétique.

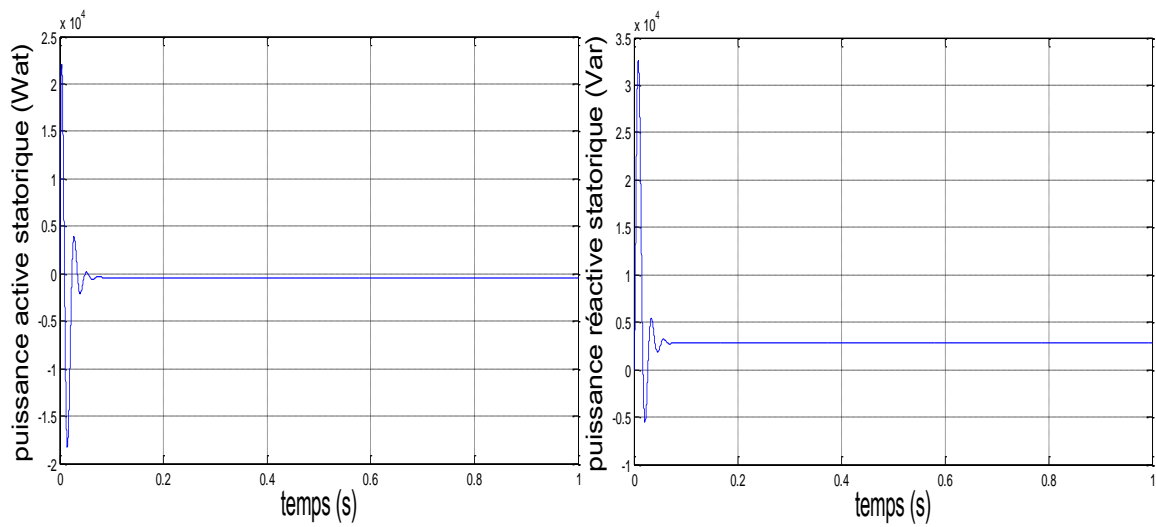


Figure II- 16: les puissances actives et réactive statoriques.

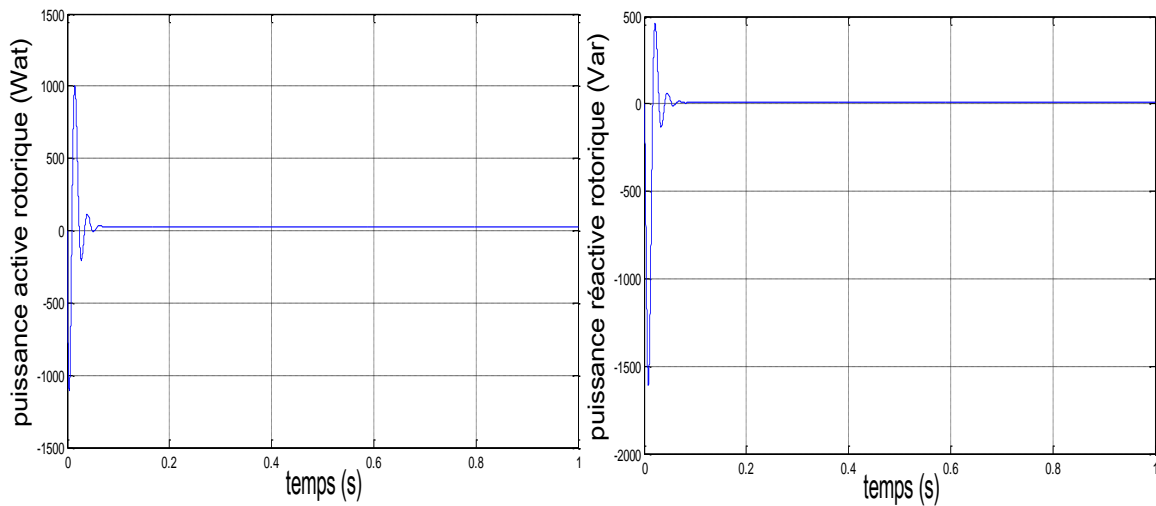


Figure II- 17: les puissances actives et réactive rotoriques.

### II.3.6.4 INTERPRETATION DES RESULTATS

D'après les résultats de simulation on remarque que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif et atteint au démarrage une valeur maximale de : -120 (N.m). Ainsi on constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage. Après un temps égal 0,05s, ces courants se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de 50Hz.

## II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne constituée d'une turbine de vent liée à une machine asynchrone à double alimentation entraînée par une turbine à calage variable et pilotée par le rotor via deux convertisseurs de puissances bidirectionnelles fonctionnant contrôlés par un système MLI et reliés au réseau.

Après avoir présenté la modélisation de la turbine éolienne et les deux commande MPPT et "pitch control "indirecte qui ont utilisée respectivement pour maximiser le capteur de puissance pendant les faibles vitesses du vent et pour limiter la puissance convertie pendant les fortes vitesses du vent, nous avons en suit modélisé, la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park ( $d, q$ ) lié au champ tournant, puis, l'onduleur qui alimente le rotor de la MADA, où dans cet onduleur on peut appliquer des signales de commande afin de régler les puissances générées par la machine et enfin, l'onduleur qui est représenté ici un redresseur triphasé, et on discute sa commande qui permet de de contrôler par la suite le bus continu et le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance entre la machine et le réseau.

La machine asynchrone à double alimentation dans les deux modes de fonctionnement moteur et générateur ont été simulés par le logiciel MATLAB.

Dans le chapitre suivant, on va analyser également le comportement dynamique de la MADA avec des commandes différentes.

# CHAPITRE III

## COMMANDE VECTORIELLE DESPUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

### **III.1 INTRODUCTION**

Pour maximiser la production des sources d'un système éolien avec une MADA dans ce chapitre, nous devons appliquer au stator de la machine, un algorithme de commande du point de puissance active qui sera réglée à celle de référence générée par la turbine pour assurer un meilleur rendement du système éolien, et la puissance réactive qui sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire du côté stator, couramment nommé commande vectorielle à base de régulateurs PI; cette loi de commandes permette de contrôler indépendamment les puissances active et réactive de la génératrice asynchrone double alimentation avec orientation du repère ( $d-q$ ) suivant le flux statorique.

Dans un premier temps, nous rappellerons le principe de la commande vectorielle et l'idée de l'orientation du flux statorique de la machine, puis nous présentons le modèle de la MADA suivant cette idée. Dans un seconde temps nous présenterons les deux techniques de la commande vectorielle qui sont la commande vectorielle directe et indirecte. Enfin nous terminons cette étude par des tests de simulation sur la commande active et réactive.

### **III.2 COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE**

Cette commande est l'une des méthodes utilisées pour optimiser la qualité d'énergie produite et injectée au réseau. Dans cette technique, nous proposons un algorithme de commande basé sur l'orientation du flux statorique de la machine qui met en évidence les relations entre les grandeurs des puissances statoriques et les tensions rotoriques générées par l'onduleur. Ces relations permettent l'action sur les signaux rotoriques afin de contrôler indépendamment l'échange des puissances active et réactive générées au stator de la machine.

Le principe de cette commande est similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée; à savoir le contrôle indépendamment des puissances active et réactive

générées au stator de la machine. La puissance active dépend uniquement du courant rotorique  $I_{rq}$ , et la puissance réactive dépend uniquement du courant  $I_{rd}$  (figure III.1)(3).

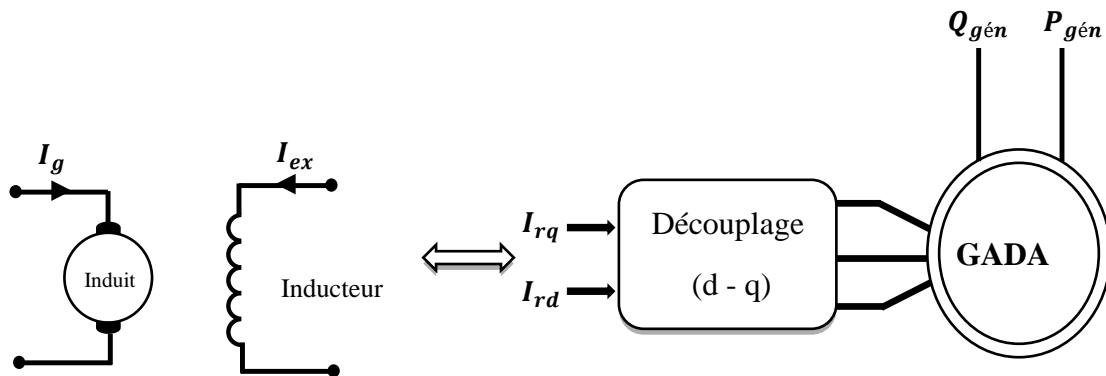


Figure III- 1: Principe de la commande vectorielle.

### III.3 MODELE DE LA MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE

Dans cette commande, la machine est conçue de telle façon à ce que le flux statorique dans le repère de Park suivant l'axe  $q$  soit nul. Ce choix est justifié par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau de tension et de fréquence constante(4).

On a:

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

Avec : un flux statorique direct constant  $\varphi_{sd} = \varphi_s$ .

et un flux statorique en quadrature orienté  $\varphi_{sq} = 0$ .

Ces équations peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.2})$$

Si on néglige la résistance  $R_s$ , qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée dans la production d'énergie éolienne, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante (3).

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.3})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rd} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.4})$$

### III.3.1 RELATIONS ENTRE LES COURANTS STATORIQUES ET ROTORIQUES

A partir des équations des composantes directes et en quadrature du flux statorique (Eq-III. 4), les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques seront:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.5})$$

### III.3.2 RELATIONS ENTRE LES PUISSANCES STATORIQUES ET COURANTS ROTORIQUES

Dans un repère biphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \\ Q_s = V_{sq}I_{sd} - V_{sd}I_{sq} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.6})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.7})$$

En remplaçant les courants statoriques directs et en quadratures par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.8})$$

Il ressort de l'expression (Eq-III.8) que le contrôle des puissances actives et réactives au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$  et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$  à une constante près  $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$  imposée par le réseau.

### III.3.3 RELATIONS ENTRE LES TENSIONS ET COURANTS ROTORIQUES

A partir du système d'équation (Eq-III.5), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + \left( \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \right) \\ \varphi_{rq} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.9})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.10})$$

En régime permanent, les dérivées des courants rotoriques biphasés s'annulent, ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_r + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.11})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) S \right] I_{rd} - g \cdot W_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) S \right] I_{rq} + g \cdot W_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{Eq-III.12})$$

$V_{rd}$  et  $V_{rq}$  sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

avec :

☞  $\frac{V_s \cdot M}{L_s}$  : le terme de couplage entre les deux axes;

☞  $g \cdot \frac{M^2}{L_s}$  : représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

### III.3.4 ETABLISSEMENT DES ANGLES NECESSAIRES AUX TRANSFORMATIONS

Pour déterminer l'angle de transformation de Park pour les grandeurs statoriques, une méthode simple consiste à appliquer la matrice de Concordia aux tensions statoriques pour extraire la phase  $\theta_s$  que forme le vecteur de tension avec l'axe de la première phase du stator.

Afin d'aligner le flux statorique avec l'axe  $d$ , nous retranchons  $\frac{\pi}{2}$  de cet angle. Cette méthode est fiable si les tensions statoriques ont des fréquences stables avec peu de fluctuations pour pouvoir effectuer une mesure précise.

Le rotor forme un angle  $\theta_m$  avec la phase  $A$  du stator, l'angle  $\theta_r$  nécessaire aux transformations des grandeurs rotoriques sera donc :  $\theta_r = \theta_{sn} - \theta_m$

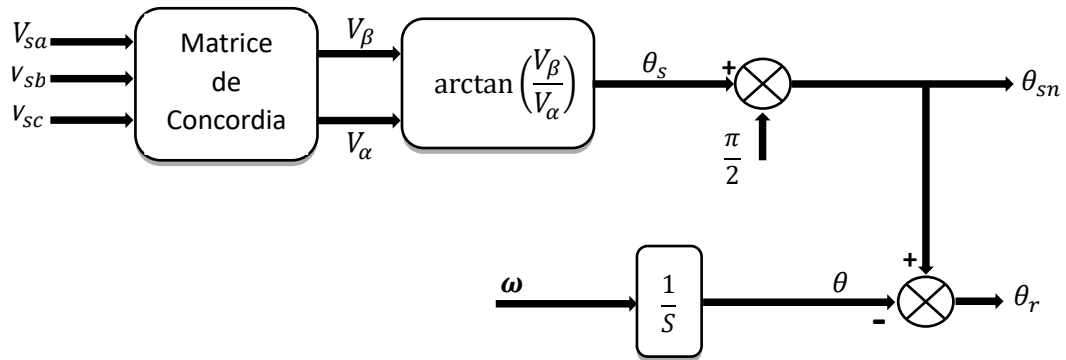


Figure III- 2: Calcul des angles de transformations.

### III.3.5 TYPE DE REGULATEURS UTILISES

Pour la réalisation d'une commande vectorielle en puissances active et réactive de la MADA cas génératrice, Il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...). Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de références et les puissances active et réactive mesurées.

#### III.3.5.1 Dimensionnement du régulateur PI

La figure (III.3) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

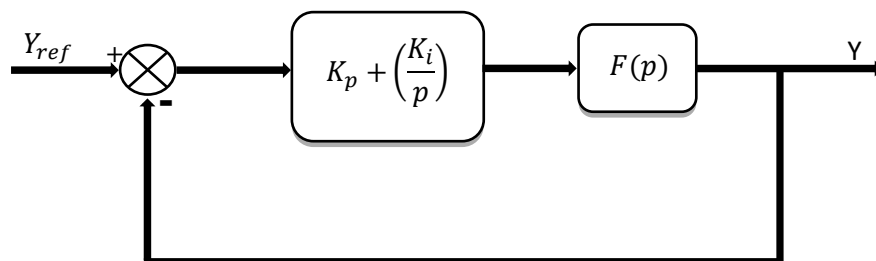


Figure III- 3: Schéma bloc d'un système réglé par un PI.

### III.3.6 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE LA COMMANDE VECTORIELLE

#### III.3.6.1 COMMANDE DIRECTE

Cette technique consiste à réguler directement et indépendamment les puissances statoriques active et réactive produites à celles de références, en utilisant un seul régulateur sur chaque axe. Les tensions de commande sont la correction des erreurs des puissances par des régulateurs PI. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure (III.4) (3).

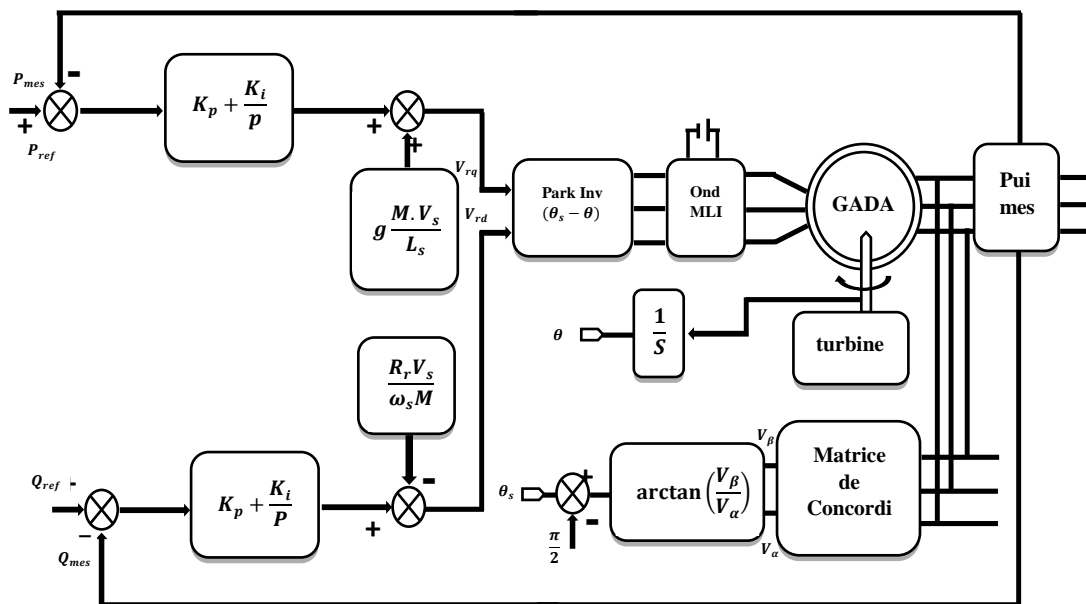


Figure III- 4: Schéma bloc de la structure de commande directe par orientation du flux statorique.

#### III.3.6.2 COMMANDE INDIRECTE

Cette technique est basée sur deux structures: l'une utilise une boucle régulant le courant, alors que l'autre est basée sur la première en lui ajoutant une boucle régulant les puissances.

##### III.3.6.2.1 COMMANDE INDIRECTE SANS BOUCLE DE PUISSANCE

Cette commande ne consiste pas à réguler directement les puissances comme la commande précédente, mais elle est basée sur la régulation indirecte des courants rotoriques mesurées qui seront asservis avec les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références imposés à la machine (3).

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

Les régulateurs de cette structure sont calculés de la même façon que pour la commande directe, Ils sont identiques pour chaque axe.

### III.3.6.2.2 COMMANDE INDIRECTE AVEC BOUCLE DE PUISSANCE

Cette commande consiste à réguler les puissances statoriques et les courants rotoriques en cascade, pour cela nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, l'une réglant la puissance et l'autre le courant. Ce type de régulation donne une bonne dynamique et une erreur statique nulle.

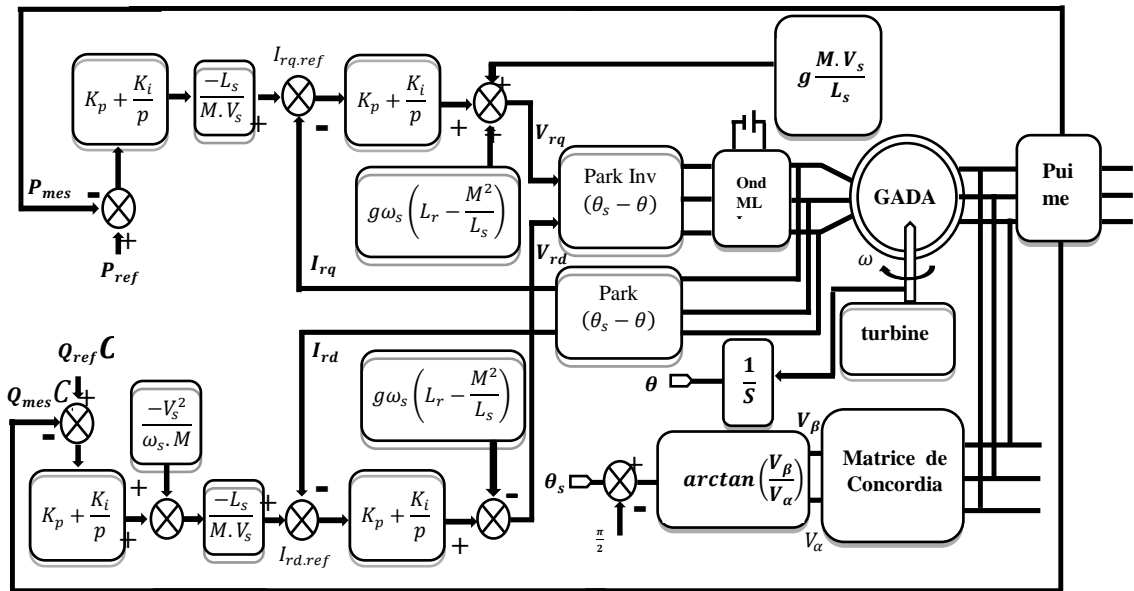


Figure III- 5: Schéma bloc de la structure de commande indirecte avec boucle de puissance.

## III.4 RESULTATS DE SIMULATION DE COMMANDE

Les figures ci-dessous montrent les performances des commandes vectorielle (indirecte sans boucle de puissance), des puissances active et réactive statorique appliquée à la MADA. Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

- machine connectée au réseau;
- machine entraînée à une vitesse fixe  $1440 \frac{tr}{min}$  ;
- entre les instants  $t = 1s$  et  $t = 3s$  : échelon négatif pour la puissance active ( $P_{sref}$  passe de 0 à  $-3000W$ );
- entre les instants  $t = 2s$  et  $t = 4s$  : échelon positif pour la puissance réactive ( $Q_{sref}$  passe de 0 à  $1000VAR$ );

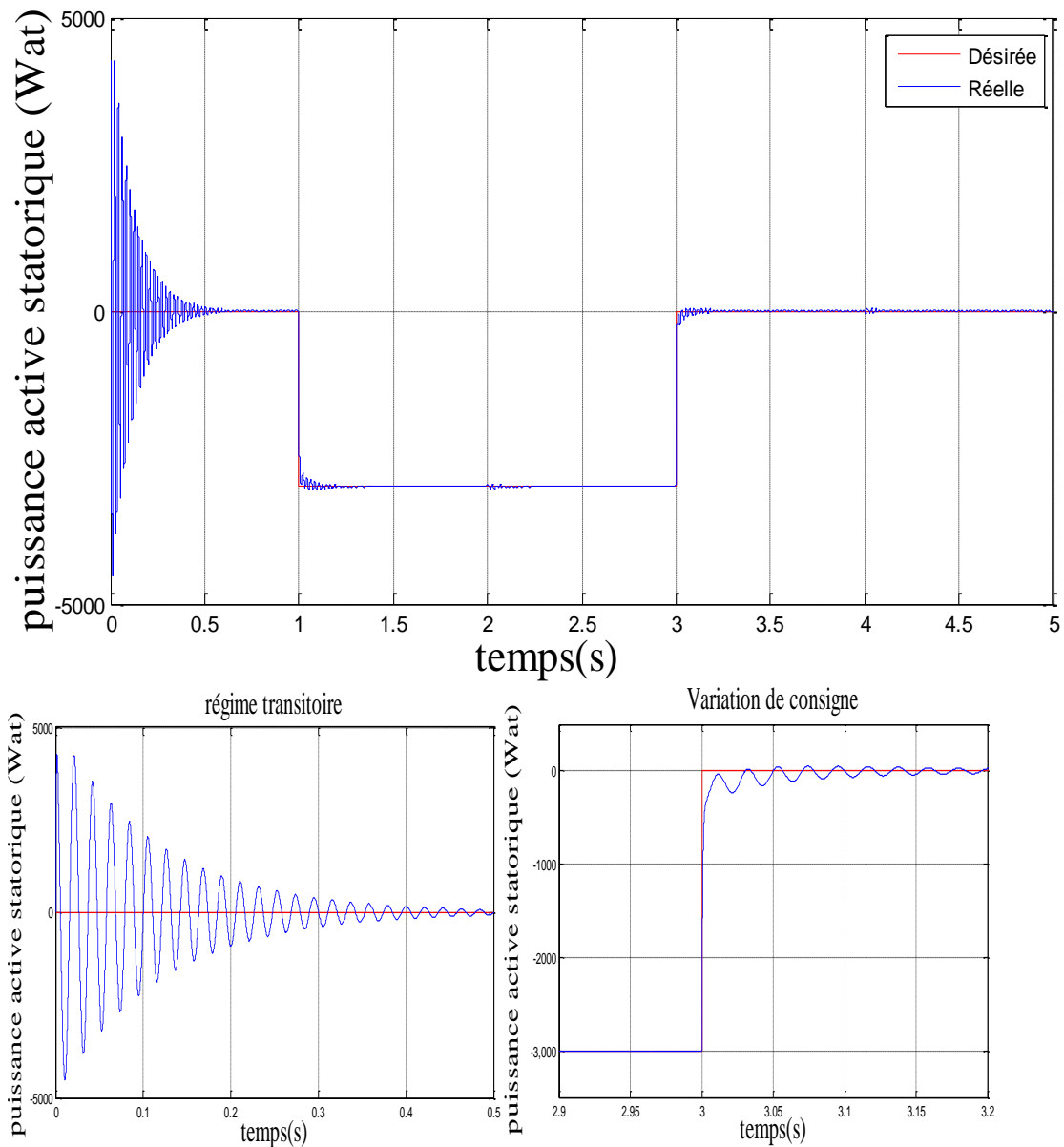


Figure III- 6: Puissance active statorique avec un zoom.

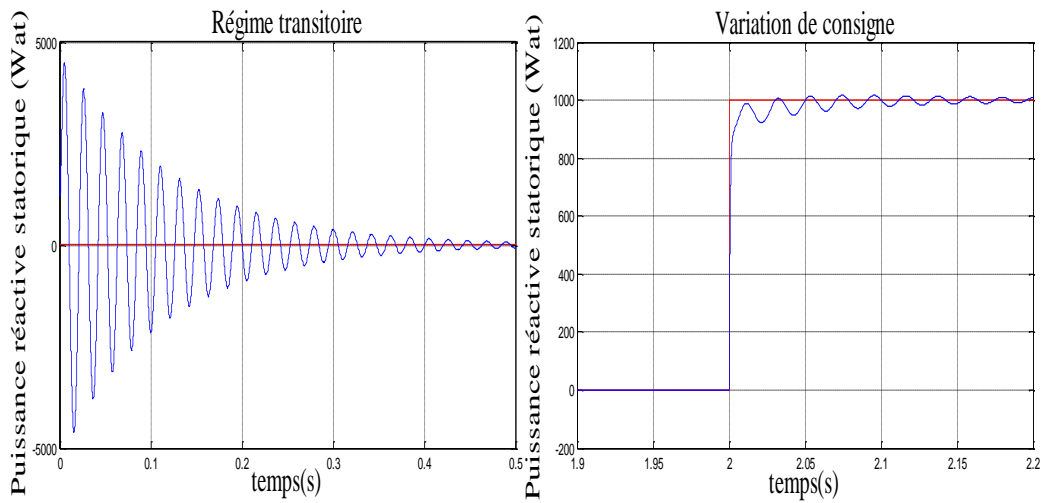
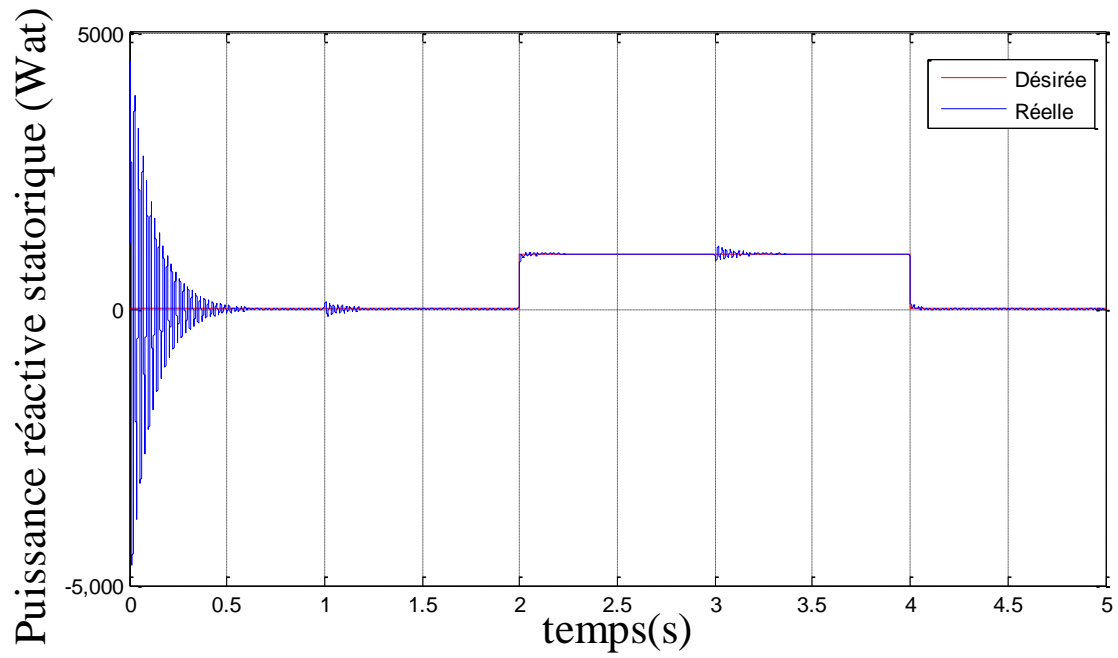


Figure III- 7: Puissance réactive statorique avec un zoom.

### III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, un schéma de commande vectoriel basé sur un régulateur proportionnel intégral, pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par le stator de la MADA dans une chaîne de conversion d'énergie éolienne couplé au réseau a été établi. Dans ces schémas, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée afin de simplifier le modèle de la machine et le système de régulation.

Des résultats des simulations ont été présentés pour illustrer l'analyse théorique. Dans la chapitre suivante nous allons prendre en charge les problèmes de la commande vectorielle basé sur un régulateur PI proposons, A cet effet, un système adaptative de type adaptatif est utilisée pour éliminer l'effet des contraintes et les limitations du contrôle à flux orienté.

# Chapitre IV

**COMMANDE VECTORIELLE  
FLOUE ADAPTATIVE DES  
PUISSANCES ACTIVES ET  
REACTIVES**

## IV.1. INTRODUCTION

Au cours des deux dernières décennies, la commande des systèmes a connu un progrès énorme sur le plan théorique où de nouvelles approches de commande avancées ont été développées pour remédier aux limitations de la commande classique. Parmi ces approches, on trouve : la commande linéarisant (8) (9), la commande par retour d'état adaptative (10) (11), la commande par backstepping (12), la commande par mode de glissement (13) (14), la commande prédictive (15) (16), la commande adaptative à modèle de référence (17) et la commande adaptative floue et neuronale (18) (19).

Les méthodes de réglage PID classique donnent des valeurs constantes des gains de la commande qui sont maintenus inchangés pendant le fonctionnement du système.

Malheureusement, le contrôleur conçu ainsi ne peut pas assurer de bonnes performances quand le système opère sur plusieurs points de fonctionnement, trop perturbé, présente une dynamique inconnue, où ces paramètres changent avec le temps.

Pour s'adapter à ces classes de systèmes, il est extrêmement approprié de doter la commande PID par de nouvelles fonctionnalités.

Dans ce chapitre on va utiliser une technique de commandes basées sur un système adaptatif pour améliorer, en premier temps, les performances du système et éliminer, et en seconde temps, les inconvénients principaux de la commande vectorielle classique qui sont la faible robustesse et la exigence de la connaissance a priori la dynamique exacte de système. Cette loi de commande permet de garder instantanément un contrôle indépendant des puissances actives et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau.

## IV.2. POSITION DU PROBLEME

Le modèle de la MADA en considérant l'orientation du flux ( $Q_{rd} = Q_s$  et  $Q_{sq} = 0$ ) peut-être écrire dans la forme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = W_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - W_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - W_r \varphi_{rd} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M \varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M \varphi_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M \varphi_{sq} \end{array} \right.$$

où la relation entre les puissances statoriques et les courants rotoriques donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{W_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{rd} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{rq} = -\frac{L_s}{M V_s} P_s \\ I_{rd} = \frac{V_s^2}{W_s L_s} - \frac{L_s}{V_s M} Q_s \end{array} \right.$$

et la relation entre les équations des dérivées de courants rotoriques de références donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} (R_r I_{rd} + g \cdot \sigma \cdot W_s \cdot L_r \cdot I_{rq}) + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \dot{I}_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \left( -R_r I_{rq} - g \cdot W_s \cdot L_r \cdot I_{rd} - g \cdot W_s \cdot \frac{V_s M}{W_s L_s} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

Le système(IV.1) peut-être réécrit sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{rd} = f_1(I_{rd}, I_{rq}) + g_1 V_{rd} \\ \dot{I}_{rq} = f_2(I_{rd}, I_{rq}) + g_2 V_{rq} \end{array} \right. \quad (IV.2)$$

Avec

$x = [I_{rd}, \dot{I}_{rd}, I_{rq}, \dot{I}_{rq}]^T$  est le vecteur d'état global du système,

$$f_1(I_{rd}, I_{rq}) = \frac{1}{\sigma L_r} (R_r I_{rd} + g \cdot \sigma \cdot W_s \cdot L_r \cdot I_{rq}), \quad g_1 = \frac{1}{\sigma L_r}$$

$$f_2(I_{rd}, I_{rq}) = \frac{1}{\sigma L_r} \left( -R_r I_{rq} - g \cdot W_s \cdot L_r \cdot I_{rd} - g \cdot W_s \cdot \frac{V_s M}{W_s L_s} \right), \quad g_2 = \frac{1}{\sigma L_r}$$

Les erreurs de poursuite sont définies par :

$$e(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq})$$

$$e(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd})$$

La solution des équations  $e(P) = 0$  et  $e(Q) = 0$  implique que les courants rotoriques  $I_{rq}$  et

$I_{rd}$  converge vers ses signales de référence  $I_{rq}^{ref}$  et  $I_{rd}^{ref}$  avec une certaine constante de temps (18). Par conséquent, l'objectif de la commande alors à forcer le signal  $e(P)$  et  $e(Q)$  à converger vers zéro quand le temps  $t$  tend vers l'infini.

Les dérivées des erreurs de poursuite peuvent s'écrire comme suit:

$$\dot{e}(P) = \dot{I}_{rq}^{ref} - f_1(I_{rd}, I_{rq}) - g_1 V_{rd}$$

$$\dot{e}(Q) = \dot{I}_{rd}^{ref} - f_2(I_{rd}, I_{rq}) - g_2 V_{rq}$$

Dans le cas où les fonctions  $f_1(I_{rd}, I_{rq}), f_2(I_{rd}, I_{rq}), g_1$  et  $g_2$  sont connues, la loi de commande idéale  $V_{rq}^*$  et  $V_{rd}^*$  suivante peut atteindre l'objectif de commande :

$$V_{rq}^* = -g_2^{-1} \left( \dot{I}_{rq}^{ref} - f_1(I_{rd}, I_{rq}) + k_1 e(P) + k_{01} \tanh \left( \frac{e(P)}{\varepsilon_0} \right) \right)$$

$$V_{rd}^* = -g_1^{-1} \left( \dot{I}_{rd}^{ref} - f_2(I_{rd}, I_{rq}) + k_2 e(Q) + k_{02} \tanh \left( \frac{e(Q)}{\varepsilon_0} \right) \right)$$

Avec :  $k_1, k_2, k_{01}$  et  $k_{02}$  et  $\varepsilon_0$  sont des constantes positives.

En effet, en remplaçant la loi de commande idéale (3.11) dans (3.10), on obtient :

$$\dot{e}(P) = -k \dot{e}(P) - k_0 \tanh \left( \frac{\dot{e}(P)}{\varepsilon_0} \right) \quad (IV.3)$$

$$\dot{e}(Q) = -k \dot{e}(Q) - k_0 \tanh \left( \frac{\dot{e}(Q)}{\varepsilon_0} \right) \quad (IV.3)$$

D'après cette dernière équation, on peut conclure que les erreurs de poursuite  $e(P), e(Q)$  et ses dérivées convergent vers zéro quand  $t \rightarrow \infty$ .

Malheureusement, la commande idéale (3.11) n'est pas réalisable puisque les fonctions  $f_1(I_{rd}, I_{rq}), f_2(I_{rd}, I_{rq}), g_1$  et  $g_2$  sont supposées inconnues. Afin de surmonter ce problème, on propose dans ce chapitre d'approximer la loi de commande idéale (3.11) par une loi de commande adaptative.

**Objectif :** Notre objectif est de développer une loi de commande  $u$  de type floue adaptative pour forcer les sorties  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  à suivre une trajectoire désirée  $y_d$ , sous la contrainte que tous les signaux impliqués dans la boucle de commande doivent être bornés.

### IV.3. Systèmes flous

Les systèmes flous sont basés sur le concept de la logique floue. Ce concept a été introduit pour la première fois par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire (L. Wang 1994). L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter des variables exprimés en langage humain. Elle est capable de remplacer l'homme dans la prise de décision sur la base de connaissances imprécises, incertaine ou vagues.

Ces dernières années, la logique floue a été appliquée dans divers domaines. Cependant, l'utilisation des systèmes flous comme approximateurs universels a permis d'ouvrir de nouvelles perspectives à la commande adaptative (19).

### IV.3.1. Structure d'un système flou

Les quatre composants de base d'un système flou sont : la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue, la base de règles et la défuzzification (Figure 1.15)(18).

- **Fuzzification:** la fuzzification consiste une opération de transformation de la grandeur physique réelle d'entrée en une grandeur floue à l'aide des ensembles flous. La fuzzification permet de donner le degré avec lequel une grandeur physique appartient à un ensemble flou en utilisant des fonctions d'appartenance.
- **Mécanisme d'inférence floue :** L'inférence floue permet de transformer, à l'aide des techniques de raisonnement flou (base de règles) la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue.
- **Base de règles:** la base de règles floues considère l'architecture générale du système. C'est-à-dire, elle contient les règles floues décrivant le comportement du système, où ces règles prennent la forme suivante : Si permisse Alors conclusion.
- **Défuzzification:** le rôle de la défuzzification est de transformer la grandeur floue issue de la partie d'inférence en grandeur physique.

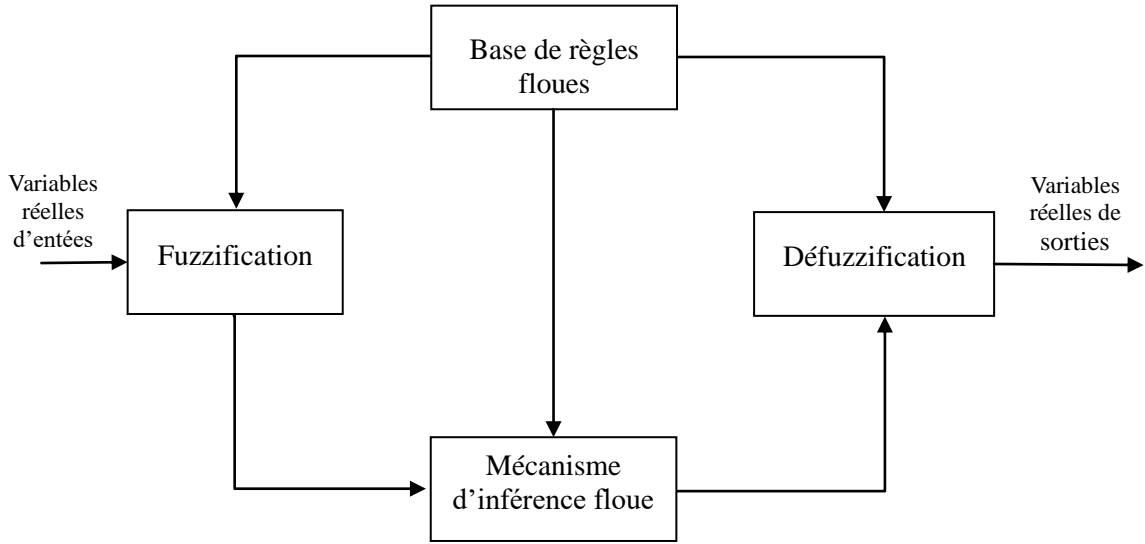


Figure IV- 1: Schéma synoptique général d'un système flou.

### IV.3.2. Représentation mathématique du système flou

Dans cette partie nous proposons de présenter les systèmes flous multi-entrées mono-sorties (MISO).

Notons par  $x = [x_1, \dots, x_n] \in X \subseteq \mathcal{R}^n$  l'ensemble des entrées du système flou et par  $y \in \mathcal{R}$  sa sortie, avec  $X = X_1 \times \dots \times X_n$ , et  $X_i \subseteq \mathcal{R}$ ,  $i = 1, \dots, n$ . La relation entre ces entrées et sa sortie est décrite par un ensemble des règles  $R_k (k = 1, 2, \dots, N)$  de la forme suivante (18) (20).

$$R_k: \text{SI } x_1 \text{ est } G_k^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } G_n^l \text{ ALORS } y \text{ est } B^l$$

Où  $G_i^k \in \{F_i^1, \dots, F_i^{M_i}\}$ , avec  $F_i^j$ ,  $j = 1, \dots, M_i$  et  $B^k$  sont des ensembles flous définis respectivement sur  $X_i$  et  $\mathcal{R}$ , et  $N$  est le nombre total des règles.

En utilisant la fuzzification singleton et la méthode de produit algébrique pour l'implication, le degré de vérité ou le degré d'activation correspond à chaque règle floue est:

$$\mu_k = \prod_{i=1}^n \mu_{G_i^k}(x_i), \mu_{G_i^k} \in \{\mu_{G_i^1}, \dots, \mu_{G_i^{M_i}}\} \quad (IV.4)$$

où  $\mu_{G_i^j}$  représentée la fonction d'appartenance associée à l'ensemble floue  $G_i^j$ .

En utilisant la défuzzification de somme moyenne, la sortie du système flou est donnée par (18) (20):

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k y_k}{\sum_{k=1}^N \mu_k} \quad (IV.5)$$

Avec  $y_k$  est le point dans laquelle  $\mu_{B^k}(y)$  atteint sa valeur maximale

### IV.3.3. Systèmes flous de type Takagi-Sugeno

Les systèmes flous présentés dans la section précédente appelés "système flou standard" ou "système flou de Mamdani". Dans ces systèmes, les conclusions est de forme symboliques de même nature que les prémisses systèmes, de ce fait, des connaissances exprimées sous forme analytique décrivant la structure interne du système ne peuvent pas être prises en compte directement. Dans cette section, nous allons présenter les systèmes flous qui permettent de représenter ce type d'information, ils sont appelés systèmes flous de Takagi-Sugeno (TS).

Notons par  $x = [x_1, \dots, x_n] \in X \subseteq \mathcal{R}^n$  l'ensemble des entrées du système flou et par  $y \in \mathcal{R}$  sa sortie. Pour chaque entrée  $x_i$  nous définissons  $m_i$  ensembles flous  $F_j^i$  dans  $X_i$ , où  $i = 1, \dots, n$  et  $j = 1, \dots, m_i$ . La base de règles floues est construite par la collection de règles  $R_k$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) de la forme :

$$R_k: \text{SI } x_1 \text{ est } G_k^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } G_n^k \text{ ALORS } y = f_k(x)$$

Où  $G_i^k \in \{F_i^1, \dots, F_i^{m_i}\}$ , et  $f_k(x)$ ,  $j = 1, \dots, m_i$  sont des ensembles flous.

En général,  $f_k(x)$  est un polynôme en fonction des variables d'entrées. Si  $f_k(x)$  est un polynôme linéaire, i.e.

$$f_k(x) = a_0^k + a_1^k x_1 + \dots + a_n^k x_n = a_0^k + \sum_{i=1}^n a_i^k x_i \quad (IV.6)$$

Alors le système flou est appelé Takagi-Sugeno d'ordre un (TS1). Si  $f_k(x)$  est un polynôme d'ordre zéro, i.e.

$$f_k(x) = a^k \quad (IV.7)$$

Alors le système flou est appelé Takagi-Sugeno d'ordre zéro (TS0).

En utilisant la fuzzification singleton et la méthode de produit algébrique pour l'implication, et la défuzzification de somme moyenne, la sortie du système flou est donnée par:

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k f_k(x)}{\sum_{k=1}^N \mu_k} \quad (IV.8)$$

Avec :  $\mu_k = \prod_{i=1}^n \mu_{G_i^k}(x_i), \mu_{G_i^k} \in \{\mu_{G_i^1}, \dots, \mu_{G_i^{M_i}}\}$

Où  $\mu_{G_i^j}$  représenté la fonction d'appartenance associée à l'ensemble floue  $G_i^j$ .

La sortie d'un système flou TS1 est donnée par :

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k [a_0^k + a_1^k x_1 + \dots + a_n^k x_n]}{\sum_{k=1}^N \mu_k} \quad (\text{IV.9})$$

La sortie d'un système flou TS0 est donnée par :

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k a^k}{\sum_{k=1}^N \mu_k} \quad (\text{IV.10})$$

Qui peut être réécrite comme suit :

$$y(x) = W(x)\theta \quad (\text{IV.11})$$

Avec :  $\theta = [a^1 \dots \dots a^k]^T$  est le vecteur des paramètres de la partie conclusion du système flou,  $W(x) = [w_1(x) \dots \dots w_1(x)]$  est le vecteur des fonctions de base radiales où chaque élément  $w_k$  est défini par :

$$w_k(x) = \frac{\mu_k}{\sum_{k=1}^N \mu_k} \quad (\text{IV.12})$$

#### IV.3.4. Approximation des fonctions par les systèmes flous

Deux raisons principales amènent à utiliser les systèmes flous dans la conception d'un contrôleur adaptatif : (i) les systèmes flous ont la propriété d'approximateur universel (ii) la construction d'un système flou est basée sur des règles floues de la forme Si-Alors, de ce fait, les informations linguistiques ou mathématiques disponibles, issues d'une expertise peuvent éventuellement être incorporées dans le contrôleur.

Dans la littérature floue, on dispose d'un nombre important de travaux illustrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels, on dispose d'un nombre important de publications montrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels (18) (21).

**Théorème 1.1.** Pour toute fonction réelle non linéaire  $f(x)$  définie et continue sur un ensemble compact  $\Omega_x \subseteq \mathcal{R}$ , il existe un système flou  $y(x)$  de la forme (1.74) tel que :

$$\sup_x |f(x) - y(x)| < \varepsilon \quad (\text{IV.13})$$

Avec :  $\varepsilon$  est une constante positive.

Dans ce chapitre, nous allons baser sur la structure universelle de la commande PID, la technique de la commande adaptative et la propriété d'approximation universelle du système floue pour développer des lois des commandes pour certaines classes des systèmes non linéaires incertains et complexes. Ou on peut dire que le problème de l'amélioration de la capacité de la commande PID est posé dans cette thèse.

Dans ce chapitre, on suppose que la structure du système flou de type TS est convenablement spécifiée à l'avance par l'utilisateur d'une façon appropriée. L'utilisateur a besoin de spécifier l'univers de discours, le type et le nombre de fonctions d'appartenance appropriés pour chaque variable d'entrée.

#### IV.4. Conception de la commande floue adaptative

On propose ici d'approcher les commandes idéales inconnues  $V_{rq}^*$  et  $V_{rd}^*$  par des lois commandes adaptatives floue

Selon la propriété d'approximation universelle des systèmes flous, les commandes idéales (3.74) peuvent être approchées par un système flou de la forme de (1.27) comme suit :

$$V_{rq}^* = W^T c_{rq}^* + \varepsilon_q(x) \quad (IV.14)$$

$$V_{rd}^* = W^T c_{rd}^* + \varepsilon_d(x) \quad (IV.14)$$

Avec  $\varepsilon_q(x)$  et  $\varepsilon_d(x)$  les erreurs d'approximation,  $W(x)$  est un vecteur de fonctions floues de base supposé convenablement fixer en avance par l'utilisateur, et  $c_{rq}^*$  et  $c_{rd}^*$  sont les vecteurs des valeurs optimaux inconnues minimisant la fonction  $|\varepsilon(x)|$ .

$$c_{rq}^* = \arg \min_c \left\{ \sup |V_{rq}^* - W^T c_{rq}| \right\}$$

$$c_{rd}^* = \arg \min_c \left\{ \sup |V_{rd}^* - W^T c_{rd}| \right\}$$

Nous supposons que l'erreur d'approximation est bornée, tel que

$$|\varepsilon_q(x)| \leq \bar{\varepsilon}_q \quad \text{et} \quad |\varepsilon_d(x)| \leq \bar{\varepsilon}_d$$

$\bar{\varepsilon}_q$  et  $\bar{\varepsilon}_d$  des constantes positives inconnues.

Soit  $c_{rq}$  et  $c_{rd}$  l'estimer de  $c_{rq}^*$  et  $c_{rd}^*$  respectivement, Les paramètres des vecteurs  $c_{rq}$

et  $c_{rd}$  seront calculés en ligne par une loi d'adaptation afin de répondre aux spécifications souhaitées comme bien détaillé dans la suite.

En effet, on propose une nouvelle loi d'adaptation pour la mise à jour les vecteur des paramètres  $c_{rq}$  et  $c_{rd}$  afin de minimiser les deux erreurs  $e_{rq}$  (entre  $V_{rq}^*$  et  $V_{rq}$ ) et  $e_{rd}$  (entre  $V_{rd}^*$  et  $V_{rd}$ ) qui sont données par :

$$e_{V_{rq}} = V_{rq}^* - V_{rq} \quad \text{Et} \quad e_{V_{rd}} = V_{rd}^* - V_{rd} \quad (\text{IV.15})$$

En remplaçant (3.20) et (3.21) dans (3.22), on obtient :

$$e_{V_{rq}} = W^T \tilde{c}_{rq} + \varepsilon_q(x) \quad \text{Et} \quad e_{V_{rd}} = W^T \tilde{c}_{rd} + \varepsilon_d(x) \quad (\text{IV.16})$$

Où  $\tilde{c}_{rq} = c_{rq}^* - c_{rq}$  et  $\tilde{c}_{rd} = c_{rd}^* - c_{rd}$  sont les vecteurs d'erreur d'estimation paramétrique.

#### IV.4.1. La loi d'adaptation pour $c_{rq}$ :

En additionnant et soustrayant le terme  $g_1 V_{rd}^*$  au second terme de (3.10), on obtient :

$$\dot{e}(P) = \dot{I}_{rq}^{ref} - f_1(I_{rd}, I_{rq}) - g_1 V_{rq} + g_1 V_{rq}^* - g_1 V_{rd}^* \quad (\text{IV.17})$$

En utilisant (3.11) et (3.22), alors (3.24) devient :

$$\dot{e}(P) = -k e(P) - k_0 \tanh\left(\frac{e(P)}{\varepsilon_0}\right) + g_1 e_{V_{rq}} \quad (\text{IV.18})$$

L'approche utilisée pour générer la loi d'adaptation du vecteur  $c_{rq}$  est basée sur la minimisation de la fonction de coût quadratique suivante :

$$J = \frac{1}{2} g_1 e_{V_{rq}}^2 \quad (\text{IV.19})$$

En remplaçant (3.20) dans (IV.19), il vient :

$$J = \frac{1}{2} g_1 \left( V_{rq}^* - W^T c_{rq} \right)^2 \quad (\text{IV.20})$$

Par application du gradient, on obtient :

$$\dot{c}_{rq} = -\eta_1 \nabla_c J \quad (\text{IV.21})$$

avec :  $\eta_1$  une constante positive.

De l'équation (3.26) et (3.27), le terme de gradient  $\nabla_c J$  est défini par :

$$\nabla_c J = -W g_1 e_{V_{rq}} \quad (\text{IV.22})$$

Par conséquent, (3.29) devient :

$$\dot{c}_{rq} = \eta W g_1 e_{V_{rq}} \quad (IV.23)$$

En remplaçant la valeur du terme  $g_1 e_{V_{rq}}$  déduite de (3.25),  $\dot{c}_{rq}$  devient :

$$\dot{c}_{rq} = \eta W \left( \dot{e}(P) + k e(P) - k_0 \tanh\left(\frac{e(P)}{\varepsilon_0}\right) \right) \quad (IV.24)$$

Afin de garantir la bornitude des valeurs des éléments du vecteur des paramètres  $c_{rq}$  en présence de l'erreur d'approximation  $e_{V_{rq}}$  et améliorer les performances de robustesse, nous allons modifier la loi d'adaptation (3.30) par l'introduction d'un terme de type *σ-modification* comme suit (22) (22):

$$\dot{c}_{rq} = \eta W g_1 e_{V_{rq}} - \eta \sigma_q c_{rq} \quad (IV.25)$$

Où  $\sigma_q$  est une constante positive.

#### IV.4.2. Analyse de la stabilité

**Théorème 3.1:** Considérons le système MADA (3.1) et supposons que les hypothèses considérées ici sont satisfaites, alors la loi de commande PID floue définie par (3.20) avec la loi d'adaptation (3.33) garantit que  $\tilde{c}_{rq} \in L_\infty$  et l'erreur de poursuite converge exponentiellement vers une région ajustable.

##### Preuve du théorème 3.1:

Nous définissons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2\eta} \tilde{c}_{rq}^T \tilde{c}_{rq} \quad (IV.26)$$

Par dérivation, on obtient :

$$\dot{V}_1 = -\frac{1}{\eta} \tilde{c}_{rq}^T \dot{c}_{rq} \quad (IV.27)$$

En substituant (3.33) dans (3.35), on trouve+ :

$$\dot{V}_1 = -\tilde{c}_{rq}^T \left( W g_1 e_{V_{rq}} - \sigma_q c_{rq} \right) \quad (IV.28)$$

On déduit la valeur du terme  $\tilde{c}_{rq}^T W$  de (3.23) puis on le remplace dans (3.36), on obtient :

$$\dot{V}_1 = - \left( e_{V_{rq}} - \varepsilon_q(x) \right) g_1 e_{V_{rq}} + \sigma_q \tilde{c}_{rq}^T c_{rq} \quad (IV.29)$$

En utilisant l'inégalité :

$$\tilde{c}_{rq}^T c_{rq} \leq -\frac{1}{2} \|\tilde{c}_{rq}^T\|^2 + \frac{1}{2} \|c_{rq}^*\|^2 \quad (\text{IV.30})$$

Alors :

$$\dot{V}_1 \leq -g_1 e_{V_{rq}}^2 + g_1 e_{V_{rq}} \varepsilon_q(x) - \frac{1}{2} \sigma_q \|\tilde{c}_{rq}^T\|^2 + \frac{1}{2} \sigma_q \|c_{rq}^*\|^2 \quad (\text{IV.31})$$

En utilisant l'inégalité :

$$g_1 e_{V_{rq}} \varepsilon_q(x) \leq -g_1 \left( \frac{1}{2} e_{V_{rq}} - \varepsilon_q(x) \right)^2 + \frac{1}{4} g_1 e_{V_{rq}}^2 + g_1 \varepsilon_q(x)^2 \leq \frac{1}{4} g_1 e_{V_{rq}}^2 + g_1 \varepsilon_q(x)^2$$

et on a  $\|\varepsilon_q\| < \bar{\varepsilon}_q$

Alors

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{3}{4} g_1 e_{V_{rq}}^2 + g_1 \bar{\varepsilon}_q^2 - \frac{1}{2} \sigma_q \|\tilde{c}_{rq}^T\|^2 + \frac{1}{2} \sigma_q \|c_{rq}^*\|^2 \quad (\text{IV.32})$$

L'équation (3.39) peut être simplifiée comme suit

$$\dot{V}_1 \leq -\alpha V_1 + \psi \quad (\text{IV.33})$$

avec  $\psi = \sup \left( g_1 \bar{\varepsilon}_q^2 + \frac{1}{2} \sigma_q \|c_{rq}^*\|^2 \right)$  et  $\alpha = 2\eta\sigma_q$ .

Il est clair que l'équation (3.40) implique que pour  $V_1 \geq V_0 \triangleq \psi/\alpha, \dot{V}_1 \leq 0$ . De ce fait, on déduit la bornitude de  $V_1$  et  $c_{rq}$  ( $V_1, \tilde{c}_{rq} \in L_\infty$ ).

**Preuve (i):**

Considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante:

$$V = \frac{1}{2} e(p)^2 + \frac{1}{2\eta} \tilde{c}_{rq}^T \tilde{c}_{rq} \quad (\text{IV.34})$$

Sa dérivée est donc :

$$\dot{V} = e(p) \left( -ke(P) - k_0 \tanh\left(\frac{\dot{e}(P)}{\varepsilon_0}\right) + g_1 e_{V_{rq}} \right) - \frac{1}{\eta} \tilde{c}_{rq}^T \dot{c}_{rq} \quad (\text{IV.35})$$

Par substitution de (3.25) dans (3.50), on obtient :

$$\dot{V} = -ke(p)^2 - k_0 e(P) \tanh\left(\frac{\dot{e}(P)}{\varepsilon_0}\right) + g_1 e(p) e_{V_{rq}} - \tilde{c}_{rq}^T \left( W g_1 e_{V_{rq}} - \sigma_q c_{rq} \right) \quad (\text{IV.36})$$

De l'inégalité (3.44), il vient:

$$\dot{V} = -ke(p)^2 - k_0e(P) \tanh\left(\frac{\dot{e}(P)}{\varepsilon_0}\right) + g_1e(p)e_{V_{rq}} - \left(e_{V_{rq}} - \varepsilon_q(x)\right)g_1e_{V_{rq}} + \sigma_q\tilde{c}_{rq}^T c_{rq}$$

Ou,

$$\dot{V} = -ke(p)^2 - k_0e(P) \tanh\left(\frac{\dot{e}(P)}{\varepsilon_0}\right) + g_1e(p)e_{V_{rq}} - g_1e_{V_{rq}}^2 + g_1\varepsilon_q(x)e_{V_{rq}} + \sigma_q\tilde{c}_{rq}^T c_{rq}$$

En utilisant (3.23) et (3.24) et

$$g_1e(p)e_{V_{rq}} \leq \frac{1}{4}g_1e_{V_{rq}}^2 + g_1e(p)^2$$

L'équation (3.44), peut être bornée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}g_1e_{V_{rq}}^2 - (k-g_1)e(p)^2 - k_0e(P) \tanh\left(\frac{e(p)}{\varepsilon_0}\right) + g_1\varepsilon_q(x)^2 - \frac{1}{2}\|\tilde{c}_{rq}^T\|^2 \\ & + \frac{1}{2}\|c_{rq}^*\|^2 \end{aligned}$$

ou

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{1}{2}g_1e_{V_{rq}}^2 - (k-g_1)e(p)^2 - k_0e(P) \tanh\left(\frac{e(p)}{\varepsilon_0}\right) + g_1\varepsilon_q(x)^2 - \frac{1}{2}\|\tilde{c}_{rq}^T\|^2 \\ & + \frac{1}{2}\|c_{rq}^*\|^2 \end{aligned}$$

Si on choisit  $k > g_1, i = 1, \dots, p$ , et  $\gamma = \min(2 \times (k - g_1), \alpha)$ ,  $\dot{V}$  peut être bornée comme suit :

$$\dot{V} \leq -\gamma V + \psi \quad (\text{IV.37})$$

A partir de cette dernière inégalité,  $\dot{V} \leq 0$  pour  $V \geq V_{min} = \frac{1}{\gamma}\psi$ , alors selon le théorème de Lyapunov (24) les signaux  $\tilde{c}_{rq}$  et  $e(P)$  sont bornés.

En intégrant maintenant (3.55) de  $t$  à  $t + T$  et en réarrangeant ses termes, on obtient :

$$V \leq V(0)e^{-\gamma} + \frac{\psi}{\gamma} \quad (\text{IV.38})$$

Puisque  $V \in L_\infty$ , il est évident que, à partir de (3.56) l'erreur de poursuite  $e(p)$  converge exponentiellement à un ensemble  $\Omega_{e(p)}$  défini par  $\Omega_{e(p)} = \left\{e(p) \mid \|e(p)\| \leq \sqrt{\frac{2}{\gamma}\psi}\right\}$ . En

effet, il existe  $T$  tel que pour  $t > T$  :  $\|e(p)\| \leq \sqrt{\frac{2}{\gamma}}\Psi$ , ce qui implique que l'erreur de poursuite et sa dérivée convergent vers une région ajustable.

**Remarque 3.2:** La loi de commande utilisée ici est uniquement de type PID, sans ajout de terme de robustesse. Cependant, le terme de la loi d'adaptation  $k_0 \tanh\left(\frac{e(p)}{\varepsilon_0}\right)$  joue d'une certaine manière, le rôle du terme de robustesse. Par conséquent, l'augmentation de la valeur du gain  $k_0$  peut améliorer la robustesse de cette commande.

#### IV.4.3. La loi d'adaptation pour $c_{rd}$ :

En additionnant et soustrayant le terme  $g_1 V_{rd}^*$  au second terme de (3.10), on obtient :

$$\dot{e}(Q) = i_{rd}^{ref} - f_2(I_{rd}, I_{rq}) - g_1 V_{rd} + g_1 V_{rd}^* - g_1 V_{rd}^* \quad (IV.39)$$

En utilisant (3.11) et (3.22), alors (3.24) devient :

$$\dot{e}(Q) = -ke(Q) - k_0 \tanh\left(\frac{e(Q)}{\varepsilon_0}\right) + g_1 e_{V_{rd}} \quad (IV.40)$$

L'approche utilisée pour générer la loi d'adaptation du vecteur  $c_{rd}$  est basée sur la minimisation de la fonction de coût quadratique suivante :

$$J = \frac{1}{2} g_1 e_{V_{rd}}^2 \quad (IV.41)$$

En remplaçant (3.20) dans (3.26), il vient :

$$J = \frac{1}{2} g_1 (V_{rd}^* - W^T c_{rd})^2 \quad (IV.42)$$

Par application du gradient, on obtient :

$$\dot{c}_{rd} = -\eta_1 \nabla_c J \quad (IV.43)$$

avec :  $\eta_1$  une constante positive.

De l'équation (3.26) et (3.27), le terme de gradient  $\nabla_c J$  est défini par :

$$\nabla_c J = -W g_1 e_{V_{rd}} \quad (IV.44)$$

Par conséquent, (3.29) devient :

$$\dot{c}_{rd} = \eta W g_1 e_{V_{rd}} \quad (IV.45)$$

En remplaçant la valeur du terme  $g_1 e_{V_{rd}}$  déduite de (3.25),  $\dot{c}_{rd}$  devient :

$$\dot{c}_{rd} = \eta W \left( \dot{e}(Q) + ke(Q) - k_0 \tanh\left(\frac{e(Q)}{\varepsilon_0}\right) \right) \quad (IV.46)$$

Afin de garantir la bornitude des valeurs des éléments du vecteur des paramètres  $c_{rd}$  en présence de l'erreur d'approximation  $e_{V_{rd}}$  et améliorer les performances de robustesse, nous allons modifier la loi d'adaptation (3.30) par l'introduction d'un terme de type  $\sigma$ -modification comme suit (22) (23):

$$\dot{c}_{rd} = \eta W g_1 e_{V_{rd}} - \eta \sigma_d c_{rd} \quad (IV.47)$$

où  $\sigma_d$  est une constante positive.

#### IV.4.4. Analyse de la stabilité

**Théorème 3.2:** Considérons le système MADA (3.1) et supposons que les hypothèses considérées ici sont satisfaites, alors la loi de commande PID floue définie par (3.20) avec la loi d'adaptation (3.32) garantit que  $\tilde{c}_{rd} \in L_\infty$  et l'erreur de poursuite converge exponentiellement vers une région ajustable.

Pour la preuve du théorème 3.2 on peut utiliser les mêmes étapes dans la preuve précédente (preuve du théorème) avec le remplacement de  $V_1 = \frac{1}{2\eta} \tilde{c}_{rq}^T \tilde{c}_{rq}$  par  $V_1 = \frac{1}{2\eta} \tilde{c}_{rd}^T \tilde{c}_{rd}$  et

Le schéma bloc complet de la commande PID floue adaptative proposée est présenté par la Figure 3.1.

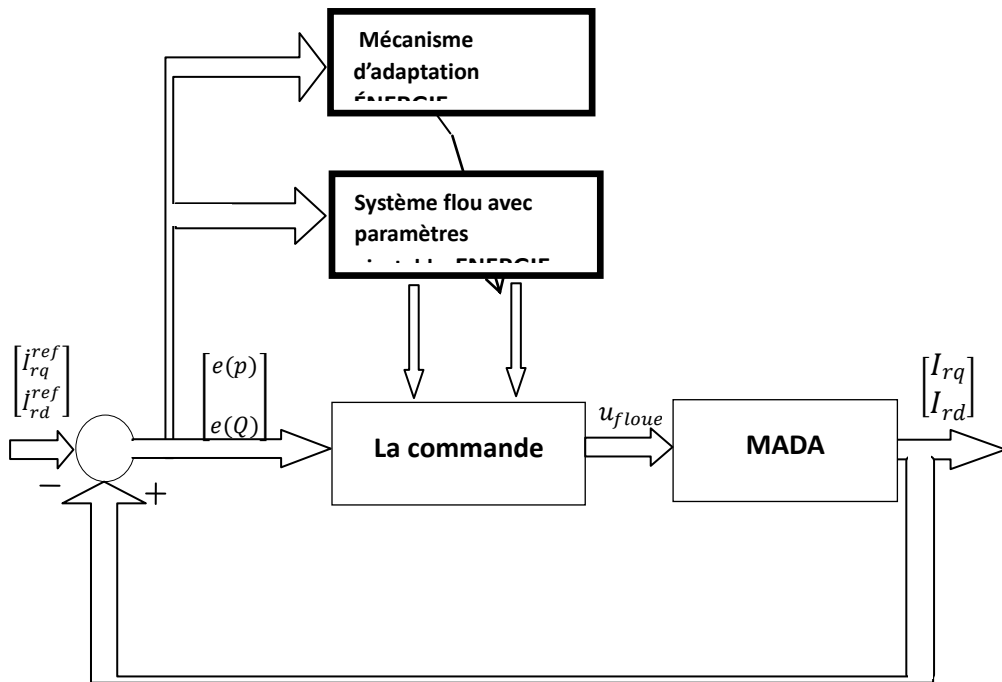


Figure IV- 2: Schéma de la commande floue adaptative.

## IV.5. Résultats de simulation

Pour le cas du système de conversion d'énergie éolienne basée sur la MADA à flux orienté, nous avons appliqué la commande adaptative proposée en basant sur des systèmes flous pour des vitesses fixe et variable. Notons que la machine est entraînée à vitesse fixe avec les conditions suivantes:

- Machine connectée au réseau.
- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 *tr/min*.
- Entre les instants  $t = 1sett = 3s$ : échelon négatif pour la puissance active ( $P_{sref}$  passe de 0 à - 3000W)

Les résultats de simulations sont présentés par les Figures (IV-16, IV-17, IV-18), où les Figures 4 présente l'évolution allures des puissances active et réactive générées par la MADA, tandis que la Figure 2.5 présente la trajectoire des courants statoriques et rotoriques.

Les résultats de simulation de la loi de commande proposée sont présentés par les Figure 3.9 à 3.14, et les résultats avec la loi de commande vectorielle sont présentés par les Figure 3.9 à 3.14.

Ces résultats montrent que les sorties du système de MADA  $I_{rq}$  et  $I_{rd}$  convergent vers leurs trajectoires désirées  $i_{rq}^{ref}$  et  $i_{rd}^{ref}$ , et que les gains de la commande sont bornés.

De plus, ces résultats, montrent clairement la supériorité de la commande floue adaptative par apport à la loi de commande vectorielle (la commande PID), à savoir :

- ✓ un temps de réponse plus faible dans le régime transitoire;
- ✓ un dépassement minimum des allures des puissances;
- ✓ moins d'oscillations et de perturbations des valeurs de puissances active et réactive qui regagnent rapidement leurs allures de références.

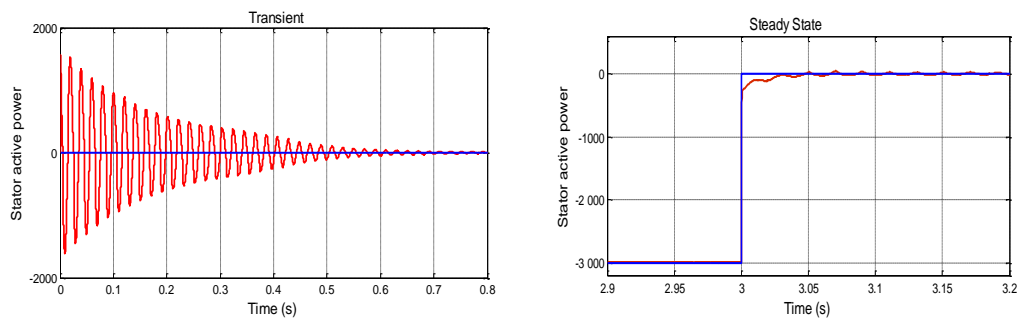
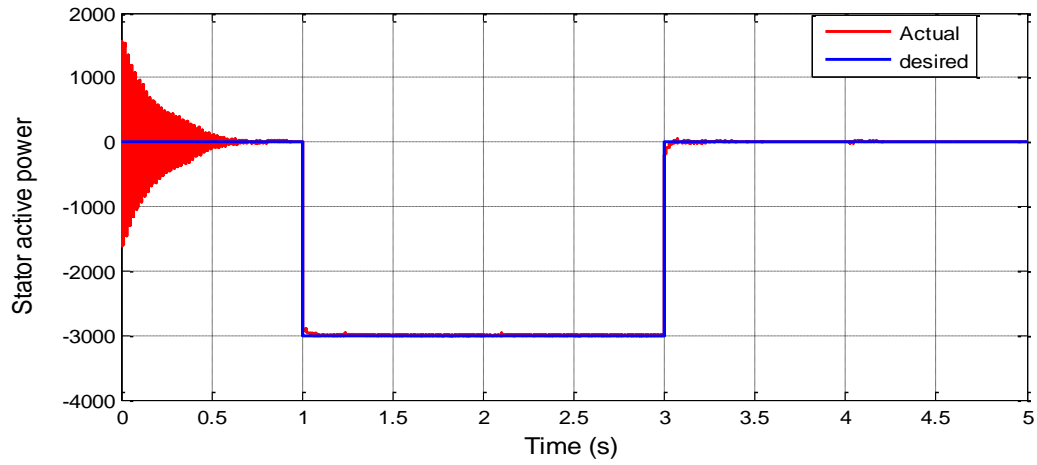
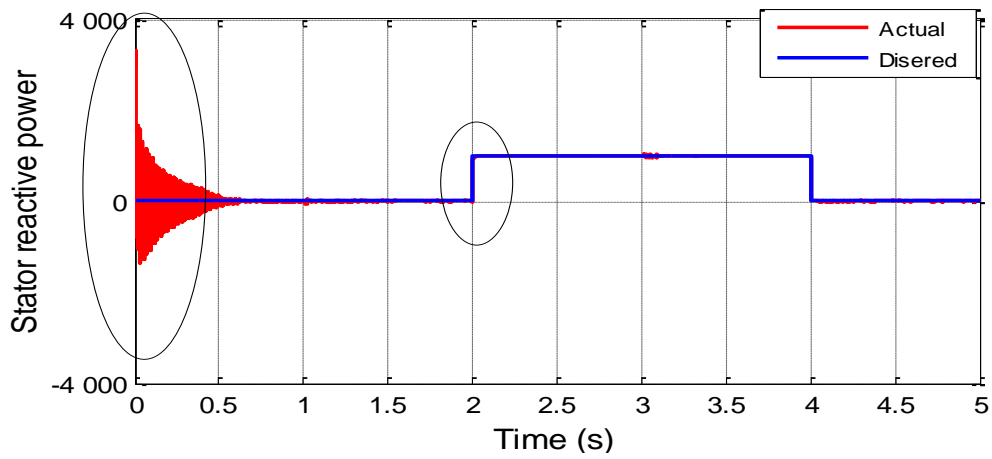


Figure IV- 3: Puissance active statorique pour la commande adaptative avec zoom.



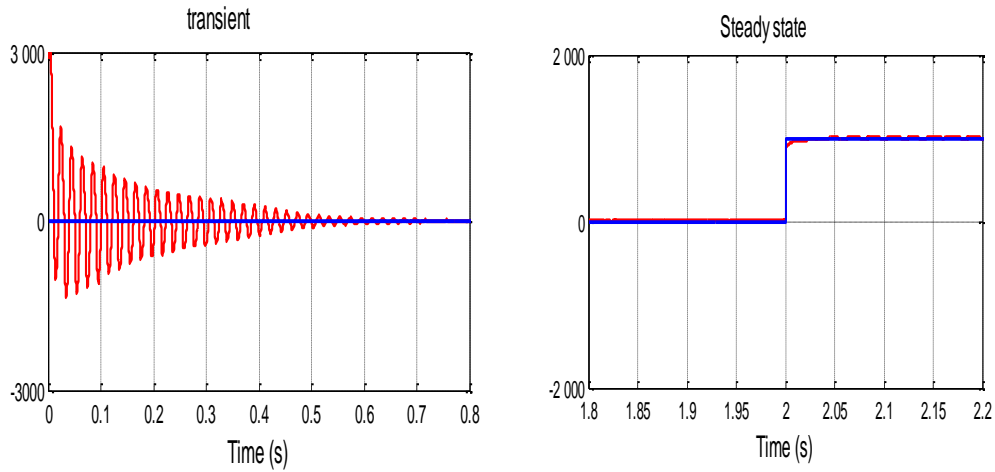


Figure IV- 4: Puissance réactive statorique pour la commande adaptative avec zoom.

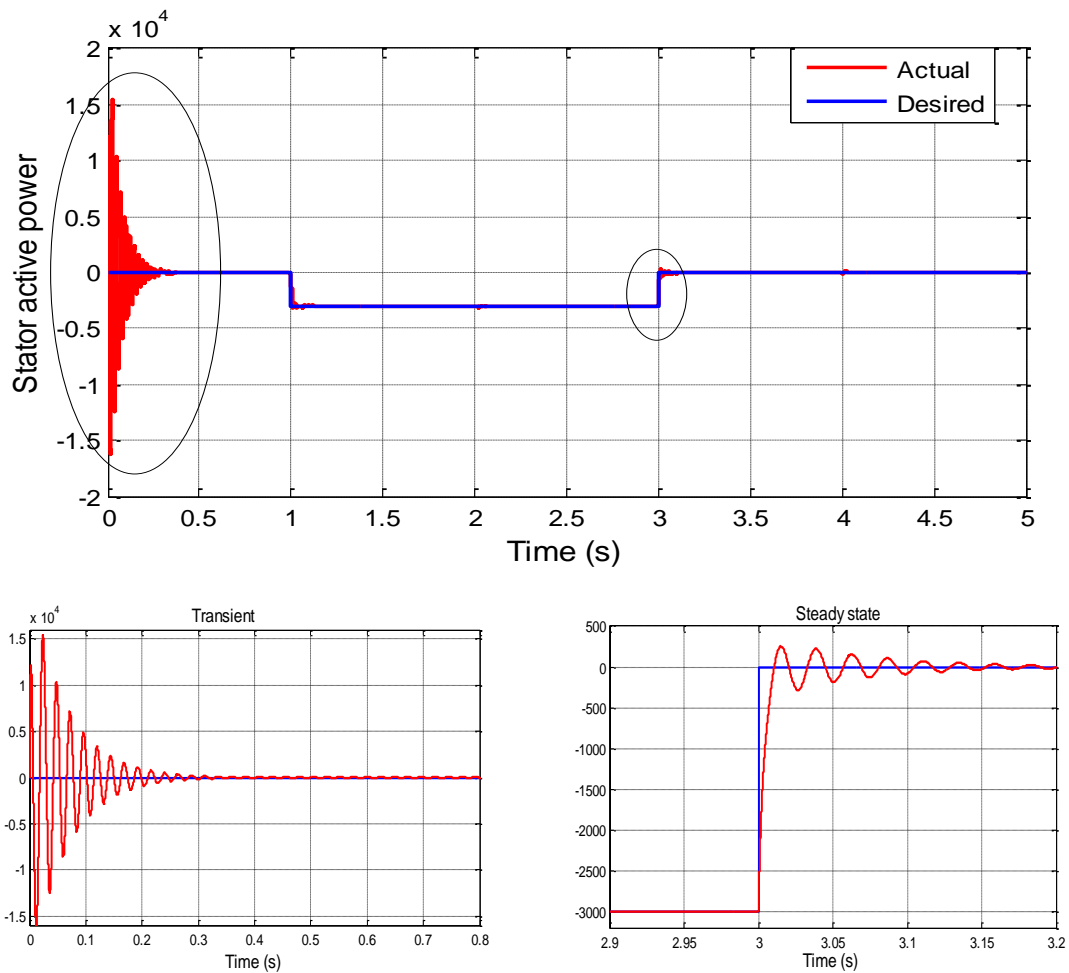


Figure IV- 5: Puissance active statorique pour la commande vectorielle avec zoom.

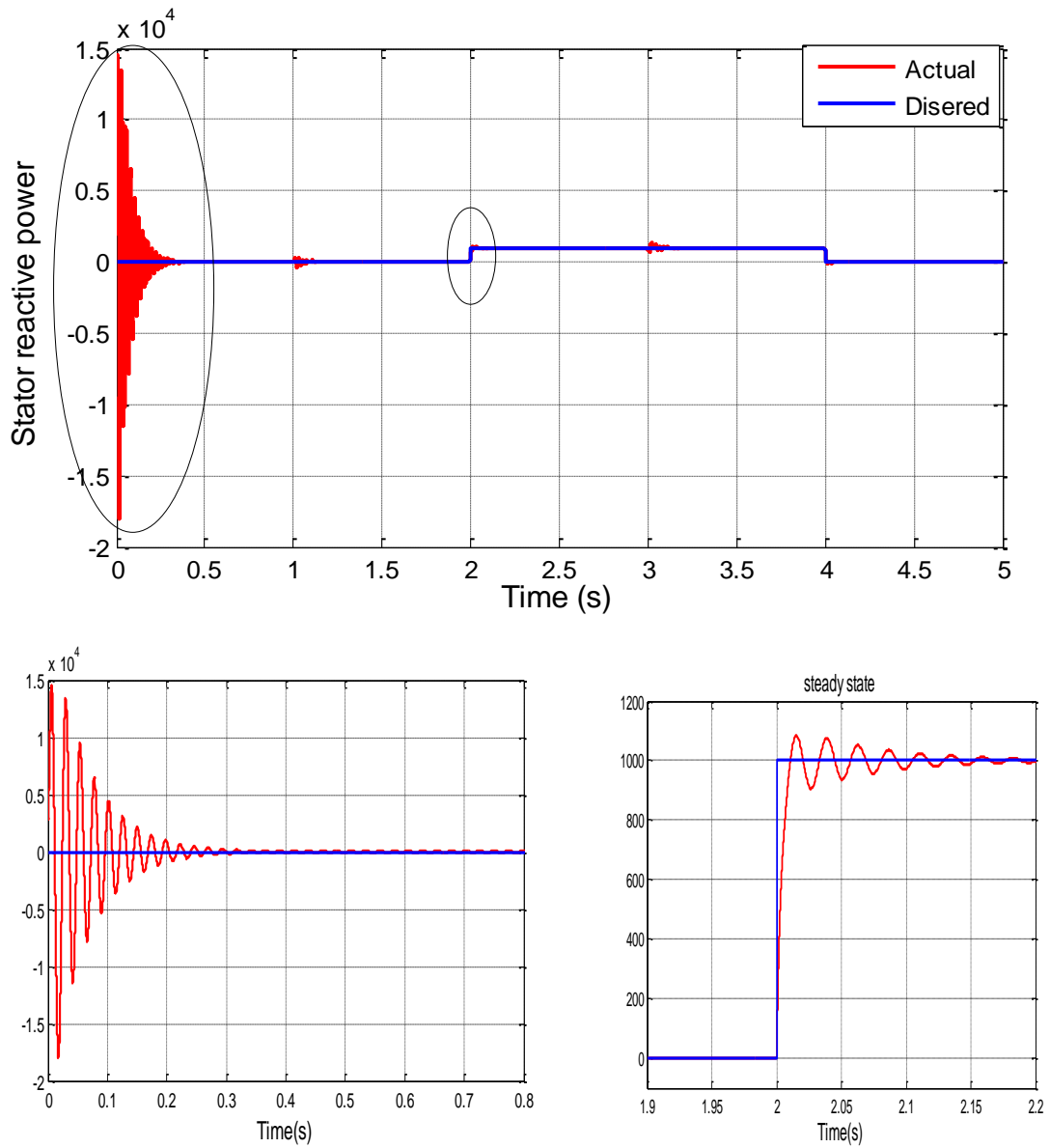


Figure IV- 6: Puissance réactive statorique pour la commande vectorielle avec zoom.

## IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, une approche commande floue adaptative est développée pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau. Le modèle dynamique de ce système est considéré de type non linéaires et incertain. Dans le schéma de commande proposé, des systèmes flous adaptatifs sont utilisés pour approcher la commande assurant les performances désirées du système global en boucle fermée.

A cet effet, une loi d'adaptation pour la mise à jour des paramètres des systèmes flous est proposée afin de minimiser l'erreur entre la loi de la commande PID et une loi de commande idéale inconnue. Pour compenser les erreurs d'approximation floue et améliorer les performances de robustesse, la loi d'adaptation est augmentée par un terme de type  $\sigma$ -modification. L'analyse de stabilité de Lyapunov prouve la convergence de l'erreur de poursuite vers une région acceptable et la bornitude de tous les signaux impliqués dans le système en boucle fermée. Les résultats de la simulation effectuée ont permis de valider l'analyse théorique. Et ils montrent bien que la commande floue adaptative est la commande la plus performante et la plus efficace sur le système de conversion d'énergie éolienne considéré.

# Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était de développer un schéma de commande vectorielle basant sur un système floue adaptative et combinant ainsi les avantages de la commande vectorielle classique et la commande adaptative à savoir la structure simple et les qualités de la robustesse et la stabilité de haut niveau.

Cela a permis de mieux contrôler la puissance générée c'est-à-dire (un rendement élevé du système et une qualité de production optimal), et pour une bonne intégration au réseau électrique d'obtenir.

Le premier chapitre présent l'état de l'art sur les principales sources renouvelables et l'énergie éolienne et les systèmes utilisés pour produire cette énergie. Ensuite, nous avons exposé une description générale de l'ensemble des éléments constituant du système utilisé dans cette mémoire.

Le deuxième chapitre présente une analyse des modèles mathématiques pour chaque composant de système éolienne utilisé dans cette mémoire, à savoir : la machine asynchrone double alimentation entraînée par une turbine à calage variable pour la maximisation et la limitation de la puissance extraite, qui est pilotée par le rotor via un onduleur et un bus continu placé en aval de ce convertisseur, dont la liaison au réseau est réalisée par un redresseur MLI qui permet le contrôle de bus continu avec régulation de facteur de puissance côté réseau.

Dans le troisième chapitre, une approche commande vectorielle PI est appliquée pour contrôler indépendamment de l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau, où nous détaillerons la loi de commande permettant un contrôle indépendant des puissances active et réactive. Enfin, et afin de valider la modélisation et la commande globale du système éolien, nous avons effectué des tests de simulation. Les résultats obtenus montrent clairement qu'en utilisant la régulation par le PI classique, on observe l'effet du couplage entre les deux puissances car un échelon imposé à l'une des deux puissances (active ou réactive) induit une perturbation des puissances par rapport à la valeur de référence et un temps de retour à l'état initial.

Dans le dernier chapitre, une approche commande floue adaptative est développée pour un

système éolien dont la dynamique est considérée inconnue et non linéaire. Dans ce schéma, des systèmes flous adaptatifs ont été utilisés pour approximer les lois optimales de la commande vis-à-vis un critère des performances du système bouclé, à savoir, la convergence de l'erreur de poursuite vers une région acceptable, et la bornitude de tous les signaux impliqués dans le système. A cet effet, une loi d'adaptation pour la mise à jour des paramètres des systèmes flous est proposée afin de minimiser l'erreur entre la loi de la commande proposée et une loi de commande idéale.

# BIBLIOGRAPHIE

1. *wikiversity*. [Online] sep<sup>^</sup>tembre 29, 2017. <https://fr.wikiversity.org/>.
2. **gicquel, renaud**. *direns mines paristech*. [Online] <https://direns.mines-paristech.fr/Sites/Thopt/fr/co/renouvelables.html>.
3. **Rouabhi, Riadh**. *Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse*. B A T N A : L ' U N I V E R S I T É B A T N A 2, 01 / 12 / 2016.
4. **Lucas, Adam**. *historique des systemes éoliennes*. s.l. : Brill Publishers, 2006.
5. **Merouane, Reouane**. *etat de lart sur eolienne*. oxford : University of Oxford , 2013.
6. **KENDOULI, F**. *Centrale éolienne et qualité de énergies électrique* . Constantine : Université Mentouri de Constantine, 2012.
7. **ALI, LABSI, KENIOUA, ABDELFETTAH and BENAMMAR, ANOUAR**. *Modélisation et Commande Floue*. El-oued : Université Hamma Lakhdar El-oued, 2020.
8. **Li, J. J. E. Slotine et W.** *Applied Nonlinear Control*. USA: Prentice-Hall, Englewoods Cliffs, New-Jersey : s.n., 1991.
9. **Venugopal, J. Seo et R.** *Feedback linearization based control of a rotational hydraulic drive*. s.l. : Control Engineering Practice, 2007. Vols. vol. 15, n° %112, pp. 1495-1507.
10. *An adaptive feedback control of linearizable chaotic systems*. **Feki, M.** 05, 2003, Chaos, Solitons &, Vol. 15, pp. 883-890.
11. *Adaptive feedback control for a class of chaotic systems*. **Hua, C, Guan, X and Shi, P.** 3, 2005, Chaos, Solitons & Fractals, Vol. 23, pp. 757-765.
12. *Nonlinear Control of Electronic Throttle Based on Backstepping Approach*. **Wan, J.** 1, 2016, American Journal of Electromagnetics and Applications, Vol. 6, pp. 1-7.
13. *Variable structure systems with sliding modes*. **Utkin, V.** 2, 1977, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, pp. 212-222.
14. *chattering problem in sliding mode control systems*. **Utkin, V and Lee, H.** Sardinia, Italy : s.n., 2006. International Workshop on Variable Structure Systems IFAC.
15. *Model predictive control of non-linear discrete time systems: a linear matrix inequality approach*. **Poursafar, N, Taghirad, H.D and Haeri, M.** 2010, IET Control Theory and Applications, Vol. 4, pp. 1922-1932.
16. *Robust model predictive control of a class of uncertain nonlinear systems with application to typical CSTR problems*. **Ghaffari, V, Safavi, A.A and Naghavi, S.** 2013, Journal of Process Control, Vol. 23, pp. 493-499.
17. *Lyapunov-stable discrete-time model reference adaptive control*. **Akhtar, S and Bernstein, D.S.** 2005, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 19, pp. 745–767.

18. **Labioud, S.** *Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires*. Alger : Thèse de doctorat ENP, 2004.
19. **Chang, C.** *Adaptive fuzzy-based tracking control for nonlinear SISO systems via VSS and H<sub>∞</sub> approaches*, s.l. : IEEE Trans, 2001. pp. 278-292. Vol. vol. 9.
20. **Wang, L.X.** *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis*. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice-Hall , 1994.
21. *Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Squares Learning*. **Wang, L-X and Mendel, Jerry M.** 5, 1992, IEEE transactions on Neural Networks, Vol. 3, pp. 807-814.
22. **I. Mizumoto, D. Ikeda, H. Tadashi et Z. Iwai.** Design of discrete time adaptive PID control systems with parallel feedforward compensator. s.l. : Control Engineering Practice, 2010. Vols. vol. 18, n° 12, pp. 168-176.
23. *Adaptive PID formation control of nonholonomic robots without leader's velocity information*. **Shen, Dongbin, Sun, Weijie and Sun, Zhendong.** 2, 2014, ISA Transactions, Vol. 53, pp. 474-480.
24. **Ioannou, PA and Sun, J.** *Robust adaptive control*. Englewood Cliffs : Prentice Hall, 1996.
25. **Boumaraf, F.** *Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence*. Batna : Université de Batna, 24 Juin 2014.
26. *Adaptive fuzzy pid control for a class of uncertain mimo nonlinear systems with dead-zone inputs' nonlinearities*. **Cherrat, Nidhal, Boubertakh, Hamid and Arioui, Hichem.** 1, 2018, Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, Vol. 42, pp. 1-19.
27. *A stable self-tuning proportional-integral-derivative controller for a class of multi-input multi-output nonlinear systems*. **Boubakir, Ahsene, Salim, Labiod and Boudjema, Fares.** 2, 2011, Journal of Vibration and Control, Vol. 18, pp. 228-239.
28. **Khalil, HK.** *Nonlinear Systems, 2nd edn*. s.l. : Prentice-Hall , EnglewoodCliffs, 1996.
29. *Adaptive tracking control of uncertain MIMO nonlinear systems based on generalized fuzzy hyperbolic model*. **Cui, Yang, Zhang, Huaguang and Wang, Yingchun.** 2017, Fuzzy Sets Systems, Vol. 306, pp. 105-117.
30. **Boukroune, Abdesslem.** *Commande floue adaptative avec et sans observateur des systemes non lineaires incertains*. Alger : thèse de doctorat ENP, 2009.
31. **Passino, V. Gazi et K.** Direct adaptive control using dynamic structure fuzzy systems, s.l. : the 2000 American Control Conference, 2000.
32. **Passino, J. Spooner et K.** *Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks*. s.l. : IEEE Trans. Fuzzy Syst, 1996. pp. 339-359.
33. **C.-H. Wang, H.-L. Liu et T.-C. Lin.** *Direct Adaptive Fuzzy-Neural Control With State Observer and Supervisory Controller for Unknown Nonlinear Dynamical Systems*. s.l. : IEEE Trans. Fuzzy Syst, 2002. pp. 39-49. Vols. vol. 10, n° 11.

## Résumé

Le travail de ce mémoire s'inscrit dans le contexte d'améliorer de la commande du système éolien à base d'une machine asynchrone à double alimentation MADA, dans ce schéma, la machine entraînée par une turbine à calage variable des pales, et pilotée à travers les variables rotoriques par deux convertisseurs bidirectionnels. Le schéma de commande proposée utilise des systèmes flous pour estimer en ligne la loi de commande optimale qui assure les performances désirées.

Premièrement, Un schéma de commande vectorielle à base d'un régulateur PI pour un système d'éolien avec une dynamique complètement connu a été appliqué. Dans cette approche, la technique de contrôler indépendamment des puissances active et réactive générées avec orientation du repère ( $d-q$ ) suivant le flux statorique est utilisée.

Ensuite l'étude a été menée en introduisant des techniques de commande adaptative dans le cas où le modèle dynamique d'éolien est supposé incertain. L'accent est mis sur la conception de contrôleurs non linéaires basés sur l'hybridation des deux techniques non linéaires de contrôle ; à savoir l'adaptative et la logique floue, afin d'améliorer les performances du système de production d'énergie et de résoudre le problème de la méconnaissance de la dynamique de l'éolien.

### Mots clés:

Système éolienne- MADA- Convertisseurs bidirectionnels-systèmes flous- commande adaptative.

### Abstract

The work of this memoire falls within the context of improving the control of the wind power system based on a double-fed asynchronous machine DFIG, in this scheme, the machine driven by a turbine with variable pitch of the blades, and controlled at through the rotor variables by two bidirectional converters. The proposed control scheme uses fuzzy systems to estimate online the optimal control law which can ensures the desired performance.

Firstly, a vector control scheme based on a PI regulator for a wind system with its dynamics is completely known has been applied. In this approach, the technique of independently controlling the active and reactive powers generated with orientation of the reference ( $d-q$ ) depending on the stator flux is used.

Then the study was conducted by introducing adaptive control techniques in the case where the dynamic of the wind system is assumed to be completely uncertain. the design of this nonlinear controller is based on the hybridization of the two nonlinear control techniques; namely adaptive and fuzzy logic, in order to improve the performance of the energy production system and to solve the problem of ignorance of the dynamics of wind energy.

### Key words:

Wind system - DFIG - bidirectional converter - Fuzzy system- adaptive control.