

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHESCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE : TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT:GENIE ELECTRIQUE**

N° : .....



**DOMAINE:SCIEINCES ET TCHNOLOGE**

**FILIERE : ENERGIES RENOUVELABLES**

**OPTION: ENERGIES RENOUVELABLES**

**EN ELECTROTECHNIQUE**

**Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de**

**Master Académique**

**Par : Hadjal abdelkader  
Siouani salah eddine**

**Intitulé**

**Conception d'une loi de commande robuste  
pour un système éolien à base d'une machine  
asynchrone à double alimentation**

**Soutenu devant le jury composé de :**

Mr.	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Président
Mr. ROUABHI Riyadh	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Rapporteur
Mr. HERIZI Abdelghafour	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Rapporteur
Mr.	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019/ 2020**

# *Remerciement*

*Nous remercions dieu de nous avoir donné la force pour accomplir ce travail.*

*Nous remercions notre encadreur*

*Mr: R.ROUABHI pour son aide, son encouragement et sa patience.*

*Et nous n'oublions pas tous les enseignants de département Génie électronique.*

*J'adresse aussi mes remerciements à tous les amis et collègues surtout ceux qui m'ont apporté un soutien moral, patience et une amitié inoubliable.*

*Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans remercier les parents, qui m'ont accompagné tout au long de mes études par leur amour inconditionnel et leur soutien constant.*

# **SOMMAIRE**

SOMMAIRE .....	I
LISTE DES FIGURES .....	II
LISTE DES SYMBOLES .....	III
INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	VI

**CHAPITRE I : GENERALITE SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE  
ÉOLIENNE.**

I.1. Introduction.....	2
I.2. Définition de l'énergie éolienne.....	2
I.3. Principaux composants d'une éolienne.....	3
I.4. les différents types d'éolienne.....	3
I.4.1. <i>EOLIENNES AAXE VERTICAL</i> .....	3
I.4.1.1. Avantages.....	4
I.4.1.2. Inconvénient.....	4
I.4.2. <i>EOLIENNES AAXE HORIZONTAL</i> .....	5
I.4.2.1. Avantages.....	5
I.4.2.2. Inconvénient.....	5
I.5. Principe de fonctionnement d'une éolienne.....	6
I.6. Les applications des éoliennes.....	6
I.7. Classement des éoliennes.....	7
<i>LES EOLIENNES AVITESSE FIXE</i> .....	7
<i>LES EOLIENNES AVITESSE VARIABLE</i> .....	8
I.8. Avantages et Inconvénients de l'Energie Eolienne.....	8
<i>AVANTAGES</i> .....	8
<i>INCONVENIENTS</i> .....	9
I.9. Machines électriques utilisées dans less ystèmes éoliens.....	9
<i>SYSTEMES NON COUPLES AURESEAU ALTERNATIF</i> .....	9
<i>SYSTEMES COUPLES AURESEAU ALTERNATIF</i> .....	10
I.9.1.1. Machine synchrone.....	10
I.9.2.2. Machine asynchrone.....	10
I.9.2.2.1. Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	11
I.9.2.2.2. Machine asynchrone à double stator.....	12

I.9.2.2.3.	Machine asynchrone à double alimentation: .....	12
I.9.2.2.3.1.	Fonctionnement de la MADA .....	12
I.9.2.2.3.2.	Mode de fonctionnement de MADA .....	13
I.9.2.2.3.2.1	Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.....	13
I.9.2.2.3.2.2	Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone.....	14
I.9.2.2.3.2.3	Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone .....	14
I.9.2.2.3.2.4.	Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone .....	14
I.9.2.2.3.3.	Les avantages et l'inconvénient du MADA .....	15
I.9.2.2.3.3.1.	les avantages .....	15
I.9.2.2.3.3.2.	les Inconvénients .....	16
I.10.	Conclusion .....	16

**CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION ET DE SA COMMANDE VECTORIELLE.**

<i>II.1</i>	<i>INTRODUCTION .....</i>	<i>19</i>
<i>II.2</i>	<i>MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION .....</i>	<i>19</i>
II.2.1	Hypothèses simplificatrices .....	19
II.2.2	Equations mathématiques de la MADA dans le repère (abc) .....	20
II.2.2.1	Equations électriques.....	20
II.2.2.2	Equations magnétiques.....	20
II.2.2.3	Equations mécaniques .....	21
II.2.3	Transformation de Park.....	22
II.2.4	Equations mathématiques de la MADA dans le repère (dq).....	22
II.2.4.1	Equations électriques.....	23
II.2.4.2	Equations magnétiques.....	24
II.2.4.3	Equation du couple électromagnétique.....	24
II.2.5	Choix de repère de référence de Park .....	24
II.2.6	Modèle d'état de la MADA .....	25
<i>II.3</i>	<i>MODELISATION ET COMMANDE DU CONVERTISSEUR COTE MACHINE.....</i>	<i>25</i>
II.3.1	Modélisation du convertisseur côté machine .....	25
II.3.2	Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	27
<i>II.4</i>	<i>COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE .....</i>	<i>28</i>
II.4.1	Principe de la commande vectoriel .....	28
II.4.2	Modele de la mada a flux statorique oriente .....	29
II.4.3	Commande indirecte sans boucle de puissance.....	31
II.4.4	Résultats de simulation numérique du système .....	32

II.4.5 Interprétation des résultats .....	32
II.5 CONCLUSION .....	33

### CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT ET MODE GLISSANT SUPERIEUR DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

III.1 COMMANDE PAR MODE GLISSANT DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.....	35
III.2 CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	35
III.2.1 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENT.....	36
III.2.1.1 REGIME GLISSANT IDEAL.....	37
III.2.1.2 REGIME GLISSANT REEL.....	37
III.2.2 CONDITIONS D'EXISTENCE ET DE CONVERGENCE DU REGIME GLISSANT.....	37
III.2.2.1 APPROCHE DIRECTE.....	37
III.2.2.2 APPROCHE DE LYAPUNOV.....	37
III.2.3 DETERMINATION DE LA LOI DE COMMANDE.....	38
III.3 ELIMINATION DU PHENOMENE DU BROUITEMENT (CHATTERING).....	39
III.3.1 PROPOSITION DE SLOTINE.....	40
III.3.2 PROPOSITION DE HARSHIMA.....	40
III.4 DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT.....	41
III.4.1 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE.....	41
III.4.2 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE REACTION D'ETAT.....	42
III.4.3 STRUCTURE DE REGULATION AVEC AJOUT DE LA COMMANDE EQUIVALENTE.....	42
III.5 APPLICATIONS DE LA COMMANDE MODE GLISSANT A LA MADA.....	43
III.5.1 MODELE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION GADA.....	43
III.5.2 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENTS.....	44
III.5.3 CONDITIONS DE CONVERGENCES.....	44
III.5.4 LOI DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	44
III.5.4.1. Contrôle de la puissance active.....	44
III.5.4.2. Contrôle de la puissance réactive.....	45
III.6 RESULTATS DE SIMULATION POUR LES DEUX COMMANDES VECTORIELLE ET MODE GLISSANT.....	46
III.6.1. RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME POUR UNE VITESSE FIXE.....	46
III.6.2 INTERPRETATION DES RESULTATS.....	47
III.6.3. RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME GLOBALE.....	48
III.6.4 INTERPRETATION DES RESULTATS.....	51
III.7. MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR.....	52
III.7.1. PRINCIPE.....	52
III.7.2. AVANTAGES.....	52
III.7.3. INCONVENIENTS DES COMMANDES A REGIMES GLISSANTS D'ORDRE SUPERIEUR.....	52
III.7.4. CONCEPTS DE BASE DES COMMANDES PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE SUPERIEUR.....	53
III.7.5. COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX.....	53
III.7.6. EXEMPLES DE COMMANDES PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE 2.....	54
III.7.7. ALGORITHME DU SUPER-TWISTING.....	54

<i>III.7.8. APPLICATION DU MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX AU CONTROLE DE GADA.....</i>	<i>55</i>
<i>III.7.8.1. CONTROLE DES PUISSANCES STATORIQUE ACTIVE ET REACTIVE.....</i>	<i>55</i>
<i>III.7.8.2. SURFACE DE REGULATION DE LA PUISSANCE ACTIVE STATORIQUE <math>P_s</math>.....</i>	<i>55</i>
<i>III.7.8.3. SURFACE DE REGULATION DE LA PUISSANCE REACTIVE STATORIQUE <math>Q_s</math>.....</i>	<i>56</i>
<i>III.8. RESULTATS DE SIMULATION.....</i>	<i>57</i>
<i>III.9. CONCLUSION.....</i>	<i>59</i>

# **LISTE DES FIGURES**

**CHAPITRE I : GENERALITE SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE.**

Figure I. 1: Conversion de l'énergie cinétique du vent.....2

Figure I. 2: Principaux composants d'une éolienne.....3

Figure I.3: Eoliennes à axe Vertical.....4

Figure I. 4: Eoliennes à axe horizontal.....5

Figure I. 5: éolienne à vitesse fixe .....7

Figure I. 6: Aérogénérateur à génératrice asynchrone à cage .....10

Figure I.7: Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à fréquence variable.....12

Figure I. 8: Machine asynchrone à double stator.....12

Figure I. 9: Structure du stator et du rotor de la MADA.....13

Figure I. 10: Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone .....14

Figure I. 11: Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....15

Figure I. 12: Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....15

Figure I. 13: Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone .....16

**CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION ET DE SA COMMANDE VECTORIELLE.**

Figure II.1: Passage du triphasé au biphasé et l'inverse.....22

Figure II-2 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....26

Figure II-3 : Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse.....28

Figure II-4 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte sans boucle de puissance .....31

Figure II-5 : Puissance active pour la commande vectorielle.....32

Figure II-6 : puissance réactive pour la commande vectorielle .....32

*CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT ET MODE GLISSANT SUPERIEUR DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE*

Figure III-1 : L'opérateur ET, OU, NON.....35

Figure III-2 : Structure de base d'un régulateur floue.....37

Figure III-3 : Représentation schématique représente la différence entre singleton .....38

Figure III-4 : Schéma bloc de la structure de commande logique floue type-1 .....39

Figure III-5 : Puissance active pour la commande par logique floue type1 .....40

Figure III-6 : puissance réactive pour la commande par logique floue type1 .....41

Figure III-7 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien .....41

## LISTE DES FIGURES

Figure III-8 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle .....	42
Figure III-9 : Vue approfondie d'un ensemble flou type-2 intervalle.....	42
Figure III-10 : Structure d'un système flou type-2. (RLF) .....	43
Figure III-11 : Schéma bloc de la structure de commande logique floue type-2.....	46
Figure III-12 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse à gain de commande fixe .....	47
Figure III-13 : Puissance active pour la commande par logique floue type2 .....	47
Figure III-14 : puissance réactive pour la commande par logique floue type2.....	49
Figure III-15 : Puissance active pour les trois commandes (A, B, C) avec un zoom.....	49
Figure III-16 : Puissance réactive pour les trois commandes (D, E, F) avec un zoom .....	49
Figure III-17 : Composantes du courant statoriques contrôle par mode glissant avec un zoom .....	50
Figure III-18 : Composantes du courant rotoriques pour Contrôle par mode glissant avec un zoom..	50
Figure III-19 : Tension du bus continu.....	50
Figure III-20 : Courant et tension de phase de ligne.....	51
Figure III 21 : Trajectoire de l'algorithme Super-Twisting dans le plan.....	55
Figure III 22 : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant d'ordre Supérieur.....	57
Figure III 23 : Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur glissant d'ordre supérieur, avec onduleur (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).....	59

# **LISTE DES TABLEAUX**

**CHAPITRE I : GENERALITE SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE EOLIENNE.**

**Tableau 1.1 :** Synthèse du marché éolien par grandes zones géographiques en 2017 et 2018.

**CHAPITRE III : COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE 1 ET LA LOGIQUE FLOUE TYPE 2 DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE.**

**Tableau III.1 :** tableau qui explique les bases de règles de la commande logique floue type-1

**Tableau. III.1 :** tableau qui explique les bases de règles de la commande logique floue type-2

**Tableau. III.2:** Étude comparative des commandes développées pour le système considéré.

# **LISTE DES SYMBOLES**

## LISTE DES SYMBOLES

$MADA$	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
$MAS$	: Machine Asynchrone
$MLI$	: modulation de largeur d'impulsion
$f_r$	: Fréquence des grandeurs rotoriques
$f_s$	: Fréquence des grandeurs statoriques
$f_e$	: Fréquence de la porteuse
$a, b, c$	: Indices correspondants aux trois phases a, b, c
$max, min$	: Valeur maximale (minimale)
$s, r$	: Indices du stator, du rotor
$d, q$	: Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
$R_s, R_r$	: Résistances statorique et rotorique
$L_s, L_r$	: Inductances propre statorique et rotorique
$T_r, T_s$	: Constantes de temps rotorique et statorique
$M_{sr}$	: Inductance mutuelle stator- rotor
$M_{rs}$	: Inductance mutuelle rotor – stator
$M_s$	: Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
$M_r$	: Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
$\Phi_s, \Phi_r$	: Respectivement flux statorique et rotorique
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	: Les flux statoriques direct et en quadrature
$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	: Les flux rotoriques direct et en quadrature
$I_s, I_r$	: Les courants de phase statorique et rotorique
$I_{sd}, I_{sq}$	: Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
$I_{rd}, I_{rq}$	: Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
$V_s, V_r$	: Tensions simples respectivement statorique et rotorique
$V_{sd}, V_{sq}$	: Les tensions statoriques directe et en quadrature
$V_{rd}, V_{rq}$	: Les tensions rotoriques directe et en quadrature
$\theta_s, \theta_r$	: Angles électriques statorique et rotorique
$W_s, W_r$	: Pulsations statorique et rotorique
$W_m$	: Pulsation mécanique

## LISTE DES SYMBOLES

$P$	: Nombre de paires de poles
$g$	: Glissement
$P_s$	: Puissance active statorique
$P_r$	: Puissance active rotorique
$Q_s$	: Puissance réactive statorique
$Q_r$	: Puissance réactive rotorique
$c_{em}$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple résistant
$PI$	: Proportionnel – Intégrale.
$K_p$	: Gain de l'action proportionnel du régulateur PI
$K_i$	: Gain de l'action intégrale du régulateur PI
$t$	: Variable de temps
$e$	: Erreur de poursuite
$\dot{x}$	: La dérivée de la variable $x$ par rapport au temps
$V.C$	: Vecteur Control

**INTRODUCTION**

**GÉNÉRALE**

### Introduction générale

L'énergie électrique est un élément crucial de tout développement socio-économique.

Elle est devenu un besoin très importants que nous ne pouvons pas vivre sans.

La croissance de la demande des énergies électrique est devenue très importante vu l'ampleur de l'industrialisation de ces dernières décennies. Face à cela et avec la diminution du stock mondial en hydrocarbure et surtout la crainte d'une pollution de plus en plus envahissante et destructif pour l'environnement, les pays industrialisés ont massivement fait recours aux centrales nucléaires.[1].

Face à ce dilemme, il s'avère nécessaire de faire appel à des sources d'énergie nouvelles qui seront sans conséquence pour l'homme et l'environnement. Les énergies éoliennes peuvent contribuer avec une part significative aux nouvelles sources d'énergie n'émettant pas de gaz à effet de serre[2].

Le développement des éoliennes présente un grand investissement dans le domaine de la recherche technologique. Ces systèmes qui produisent de l'énergie électrique à partir du vent peuvent constituer une alternative technologique et économique aux différentes sources d'énergies épuisables.

L'énergie éolienne peut être utilisée de plusieurs manières soit par la conservation de l'énergie mécanique : le vent est alors utilisé pour faire avancer un véhicule (Navire à voile ou char à voile), pour pomper de l'eau (moulins de Majorque, éoliennes de pompage pour irriguer ou abreuver le bétail) ou pour faire tourner la meule d'un moulin. Soit par la transformation en force motrice (pompage de liquides, compression de fluides, etc.). Ou encore par la production d'énergie électrique, l'éolienne est alors couplée à un générateur électrique pour débutée du courant continu ou alternatif[3].

Dans le domaine des entraînements des grandes puissances, il utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et « double feed asynchrones machine » (DFAM) en Anglais [2].

Aujourd'hui, le développement et la multiplication des éoliennes ont conduit les chercheurs en Génie Electrique à mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie. C'est dans ce cadre que le

présent mémoire que nous vous présentons décrit une étude sur l'utilisation des machines MADA dans un système éolien. Le premier chapitre est consacré à la description du système éolien et les différents types de génératrices utilisées.

Le second chapitre présente une étude sur la modélisation et simulation de système de conversion (turbine et la génératrice asynchrone à double alimentation) et vectorielle en puissances active et réactive à travers les équations électriques, de tension et flux l'équation mécanique du couple à l'aide de la transformation de Park et certaines hypothèses.

Le troisième chapitre est consacré à l'utilisation de commande par mode glissant et mode glissant supérieur en puissances active et réactive statorique. Ainsi que des résultats obtenus par simulation.

# **CHAPITRE I**

## **GENERALITE SUR LES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE ÉOLIENNE**

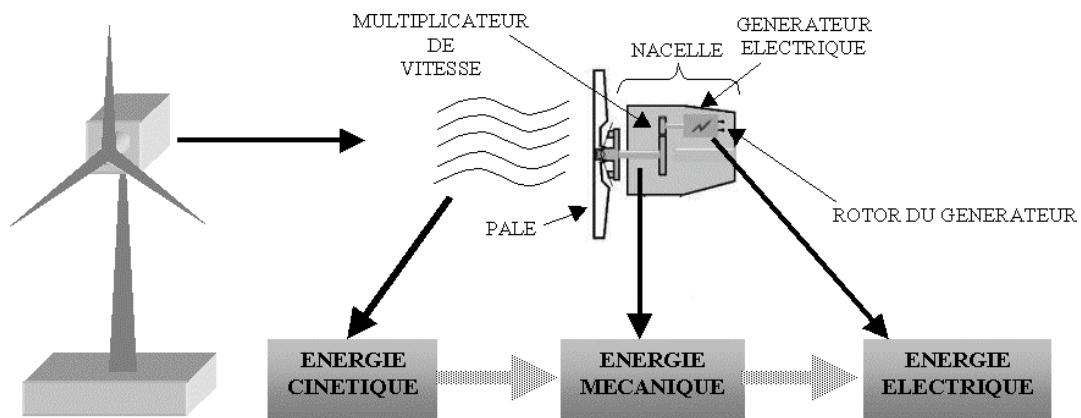
### **I.1. Introduction :**

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, 'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif et est géographiquement diffuse , L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production d'électricité décentralisée proposant une alternative viable à l'énergie nucléaire sans pour autant prétendre la remplacer C'est l'un des nouveaux moyens de produire de l'électricité décentralisée qui offre une alternative viable à l'énergie nucléaire sans nécessiter de remplacement.[4][5]

C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent, la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones.[5]

### **I.2. Définition de l'énergie éolienne:**

L'énergie éolienne désigne l'énergie cinétique véhiculée par les masses d'air, c'est-à-dire par les vents, autour de notre planète.

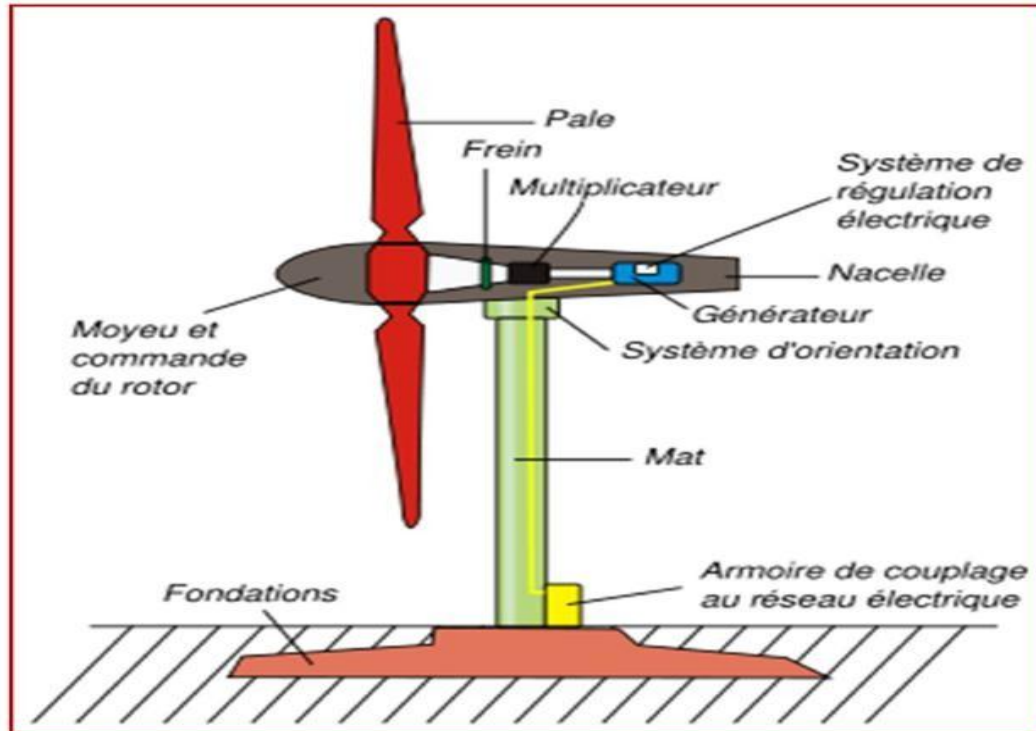


Une éolienne est une machine permettant de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique de type éolienne. Cette énergie mécanique éolienne a été utilisée au cours des âges pour pomper l'eau ou moulin le grain. Les machines actuelles sont utilisées pour produire de l'électricité de type éolienne, (Figure I.1),[1].

**Figure I.1:** Conversion de l'énergie cinétique du vent. [1] [4]

### I.3. Principaux composants d'une éolienne:

Une éolienne est généralement constituée de trois éléments principaux : Le mât, la nacelle et le rotor qui sont illustrés dans la figure I.2[1].



**Figure I.2:** Principaux composants d'une éolienne. [5]

### I.4. les différents types d'éoliennes :

Du point de vue structure, on distingue deux grands types d'éoliennes qui sont celles à axe vertical et celles à axe horizontal [4] [6]

#### I.4.1 Eoliennes à axe vertical :

Elles sont appelées éoliennes à axe vertical car l'axe de rotation du rotor est vertical et perpendiculaire à la direction du vent. Elles sont les premières structures développées pour produire de l'électricité [6]. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol donc facilement accessibles [5].



a- Eolienne de type Savonius

b- Eolienne de type Darrieus

**Figure I.3:** Eoliennes à axe Vertical [6].

#### **I.4.1.1. Avantages:**

- La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande directement au sol.
- Son axe vertical possède une symétrie de révolution ce qui permet de fonctionner quel que soit la direction du vent sans avoir à orienter le rotor.
- Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien [4].

#### **I.4.1.2. Inconvénient:**

- Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal.
- La conception verticale de ce type d'éolienne impose qu'elle fonctionne avec un vent proche du sol, donc moins fort car freiné par le relief.
- Leur implantation au sol exige l'utilisation des tirants qui doivent passer au-dessus des pales, donc occupe une surface plus importante que l'éolienne à tour [4]

### **I.4.2 Eoliennes à axe horizontal :**

Elles sont appelées éoliennes à axe horizontal car l'axe de rotation du rotor est horizontal, parallèle à la direction de vent. Elles sont de conception simple, comportent généralement des hélices à deux ou trois pales, ou des hélices multiples pour le pompage de l'eau. Il existe des éoliennes à axe horizontal à marche lente et à marche rapide [6].



**Figure I.4:** Eoliennes à axe horizontal.

#### **I.4.2.1. Avantages:**

- Une très faible emprise au sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- Cette structure capte le vent en hauteur, donc plus fort et plus régulier qu'au voisinage du sol.
- Le générateur et les appareils de commande sont dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage [4].

#### **I.4.2.2. Inconvénient:**

- Coût de construction très élevé.
- L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident.

Malgré ses inconvénients, cette structure est la plus utilisée de nos jours. Cependant, les structures à axe vertical sont encore utilisées pour la production d'électricité dans les zones isolées. Elles sont de faible puissance destinées à des utilisations permanentes comme la charge des batteries par exemple [4].

### **I.5. Principe de fonctionnement d'une éolienne:**

Le vent, une des premières ressources naturelles, utilisée pour faciliter la vie au quotidien de l'homme. Maîtriser la force du vent, permet aujourd'hui de produire de l'électricité, grâce à l'énergie éolienne.

Le principe est le même que celui d'une bonne dynamo de vélo. Les pâles, elles-mêmes couplées à un rotor et à une génératrice, tournent grâce au vent et entraîne la génératrice qui produit l'électricité. L'éolienne est donc ni plus ni moins qu'un aérogénérateur, s'inspirant du procédé des moulins à vent.

L'éolienne est généralement composée de trois pales, qui sont portées par un rotor et fixées en haut d'un mat. C'est un moteur électrique qui permettra d'orienter les pales de manière à ce qu'elles se trouvent continuellement face au vent.

Le mouvement des pales transforme l'énergie cinétique (énergie que possède un corps par son mouvement et s'exprime en joule) du vent en énergie mécanique (quantité d'énergie emmagasinée). La vitesse de rotation se trouve être en fonction de la taille des pales. Plus les pales sont petites et plus elles tournent rapidement. En moyenne on peut dire qu'elles tournent entre 10 et 25 tours/minutes.

Le rôle du générateur est ensuite de transformer cette énergie mécanique, en énergie électrique pour les besoins de l'homme. Les besoins d'un générateur sont d'environ 1000 à 2000 tours/minutes afin de produire une quantité d'électricité idéale. C'est la raison pour laquelle un multiplicateur est utilisé afin d'accélérer le mouvement des pales [7].

### **I.6. Les applications des éoliennes:**

L'intérêt d'une éolienne se justifie par la possibilité qu'elle apporte de récupérer l'énergie cinétique présente dans le vent. Cette énergie est transformée en énergie mécanique de rotation (tenant compte bien entendu du rendement de la machine). Cette énergie mécanique peut être exploitée principalement de deux manières :

- Soit directement pour entraîner par exemple une pompe de relevage d'eau;
- Soit pour entraîner une génératrice électrique. Dans le cas de production d'énergie électrique, on peut distinguer deux types de configuration [4]:

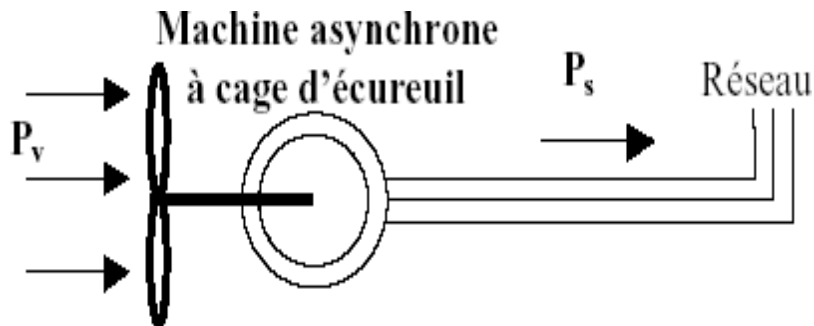
L'énergie est stockée dans des accumulateurs en vue de son utilisation ultérieure

### **I.7. Classement des éoliennes:**

La configuration électrique d'un aérogénérateur a une grande influence sur son fonctionnement. Le fait qu'une éolienne fonctionne à vitesse fixe ou à vitesse variable dépend de cette configuration [5][8].

#### **I.7.1. Les éoliennes à vitesse fixe :**

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écurueil directement couplée sur le réseau électrique (figure I.5). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control)[8].



**Figure I.5:** éolienne à vitesse fixe. [8]

Le fonctionnement à vitesse fixe possède les caractéristiques suivantes :

- Système électrique plus simple.
- Plus grande fiabilité.
- Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne.
- Pas besoin de système électronique de commande.
- Moins cher [6][8].

### **I.7.2. les éoliennes à vitesse variable :**

L'éolienne à vitesse variable connectée au réseau est composée d'une turbine, un multiplicateur, un générateur, un convertisseur de puissance. La partie électrique de l'éolienne, en général, consiste en un générateur électrique **synchrone** ou **asynchrone**[8].

Le fonctionnement à vitesse variable est caractérisé par [6][9] :

- Augmentation du rendement énergétique.
- Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance.
- Réduction des efforts subis par le train de puissance.
- Génération d'une puissance d'une meilleure qualité.

### **I.8. Avantages et Inconvénients de l'Energie Eolienne:**

#### **I.8.1. Avantages:**

- L'énergie éolienne est une énergie qui respecte l'environnement.
- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable .c'est à dire que les générations futures pourront toujours en bénéficier [4][9].
- Les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées.
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie de risque.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- C'est l'énergie la moins chère des énergies renouvelables [4] [9].
- Cette source d'énergie est également très intéressante pour les pays en voie de développement.
- La surface occupée au sol est peu importante.
- L'énergie éolienne est une énergie propre pas d'émissions de gaz, pas de particules.
- L'installation d'un parc ou d'une turbine éolienne est relativement simple.
- Le coût d'investissement nécessaire est faible par rapport à des énergies plus traditionnelles.
- Ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà.
- L'énergie éolienne crée plus d'emplois par unité d'électricité produite que n'importe quelle source d'énergie traditionnelle.

- Chaque unité d'électricité produite par un aérogénérateur supplante une unité d'électricité qui aurait été produite par une centrale consommant des combustibles fossiles [9].

Les principaux avantages de l'énergie éolienne sont l'autonomie en électricité, la possibilité de produire de jour comme de nuit et un impact environnemental réduit par des précautions simples vis à vis de la population et du paysage. L'énergie produite peut être soit stockée dans des batteries, soit injectée aux normes dans le réseau [10].

### **I.8.2. Inconvénients:**

- Le coût de l'énergie éolienne plus élevé par rapport aux autres sources d'énergie.
- la nature du vent stochastique du vent a une influence sur la qualité de la puissance électrique produite.
- la source essentielle du bruit dans les éoliennes c'est le multiplicateur.
- Le vent est une source intermittente, la production d'énergie est donc variable.
- L'installation d'une éolienne nécessite différents critères (surface suffisante, proximité du réseau électrique [4].
- L'impact visuel. Ça reste néanmoins un thème subjectif.
- L'impact sur les oiseaux, certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs [4][9].
- la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. La qualité de la puissance produite n'est pas toujours très bonne.
- Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources d'énergie classiques [9].

### **I.9. Machines électriques utilisées dans les systèmes éoliens:**

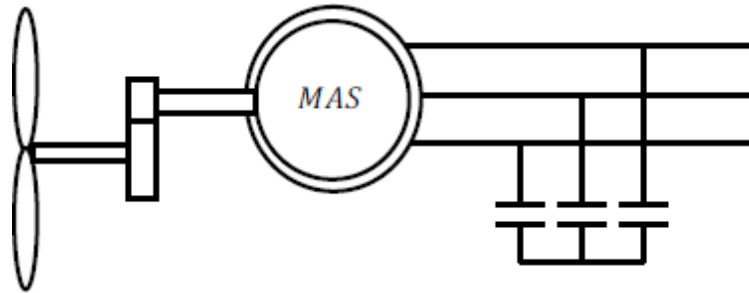
Le choix du type d'aérogénérateur dépend de plusieurs critères à savoir :

- Le niveau de puissance à fournir au réseau ou à la charge.
- L'implantation sur terre ferme (On shore) ou en mer(Off shore).
- Et principalement la conversion au réseau électrique ou non (mode autonome)[6].

#### **I.9.1. Systèmes non couplés au réseau alternatif:**

Pour les réseaux de petite puissance en site isolé, une solution couramment employée consiste à associer les aérogénérateurs à un ou des groupes électrogènes, souvent de diesel.

Dans la version la plus rudimentaire, la génératrice est de type asynchrone à cage et auto amorcée par condensateurs.



**Figure I.6:** Aérogénérateur à génératrice asynchrone à cage [11].

### **I.9.2. Systèmes couplés au réseau alternatif:**

Les deux types de machines électriques les plus utilisés dans ces systèmes sont les machines synchrones et les machines asynchrones sous leurs diverses variantes.

#### **I.9.2.1. Machine synchrone:**

Elles sont utilisées dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité, notamment dans ceux de très grande puissance (centrales thermiques, hydrauliques ou nucléaires). Les générateurs synchrones utilisés dans le domaine éolien, ceux de 500 kW à 2 MW sont bien plus chers que les générateurs à induction de la même taille [8].

L'avantage du générateur synchrone sur le générateur asynchrone est l'absence de courant réactif de magnétisation. Le champ magnétique du générateur synchrone peut être obtenu par des aimants ou par un bobinage d'excitation conventionnel. Si le générateur possède un nombre suffisant de pôles, il peut être utilisé pour les applications d'entraînement direct qui ne nécessitent pas de boîte de vitesses. Le générateur synchrone est toutefois mieux adapté à la connexion indirecte au réseau de puissance à travers un convertisseur statique, lequel permet un fonctionnement à vitesse variable. Pour des unités de petites tailles, le générateur à aimants permanents est plus simple et moins coûteux. Au-delà de 20 kW (environ), le générateur synchrone est plus coûteux et complexe qu'un générateur asynchrone de taille équivalente [12].

#### **I.9.2.2. Machine asynchrone :**

Nous dresserons une liste non exhaustive de système de conversion de l'énergie éolienne utilisant la machine asynchrone. Nous avons subdivisé ces systèmes en deux grandes familles, il s'agit des éoliennes connectées aux réseaux et celle fonctionnant au site isolé.

La constitution du stator est la même que pour la machine synchrone et le rotor comporte soit une cage d'écureuil en court-circuit ou un système d'enroulements triphasés (si le stator est triphasé é lui aussi) [9] [12].

#### **I.9.2.2.1. Machine asynchrone à cage d'écureuil:**

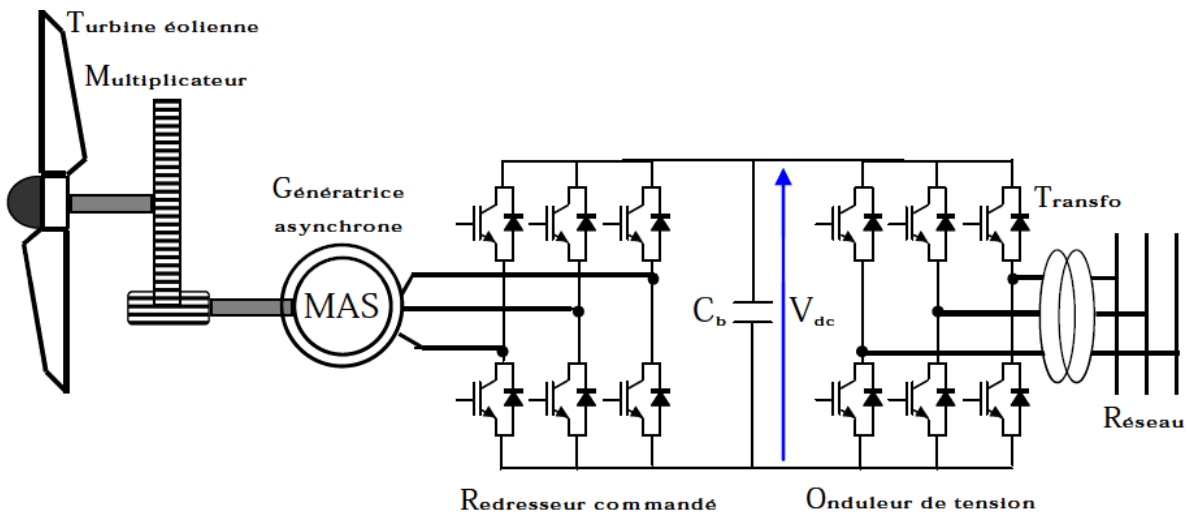
La machine asynchrone à cage peut être utilisée en fonctionnement à vitesse variable en introduisant un variateur de fréquence.

Cette configuration autorise un fonctionnement à vitesse variable, sans limite physique théorique, mais elle est globalement coûteuse cette configuration est rarement exploitée car elle n'est pas concurrentielle avec les autres types de machines et notamment la machine asynchrone à double alimentation [9].

La machine à un nombre de pair de pôles fixe et doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs.

Ce type de machine est toutefois consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance globale du réseau. Celui-ci peut-être toutefois amélioré par l'adjonction de capacités.

Une autre possibilité consiste à utiliser un variateur de fréquence, mais cette solution est globalement coûteuse (variation de fréquence et multiplicateur de vitesse). La puissance nominale de la génératrice détermine alors la puissance maximale que peut fournir l'éolienne. Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour la totalité de cette puissance échangée entre la machine et le réseau. Ils représentent donc un coût important, des pertes non négligeables (jusqu'à 3% de la puissance nominale de la machine) et entraînent des perturbations qui nuisent au rendement et à la qualité de l'énergie délivrée [5].

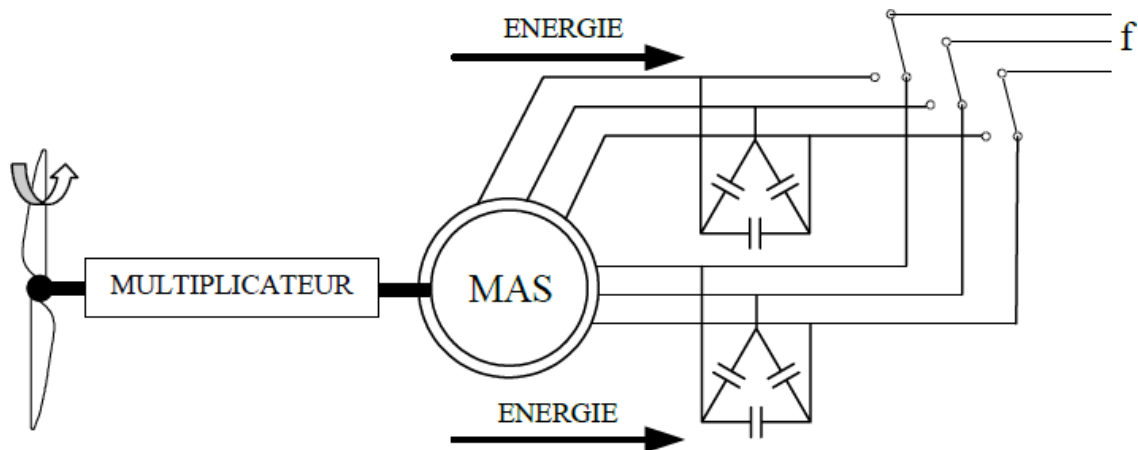


**Figure I.7:** Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à fréquence variable [9].

#### I.9.2.2.2. Machine asynchrone à double stator:

Pour améliorer le rendement du dispositif précédent, certains constructeurs utilisent un système à base de machine asynchrone à double stator figure I.8.

A une faible vitesse correspond un nombre de paires de pôles élevé. D'autre part, on a un stator de forte puissance correspondant à une vitesse élevée et donc à faible nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent élevées pour la connexion au réseau ont utilisé des commutateurs [13].



**Figure I.8:** Machine asynchrone à double stator[12]

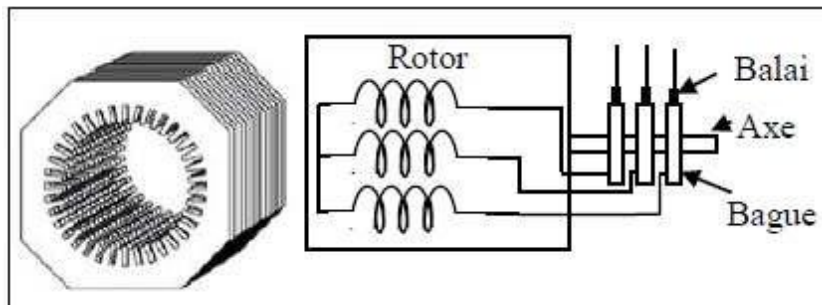
### **I.9.2.2.2 Machine asynchrone à double alimentation:**

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime[14].

#### **I.9.2.2.2.1. Fonctionnement de la MADA:**

La MADA présente un stator triphasé identique à celui d'une machine asynchrone classique dite à cage d'écureuil et un rotor constitué d'un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants (balais). Sa robustesse est légèrement diminuée par rapport à une machine asynchrone classique à cause de ce système bague/balais.

Une fois le stator de la machine connecté au réseau électrique, un flux magnétique apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de paires de pôles dans le bobinage et du courant statoriques. Lors de la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des forces électromagnétiques (f.é.m.) dans les enroulements rotoriques [16].



**Figure I.9:** Structure du stator et du rotor de la MADA [2].

**1.9.2.2.1 Mode de fonctionnement de MADA:**

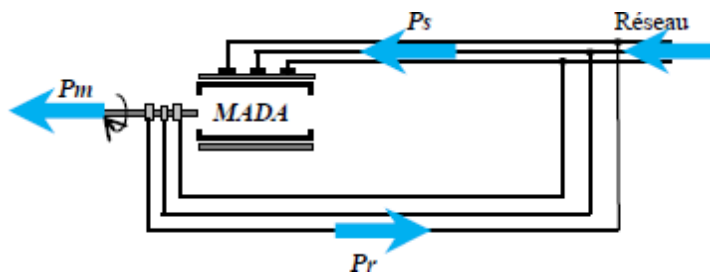
En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

En effet nous savons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur [4].

Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [2].

**1.9.2.2.1.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone :**

La figure I.10 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor[17].



**Figure I.10:** Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [18].

#### I.9.2.2.1.2 Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone:

La figure I.11 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [17].

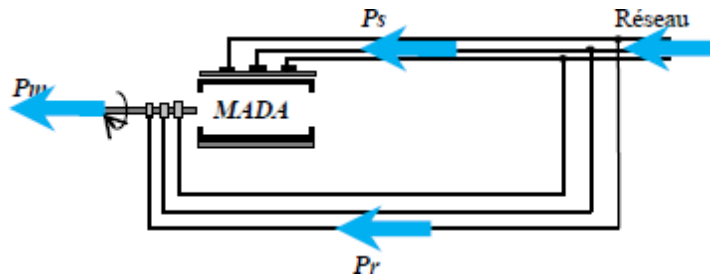


Figure I.11: Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [18].

#### I.9.2.2.1.3 Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone:

La figure I.12 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [17].

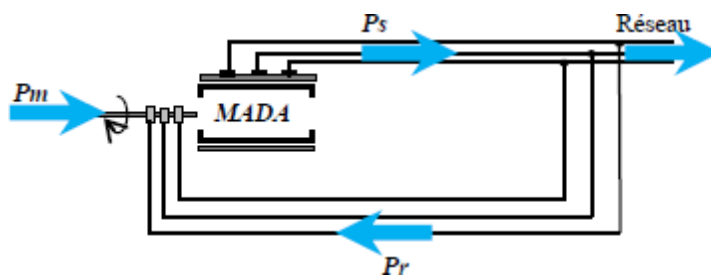
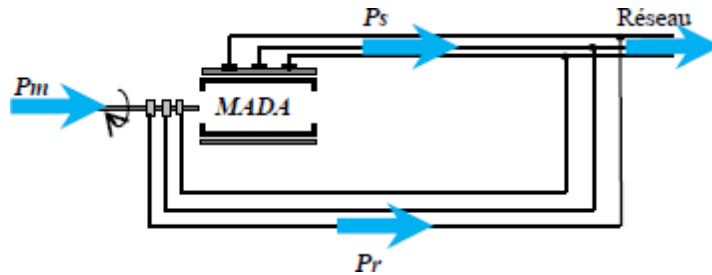


Figure I.12: Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [18].

#### I.9.2.3.2.4. Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone :

La figure I.13 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [17].



**Figure I.13:** Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [18].

Pour une utilisation dans un système éolien, les modes de fonctionnement générateur sont intéressants. En effet si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas  $\pm 30\%$  en deçà ou au-delà de la vitesse de synchronisme (ce qui représente un compromis entre la taille du convertisseur et la plage de variation de vitesse), la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale. Le convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter uniquement la puissance de glissement c'est à dire au maximum 0,3 fois la puissance nominale de la machine. Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd et génère moins de perturbations que s'il est placé entre le réseau et le stator d'une machine à cage [5].

Dans notre application, nous intéresserons au fonctionnement en génératrice hypo-synchrone, de façon à ne traiter le transfert de puissance rotorique dans une seule direction (réseau vers rotor). Le convertisseur côté réseau sera donc un simple redresseur unidirectionnel. La tension du bus continu est par conséquent fixée et nous nous intéressons uniquement au contrôle du convertisseur côté rotorique. L'étude de la bidirectionnalité du transfert de puissance entre le rotor et le réseau et la commande du convertisseur coté réseau feront l'objet d'une seconde étape dans l'étude de la MADA en génératrice [6].

#### **I.9.2.2.2. Les avantages et l'inconvénient du MADA:**

##### **I.9.2.2.3.1. Les avantages :**

- Les convertisseurs statiques utilisés sont:
  - Moins volumineux.
  - moins coûteux.

Nécessitant ainsi un système de refroidissement moins lourd [2].

- L'accès au rotor offre la possibilité de contrôler les grandeurs électriques du rotor (courant et tension), ce qui donne une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

- Transfert bidirectionnel de la puissance rotoriques [4].
- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [12].
- La MADA réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone, à savoir:
  - Fonctionnement à vitesse de rotation variable.
  - Régulation découplée des puissances active et réactive [4].

#### **I.9.2.2.3.3.2. Les Inconvénients :**

- Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique [4].
- Machine plus volumineuse que celle de la machine asynchrone classique, généralement elle est plus longue à cause des balais [12].
- Le coût total de la machine est plus important par rapport aux autres machines électriques[4].

#### **I.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur l'énergie éolienne. Dans ce contexte, on a rappelé les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique; on a cité les différents types d'éolienne avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie. Ce qui nous a amenés à choisir un système de génération d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone à double alimentation de par ces qualités de fonctionnement.

Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans l'étude d'un système éolien, sa modélisation et sa commande sont indispensables. Le prochain chapitre est consacré à la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne.

## **CHAPITRE II**

# **MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONNE A DOUBLE ALIMENTATION ET DE SA COMMANDE VECTORIELLE**

## II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons axer le travail sur la modélisation du système de conversion d'énergie éolienne à vitesse constant et sa commande vectorielle pour contrôler la puissance électrique produit, ce système est composé d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), pilotée par le rotor au moyen d'un convertisseur de puissance bidirectionnelle fonctionnant en MLI appelé l'onduleur. Les principaux objectifs de ce convertisseur sont : onduler la tension continue générée par le générateur DC pour la fournir au bobinage du rotor de la machine, et permettre l'application des commandes pour contrôler les puissances électrique générées par cette machine pendant les périodes de fonctionnement de ce système. Afin d'atteindre l'objectif principal fixé, différents sous objectifs sont définis comme suit :

- ✓ Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), pour fonctionnement  $g$  dans le repère de Park lié au champ tournant.
- ✓ Modélisation de l'alimentation triphasée de la machine (onduleur MLI à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle le flux énergétique générées.
- ✓ Synthèse d'une loi de commande vectorielle à base de régulateurs PI appliquée au convertisseur côté rotor pour contrôler les puissances active et réactive générées par le stator de la MADA aux valeurs désirées.

### *II.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION*

#### **II.2.1. Hypothèses simplificatrices**

- ✓ Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques, triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques et rotoriques, sont supposés identiques.
- ✓ Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- ✓ Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes.
- ✓ Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- ✓ Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- ✓ Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.

- ✓ Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine.
- ✓ Nous négligeons les pertes fer.
- ✓ Nous adoptons la convention « récepteur » pour les deux enroulements.

### II.2.2. Equations mathématiques de la MADA dans le repère (abc)

#### II.2.2.1. Equations électriques

Les équations des tensions électriques qui régissent la MADA sont [9] :

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

Avec :

-Les grandeurs statoriques :

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

-Les grandeurs rotoriques :

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

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

$[V_s]$  : Tensions instantanées de phases a, b et c statoriques.

$[V_r]$  : Tensions instantanées de phases a, b et c rotoriques.

$[I_s]$  : Courants instantanées de phases a, b et c statoriques.

$[I_r]$  : Courants instantanées de phases a, b et c rotoriques.

$[\varphi_s]$  : Flux instantanées de phases a, b et c statoriques.

$[\varphi_r]$  : Flux instantanées de phases a, b et c rotoriques.

#### II.2.2.2. Equations magnétiques

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont:

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

Avec :

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; [l_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

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

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

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$  - la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (II.3):

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

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

En remplaçant (II.2) dans (II.1), on obtient le système d'équations ci-dessous :

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

### II.2.2.3. Equations mécaniques

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

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

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 :

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

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

### II.2.3. 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 [11].

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

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

$[(\theta)]$  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.

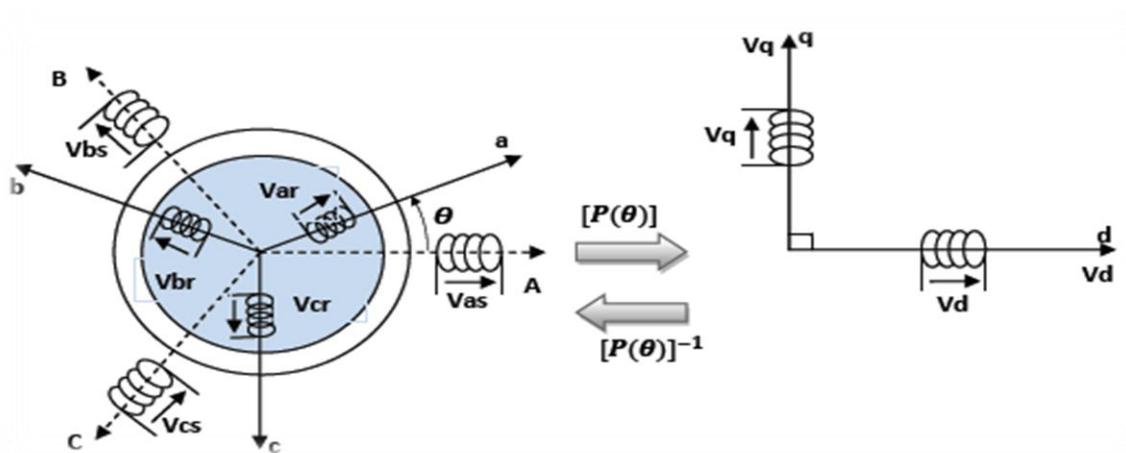


Figure II.1: Passage du triphasé au biphasé et l'inverse.

### II.2.4. Equations mathématiques de la MADA dans le repère $(d, q)$

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

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

La transformation de Park appliquée aux équations statoriques nous donne:

$$[V_s dq0] = [P(\theta_s)]. [V_s abc] \Rightarrow [V_s ab] = [P(\theta_s)]^{-1}. [V_s dq0]$$

$$[I_s dq0] = [P(\theta_s)]. [I_s abc] \Rightarrow [I_s ab] = [P(\theta_s)]^{-1}. [I_s dq0]$$

$$[\varphi_s dq0] = [P(\theta_s)]. [\varphi_s abc] \Rightarrow [\varphi_s ab] = [P(\theta_s)]^{-1}. [\varphi_s dq0]$$

La transformation de Park appliquée aux équations rotoriques nous donne :

$$[V_r dq0] = [P(\theta_r)]. [V_r abc] \Rightarrow [V_r ab] = [P(\theta_r)]^{-1}. [V_r dq0]$$

$$[I_r dq0] = [P(\theta_r)]. [I_r abc] \Rightarrow [I_r ab] = [P(\theta_r)]^{-1}. [I_r dq0]$$

$$[\varphi_r dq0] = [P(\theta_r)]. [\varphi_r abc] \Rightarrow [\varphi_r ab] = [P(\theta_r)]^{-1}. [\varphi_r dq0]$$

#### II.2.4.1. Les équations électriques

En appliquant la transformation de Park dans l'équation (II.1), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1}. [V_s dq0] = [R_s]. [P(\theta_s)]^{-1}. [I_s dq0] + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}. [\varphi_s dq0]] \\ [P(\theta_s)]^{-1}. [V_r dq0] = [R_r]. [P(\theta_s)]^{-1}. [I_r dq0] + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}. [\varphi_r dq0]] \end{cases} \quad (II.8)$$

$$\begin{cases} [V_s dq0] = [R_s]. [I_s dq0] + [P(\theta_s)]. \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}. [\varphi_s dq0]] + \frac{d}{dt} [\varphi_s dq0] \\ [V_r dq0] = [R_r]. [I_r dq0] + [P(\theta_r)]. \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}. [\varphi_r dq0]] + \frac{d}{dt} [\varphi_r dq0] \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec :

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

Par conséquent, on peut écrire [9] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - w_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + w_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - w_r \varphi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + w_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (II.10)$$

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

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

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

$w, w_r$  : 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.2.4.2. Les équations magnétiques

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

$$\begin{cases} [P(\Theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_s dq0] = [L_{ss}] \cdot [P(\Theta_s)]^{-1} \cdot [I_s dq0] + [M_{sr}] \cdot [P(\Theta_r)]^{-1} \cdot [I_r dq0] \\ [P(\Theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_r dq0] = [L_{rr}] \cdot [P(\Theta_r)]^{-1} \cdot [I_r dq0] + [M_{rs}] \cdot [P(\Theta_s)]^{-1} \cdot [I_s dq0] \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Donc, on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

- $L_r$   $L_s$  : les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.
- $M$  : l'inductance mutuelle.

#### II.2.4.3 Les équations du couple électromagnétique:

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

$$C_{em} = p \frac{M}{l_s} (I_{rd} \varphi_{sq} - I_{rq} \varphi_{sd}) \quad (\text{II.13})$$

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

Les puissances active et réactive statoriques sont:

$$\begin{cases} P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

#### II.2.5. Choix de repère de référence de Park

Le choix d'un repère de référence dépend essentiellement du but de la modélisation et de la compatibilité des composantes du système étudié. Il existe trois repères biphasés de références

- ✓ le repère fixe au stator appelé référentiel stationnaire où :  $\frac{d\Theta_s}{dt} = 0$  ;  $\frac{d\Theta_r}{dt} = -\frac{d\Theta}{dt} = -w$ .

Ce repère de référence est le mieux adapté pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation de la machine.

- ✓ le repère fixe au rotor appelé référentiel tournant où :  $\frac{d\Theta_r}{dt} = 0$  ;  $\frac{d\Theta_s}{dt} = -\frac{d\Theta}{dt} = w$ .

Ce repère de référence est adapté pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

- ✓ le repère fixe au champ tournant appelé référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone où :  $\frac{d\Theta_s}{dt} = \frac{d\Theta}{dt} + \frac{d\Theta_r}{dt} = W_s = W_r + W$ .

Dans ce repère, les composantes relatives de la machine sont constantes, ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones. Vu les avantages que représente ce dernier repère de référence, il sera retenu dans notre étude.

### II.2.6. Modèle d'état de la MADA

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

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (II.15)$$

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

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

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

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

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

$$[A] = [A_1] + w \cdot [A_2] + w_r \cdot [A_3] \quad (II.16)$$

Telle que :

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

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

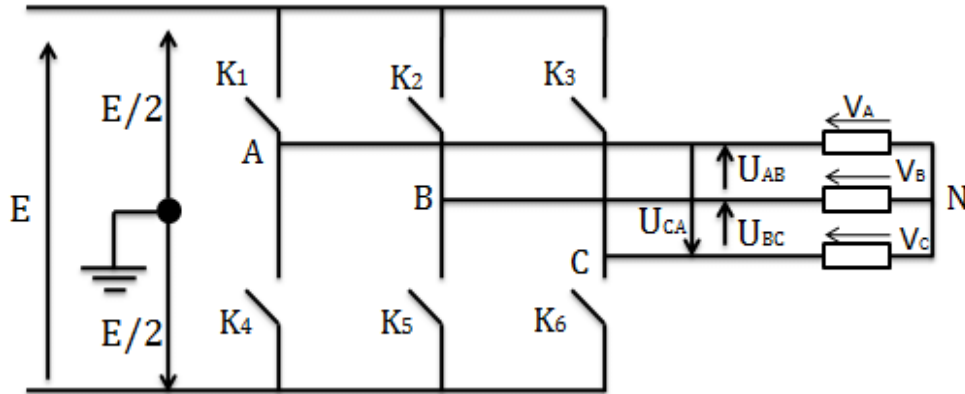
## II.3. Modélisation et commande du convertisseur côté machine

### II.3.1. Modélisation du convertisseur côté machine

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et

à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêche.

On admet que les six interrupteurs électroniques représentés ci-dessous, figure (II.1), sont parfaits, et en remplaçant chaque groupe de transistor-diode de la figure (II.1) par des interrupteurs  $k_j$  avec ( $= 1, 2, 3, 4, 5, 6$ ), on obtient le schéma simplifié comme indiqué sur la (figure suivante) [12].



**Figure II.2:** Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux [9].

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

- ✓ Le couplage est du type étoile sans neutre.
- ✓ Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminés.
- ✓ Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré.

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Par addition, on a :  $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{donc : } V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\text{d'où : } V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_C) \quad (\text{II.19})$$

En remplaçant (II.18) dans (II.19), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

On peut écrire le système (II.20) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S1 = 1 & \text{si k1 fermé si nom} & S1 = -1 \\ S2 = 1 & \text{si k2 fermé si nom} & S2 = -1 \\ S3 = 1 & \text{si k3 fermé si nom} & S3 = -1 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

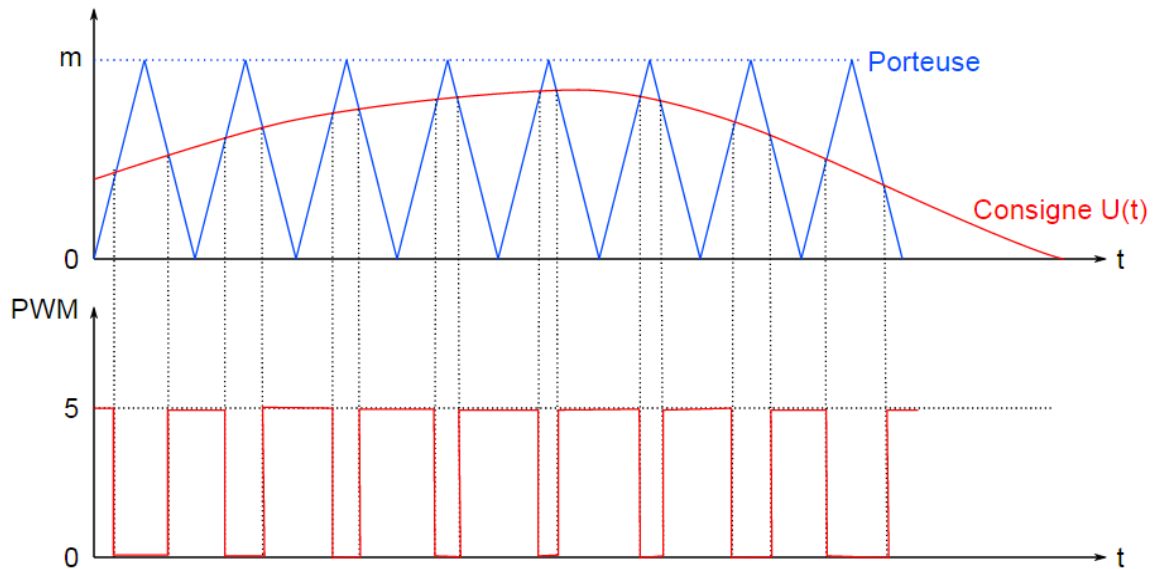
En remplaçant (II.22) dans (II.21), on aura le système suivant [12] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Le système (II.24) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

### II.3.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse. Les impulsions des commandes ( $S_1, S_2, S_3$ ) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture), (Figure suivante) [11].



**Figure II.3:** Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulo-sinusoidale à une porteuse [11].

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

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

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Le taux de modulation  $r$  qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_{ref}$  et celle de la porteuse  $U_P$  :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_P}$$

Si  $m$  est un multiple de trois nous pouvons éliminer les harmoniques d'ordre trois qui causent les majeurs inconvénients de cette technique

## II.4. La commande vectorielle des puissances active et réactive

### II.4.1. Principe de la commande vectoriel

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre le courant et le flux, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant producteur de flux et le courant producteur de couple). Dans notre cas le découplage se fait entre la puissance active et réactive du stator, la méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer.

Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directe et en quadrature, l'une de flux statorique et l'autre de courant rotorique [12].

#### II.4.2. Modèle de la MADA à flux statorique orienté

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. Rappelons le système d'équations différentielles décrivant la MADA dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

Un flux statorique direct constant  $\varphi_{sd} = \varphi$  et un flux statorique en quadrature orienté  $\varphi_{sq} = 0$ .

Ces équations peuvent être simplifiées comme suit [13]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

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

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

#### II.4.2.1. Relations entre les courants statoriques et rotoriques

A partir des équations, des composantes directe et en quadrature du flux statorique (II.28), les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques seront:

$$\begin{cases} I_{sd} = +\frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (II.29)$$

#### II.4.2.2. Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (II.30)$$

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

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (II.31)$$

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

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (II.32)$$

Il ressort de (II.32) l'expression que le contrôle des puissances active et réactive 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.

#### II.4.2.3. Relations entre les tensions et courants rotoriques

A partir du système d'équation (II.29), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Psi_{rd} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \\ \Psi_{rq} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (II.33)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \cdot \omega_s \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} \cdot \omega_s + g \cdot \frac{V_s M}{L_s} \end{cases} \quad (II.34)$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (II.35)$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (II.36)$$

$V_{rd}$  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;

\*  $g \cdot \left( \frac{M^2}{L_s} \right)$  : représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

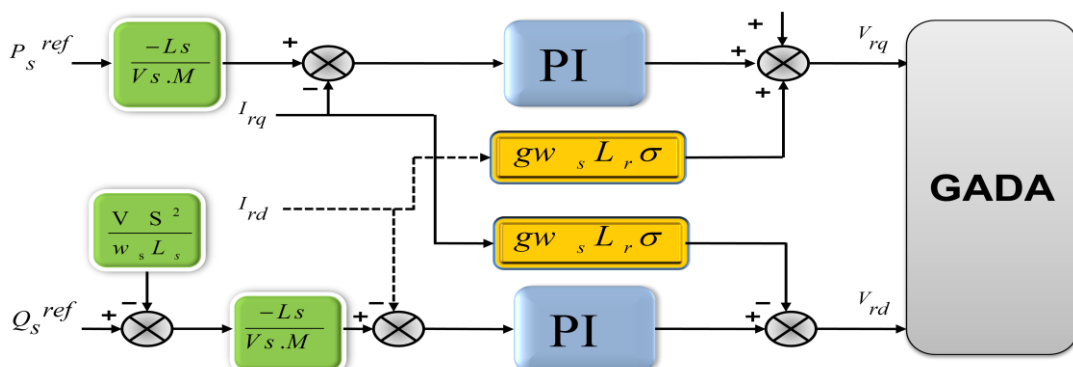
### II.4.3. La technique utilisée de la commande vectorielle

#### La commande indirecte sans boucle de puissance

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

$$\begin{cases} I_{rd}^{ref} = - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rq}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (II.37)$$

Les régulateurs de cette structure sont identiques pour chaque axe. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure ci-dessous.



**Figure II.4:** Schéma bloc de la structure de commande indirecte sans boucle de puissance.

#### II.4.4. Résultats de simulation :

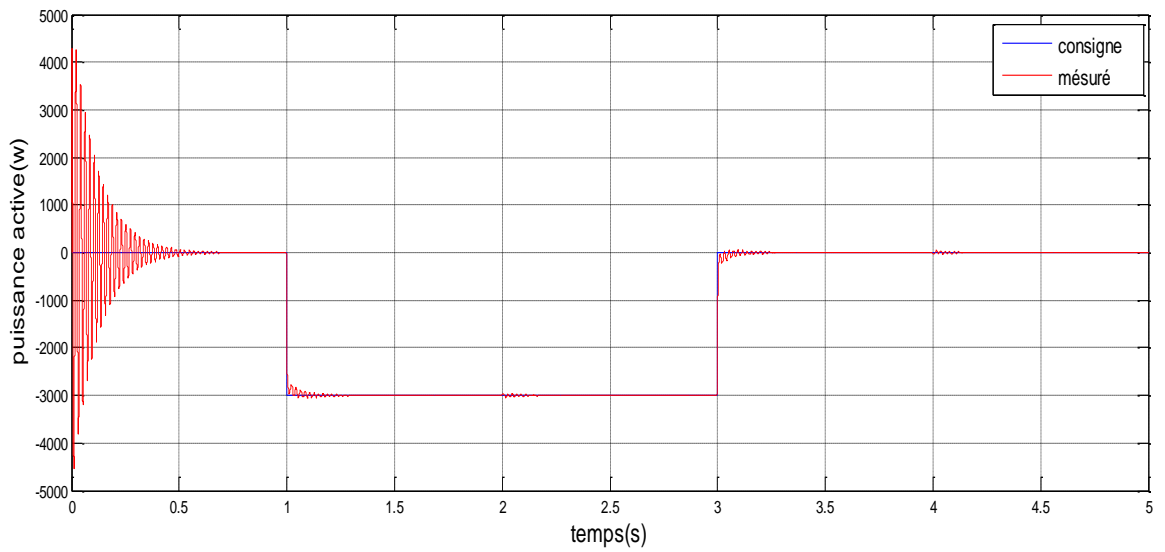


Figure II.5: Puissance active pour la commande vectorielle

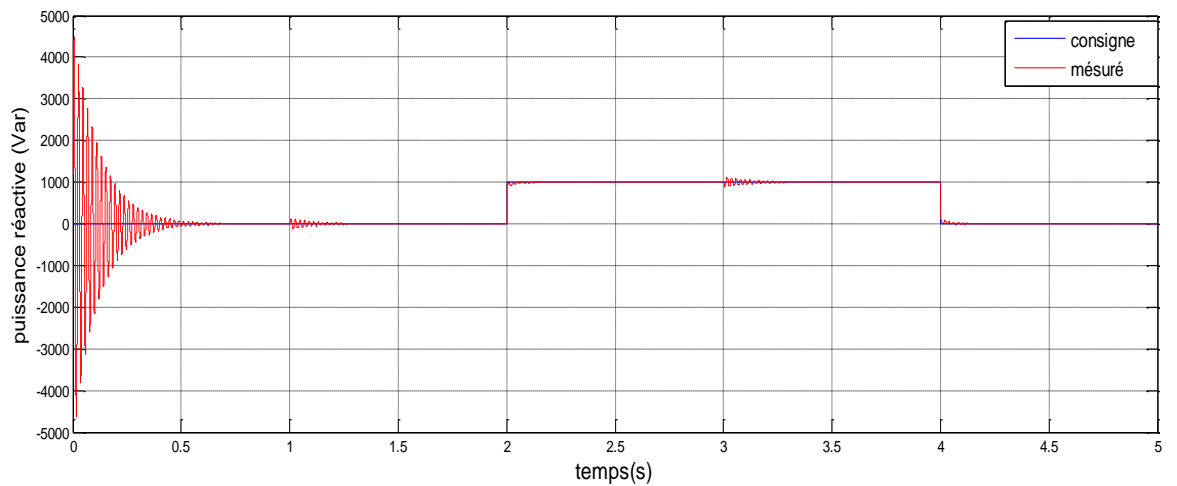


Figure II.6 : puissance réactive pour la commande vectorielle

#### II.4.5. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentent les deux courbes obtenus par la commande vectorielle des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la MADA, cette commande permet de découpler les expressions de la puissance actives est réactives du générateur.

Les résultats obtenus par la simulation, montre clairement que l'utilisation de la commande arrive à maintenir les puissances active et réactive à leurs valeurs désirées.

### **II.5.Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la chaîne globale du système de conversion d'énergie éolienne à vitesse constant séparément (machine, onduleur) et sa commande vectorielle. Cette chaîne qui est constituée d'une machine asynchrone à double alimentation pilotée par le rotor via un onduleur deux niveaux. Nous avons entamé notre travail par la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park (Repère biphasé (d,q)) lié au champ tournant qui réduit la complexité du modèle, puis, dans une seconde étape, l'onduleur qui alimente le rotor de la MADA. Par la suite, nous avons appliqué la commande vectorielle pour contrôler les puissances électrique générées par le stator de cette machine. Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation des puissances générées, on a choisi la commande indirecte sans boucle de puissance d'une part sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que la possibilité du contrôle et de limitation des courants afin de protéger le bobinage rotorique de la machine. Les résultats de simulation obtenus sont plus qu'encourageants.

Ce modèle (machine, onduleur) ont été utilisés dans le chapitre suivant pour l'élaboration plusieurs techniques de commandes pour éliminer l'inconvénient majeur observés lors de l'application de la commande précédente.

## **CHAPITRE III**

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT ET  
MODE GLISSANT D'ORDRE SEPEREUR  
DES PUISSANCES ACTIVE ET  
REACTIVE**

*III.1 COMMANDE PAR MODE GLISSANT DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE*

Pour éliminer les deux inconvénients majeurs de la commande précédente qui sont : l'inadaptation avec les systèmes à structures variables, et l'impuissance de ces correcteurs classiques qui donnent souvent des résultats moins performants. Pour cela, on a développé une commande qui résout ces problèmes en nous assurant des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste.

Cette méthode est appelée "commande par mode glissement" connue pour sa simplicité et sa robustesse.

Dans ce qui suit, nous allons présenter une étude théorique de cette commande pour pouvoir l'adapter à la commande des puissances active et réactive générées par une MADA dans un système de conversion d'énergie éolienne. Par la suite, nous présenteront les résultats de simulations afin de mettre en évidence les performances apportées par cette technique de commande par rapport à celle de la commande précédente.

L'idée de base de cette commande est de forcer et d'attirer la dynamique (l'état) du système vers une région convenablement sélectionnée appelée surface du glissement, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties [DEC 88, UTK 92,SLO 91]:

- une partie pour synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité;
- une autre partie qui détermine une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable de maintenir toutes les trajectoires sur cette surface.

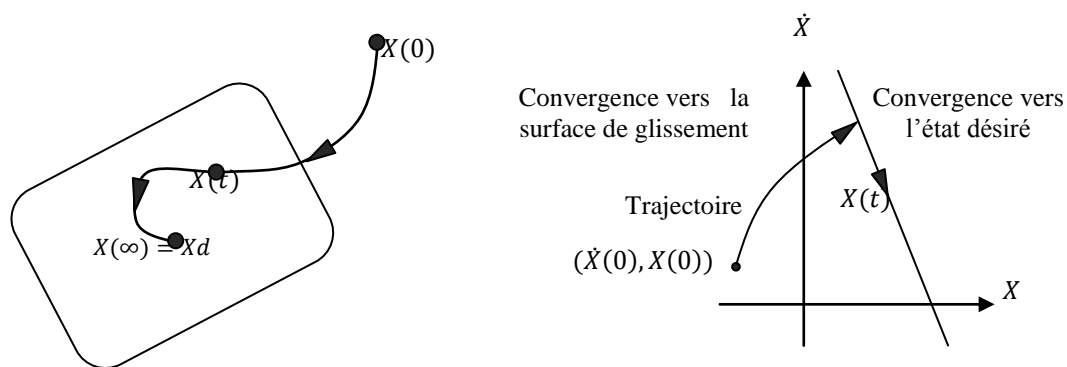


Figure III-1 : Convergence du système glissant.

*III.2 CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT*

La commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [HAM 13,BOU 07,FEN 12,AMI 12, ERR 12, KAI 12]:

- le choix des surfaces de glissement;

- la définition des conditions d'existences et de convergences du régime glissant;
- la détermination de la loi de commande.

*III.2.1 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENT*

Pour des raisons de stabilisation et de définition d'une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la surface de glissement  $s(x)$  peut être choisie en générale comme étant un hyperplan passant par l'origine de l'espace.

On considère le modèle d'état suivant:

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \tag{III. 1}$$

où  $[X]$ :représente le vecteur d'état;

$[U]$ :le vecteur de commande.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ . Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $X$  vers sa valeur de référence  $X^*$ , il faut choisir une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire suivante:

$$s(x) = \left( \frac{d}{dt} - \lambda \right)^{r-1} . e(x) \tag{III. 2}$$

avec :

$\lambda$ : le gain positif qui interprétera la bande passante du contrôle désiré;

$e(x) = X - X^*$ : l'écart de la variable à réguler;

$r$ : le degré relatif; c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$                      $s(x) = e(x).$

Pour  $r = 2$                      $s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x).$

Pour  $r = 3$                      $s(x) = \lambda_x^2 . e(x) + 2 * \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x).$

$s(x)$ : est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$ , ce qui représente l'objectif de la commande.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont l'objectif est de garder  $s(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart  $e(x)$  en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre  $r$ .

En résumé, la commande par régime glissant est divisée en deux types:

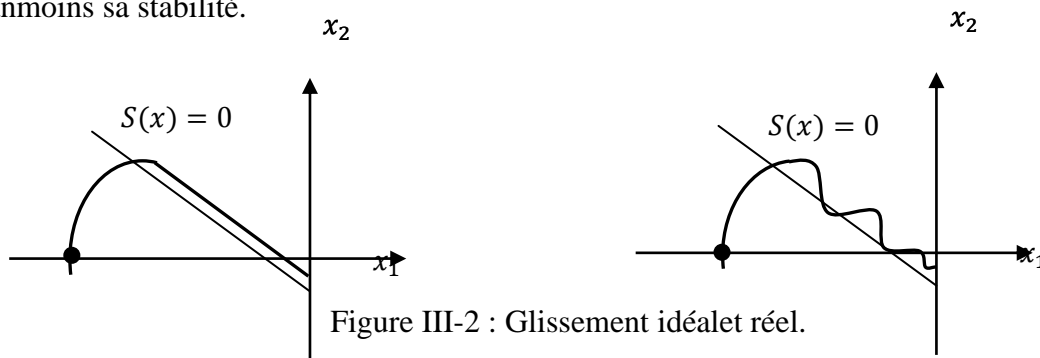
*III.2.1.1 REGIME GLISSANT IDEAL*

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ .

*III.2.1.2 REGIME GLISSANT REEL*

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations.

Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.



*III.2.2 CONDITIONS D'EXISTENCE ET DE CONVERGENCE DU REGIME GLISSANT*

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions:

*III.2.2.1 APPROCHE DIRECTE*

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et *Utkin* dont le principe est de garder le produit de la fonction du surface  $s(x)$  et sa dérivé à une valeur inférieure à zéro; c'est à dire:  $\dot{s}(x).s(x) < 0$ .

*III.2.2.2 APPROCHE DE LYAPUNOV*

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit

$$:V(x) = \frac{1}{2} s(x)^2 \tag{III. 3}$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x).s(x) \tag{III. 4}$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \tag{III. 5}$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

### III.2.3 DETERMINATION DE LA LOI DE COMMANDE

On a déterminé la loi de commande nécessaire pour attirer et maintenir la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre toute en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande  $U(t)$  comporte deux commandes, l'une appelée  $U_{eq}$  qui concerne la linéarisation exacte du système, l'autre appelée  $\Delta U$  qui concerne la stabilisation du système, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \tag{III. 6}$$

$U_{eq}$ : la commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . Elle sert à maintenir la variable à

contrôler sur la surface de glissements  $(x)$ . La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nul  $\dot{s}(x) = 0$ .

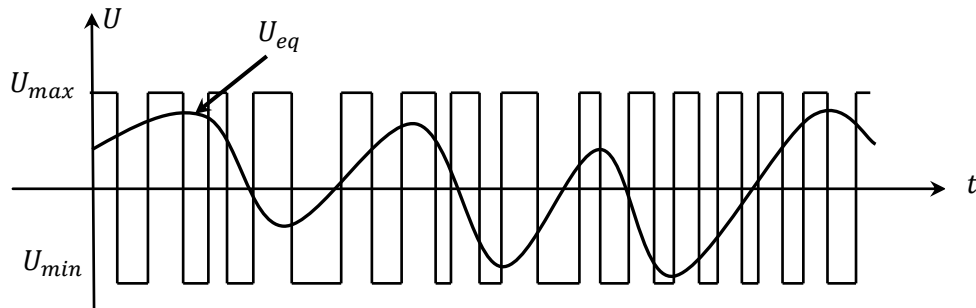


Figure III-3 : La valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$

$\Delta U$  : la commande de glissement ou attractive est utile pour compenser les incertitudes du modèle. Elle est constituée de la fonction signe « *sign* » de la surface de glissements  $(x)$ , multipliée par une constante  $k_x$ . La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états. Elle est déterminée pour vérifier la condition de convergence  $\dot{s}(x).s(x) < 0$ .

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (III. 14). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $s(x)$  est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \tag{III. 7}$$

En remplaçant (III. 14) et (III. 19) dans (III. 20), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} ([A][X] + [B]U_{eq}) + \frac{\partial s}{\partial t} [B]\Delta U \tag{III. 8}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left( \frac{\partial s}{\partial X} [B] \right)^{-1} \left( \frac{\partial s}{\partial X} [A][X] \right) \quad (III. 9)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (III. 10)$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans(III. 21), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial X} [B] \Delta U \quad (III. 11)$$

et la condition d'attractivités(  $X$  ).  $\dot{s}( X ) \leq 0$  devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial X} [B] \Delta U < 0 \quad (III. 12)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $\Delta U$  doit être opposé à celui de  $s(x) \frac{\partial s}{\partial X} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction **sign**, Figure (III-9).

$$\Delta U = k_x \text{sign } s(x) \quad (III. 13)$$

Le signe de  $k_x$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial s}{\partial X} [B]$ .

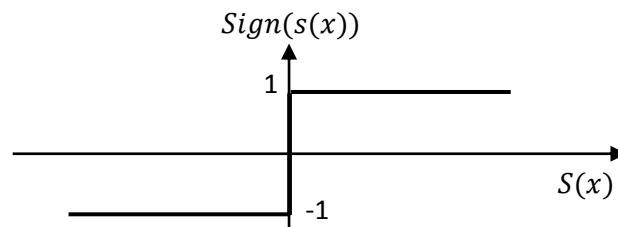


Figure III-4 : Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien).

### III.3 ELIMINATION DU PHENOMENE DU BROUITEMENT (CHATTERING)

La commande équivalente et les imperfections technologiques (retard et hystérésis des actionneurs et des capteurs) créent des oscillations indésirables appelées phénomène de réticence (Chattering), ce phénomène reste un obstacle pour réaliser une commande qui contrôle la trajectoire du système vers la surface de glissement avec des oscillations idéales et fréquences infinies:

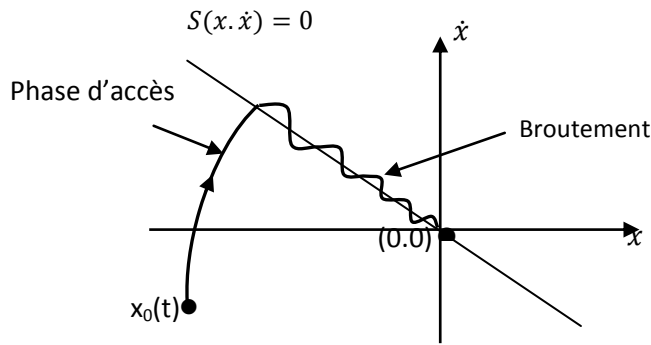


Figure III-5 : Phénomène de broutement.

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système à savoir:

- La création de dynamiques non modélisées;
- la diminution de la précision de la commande;
- l'augmentation des pertes d'énergie.
- l'augmentation de la fatigue des parties mécaniques mobiles.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Parmi ces techniques on présente deux solutions.

### III.3.1 PROPOSITION DE SLOTINE

Remplacer la fonction «*sign*» par une fonction de saturation «*sat*» caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations)figure (III-11)[ZEG 14,BOU 15, SLO 91].

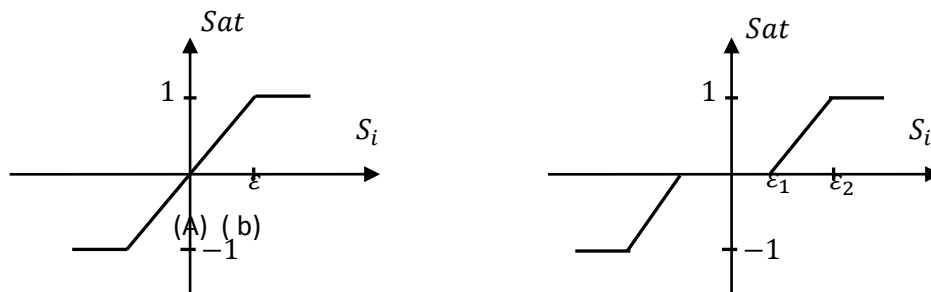


Figure III-6 : Fonction **SAT** :(A) - un seuil ;(b) - deux seuils (zone morte).

Dans ce cas, la commande devient:

$$\Delta U = -k_x \text{cont } s(x).$$

Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définies par :

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} -1 & \text{si } s < -\epsilon \\ \frac{s}{\epsilon} & \text{si } |s| < \epsilon \\ \frac{s}{\epsilon} & \text{si } |s| < \epsilon \\ 1 & \text{si } s > \epsilon \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$sat(s) = \begin{cases} 0 & \text{si } |s| < \varepsilon_1 \\ \frac{s - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |s| < \varepsilon_2 \\ sign(s) & \text{si } s > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (III. 15)$$

### III.3.2 PROPOSITION DE HARSHIMA

Dans cette proposition, la fonction «**sign**» est remplacée par une fonction de lissage appelée «**cont**», figure (III-12) [ZEG 14,BOU 15, SLO 91].

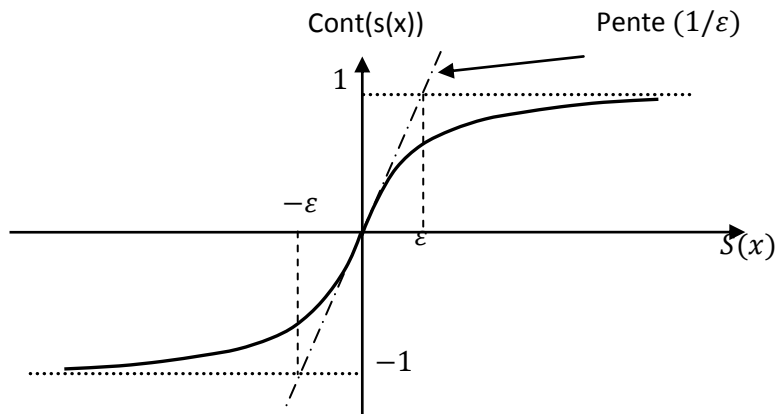


Figure III-7 : Fonction Cont ( $\varepsilon >$  et petit).

Dans ce cas, la commande devient:  $\Delta U = -k_x cont s(x)$ .

Cette fonction est définie comme suit :

$$cont(s) = \begin{cases} \frac{s(x)}{|s(x)| + \varepsilon} \text{ si } |s| < \varepsilon \\ sign(s) & \text{ sino} \end{cases} \quad (III. 16)$$

### III.4 DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT

En général, trois configurations de base sont prescrites pour la configuration de la commande de ce mode. L'une simple consiste à faire la commutation sur l'organe de commande lui-même appelée «structure par commutation au niveau de l'organe de commande», la deuxième fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état appelée «structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état», la dernière consiste à ajouter une commande équivalente appelée «Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente». Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude[ZEG 14,BOU 15].

#### III.4.1 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III-13).

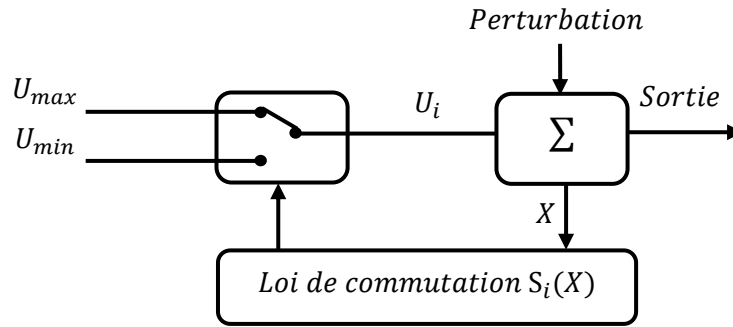


Figure III-8 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien «TOR» des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas[ZEG 14,BOU 15].

#### III.4.2 STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE REACTION D'ETAT

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état est donné par la figure (III-14) [ZEG 14

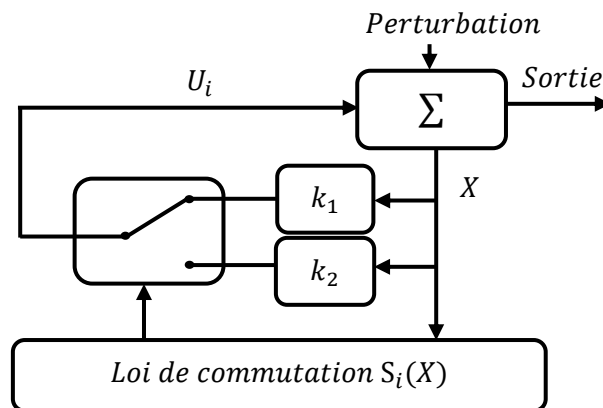


Figure III-9 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état. Puisque le non linéarité du système provient de la commutation entre les gains, on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système à régler qui est basée sur le contrôle par contre réaction d'état classique. Cette structure est la moins exigeante au niveau des oscillations de la commande. Elle a été utilisée dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction.

#### III.4.3 STRUCTURE DE REGULATION AVEC AJOUT DE LA COMMANDE EQUIVALENTE

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure de régulation avec ajout de la commande équivalente est donné par la figure (III-15).

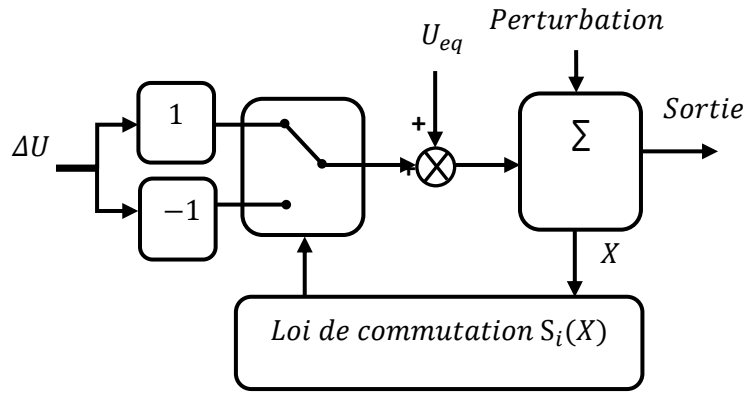


Figure III-10 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Cette commande a l'avantage de donner l'état futur du système grâce à la commande Equivalente. Cette dernière n'est autre que la valeur désirée du système en régime permanent [ZEG 14,BOU 15].

### III.5 APPLICATIONS DE LA COMMANDE MODE GLISSANT A LA MADA

La commande par mode glissant appliquée au système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation est une commande robuste qui résout beaucoup de problèmes liés aux incertitudes et aux variations du système à régler. L'objectif de ce travail est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment des puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à flux orienté. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne.

#### III.5.1 MODELE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION GADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté présenté précédemment dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère  $(d, q)$ . Le modèle d'état est donné comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (III.17)$$

#### ❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (III.18)$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (III.19)$$

❖ **Equations des dérivées de courants rotoriques**

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \left( V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{w_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (III. 20)$$

*III.5.2 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENTS*

la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$ , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$ . Pour contrôler la puissance, on prend  $n = 1$ .

Les expressions de la surface de contrôle des puissances active et réactive sont:

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III. 21)$$

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III. 22)$$

*III.5.3 CONDITIONS DE CONVERGENCES*

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (III. 23)$$

Lorsque les conditions de convergences sont satisfaites, les puissances active et réactive tendent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapounov soit inférieure à zéro; c'est à dire  $s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0$

*III.5.4 LOI DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT*

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq-Equi} + V_{rq-attr} \quad (III. 24)$$

$$V_{rd} = V_{rd-Equi} + V_{rd-attr} \quad (III. 25)$$

avec :  $V_{rq}, V_{rd}$  : les tensions de commandes;

$V_{rq-Equi}, V_{rd-Equi}$  : les tensions de commandes équivalentes;

$V_{rq-attr}, V_{rd-attr}$  : les tensions de commandes de commutations.

**III.5.4.1. Contrôle de la puissance active**

Pour contrôler la puissance active, on prend  $r = 1$ . L'expression de la surface de glissement devient :

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (III. 26)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(P) = (\dot{i}_{rq}^{ref} - \dot{i}_{rq}) \quad (III. 27)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{i}_{rq}^{ref}$  et  $\dot{i}_{rq}$  par leurs expressions données par les équations(III. 32)et (III. 33), on obtient :

$$\dot{s}(P) = \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot \dot{p}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s}) \right) \quad (III. 28)$$

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

$$\dot{s}(P) = -v_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 30)$$

$$-\frac{L_s}{M \cdot V_s} \dot{p}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left( -R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) = -v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 31)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{p}_s^{ref} - \left( -R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \right) + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 32)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{p}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (III. 33)$$

$$\begin{cases} V_{rq-Equi} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M \cdot V_s} \cdot \dot{p}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \\ V_{rq-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \end{cases} \quad (III. 34)$$

#### III.5.4.2. Contrôle de la puissance réactive

De la même manière que précédemment, pour contrôler la puissance réactive on prend  $r =$

1.L'expression de la surface de glissement devient :

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (III. 35)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(Q) = (\dot{i}_{rd}^{ref} - \dot{i}_{rd}) \quad (III. 36)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{i}_{rd}^{ref}$  &  $\dot{i}_{rd}$  par leurs expressions données par les équations(III. 6)et(III. 7), on obtient :

$$\dot{s}(Q) = \left( \left( \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (III. 37)$$

$$\dot{s}(Q) = \left( \left( \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (III. 38)$$

$$\dot{s}(Q) = -v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (III. 39)$$

$$\left( \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) = -v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (III. 40)$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left( \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 41})$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left( \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (\text{III. 42})$$

$$\begin{cases} V_{rd-Equi} = L_r \sigma \left( \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \\ V_{rd-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \end{cases} \quad (\text{III. 43})$$

Les équations (III. 34), (III. 43) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une génératrice asynchrone double alimentation, figure (III-11)

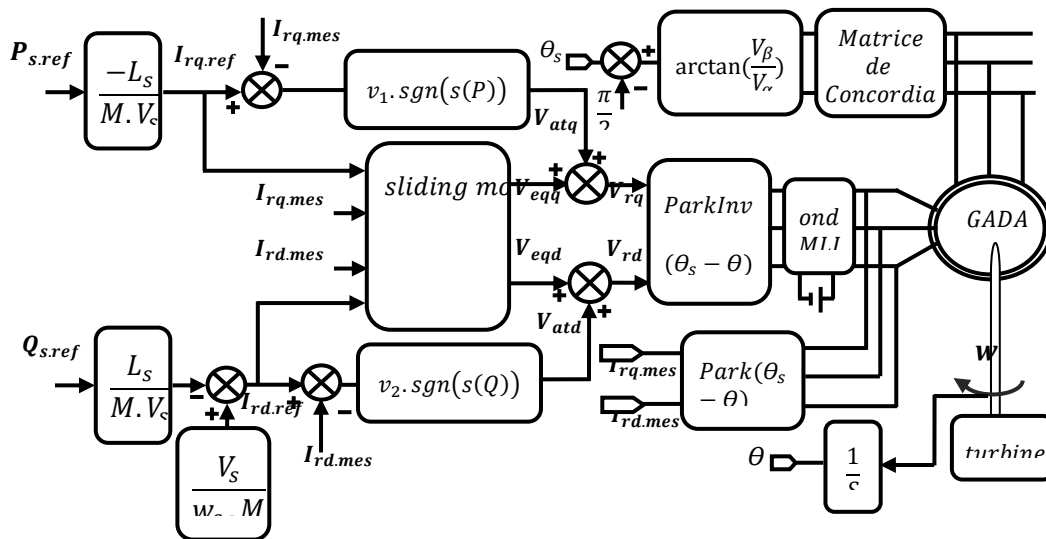


Figure III-11 : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

### III.6 RESULTATS DE SIMULATION POUR LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Dans notre travail, pour contrôler la chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur la MADA, et tester les différents algorithmes pour la commande du reste des éléments de cette chaîne, on a opté pour la commande indirecte sans boucle de puissance comme commande vectorielle et la comparée avec la commande par mode glissant pour des vitesses fixe et variable.

#### III.6.1. RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME POUR UNE VITESSE FIXE

Les figures ci-dessous montrent les performances des commandes vectorielle (indirecte sans boucle de puissance), et par mode glissant 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 1000 VAR).

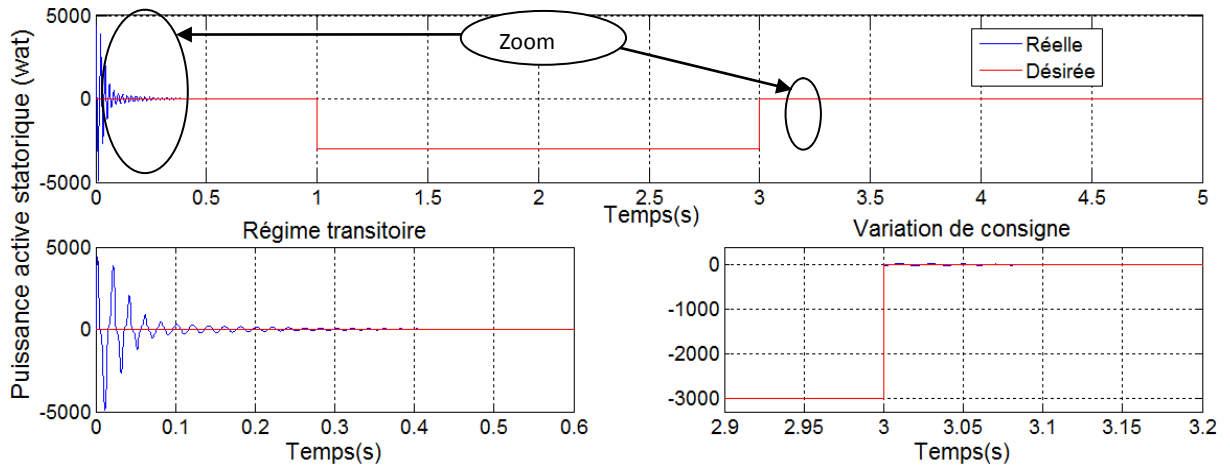


Figure III-12 : Puissance active statorique pour le Contrôle par mode glissant.

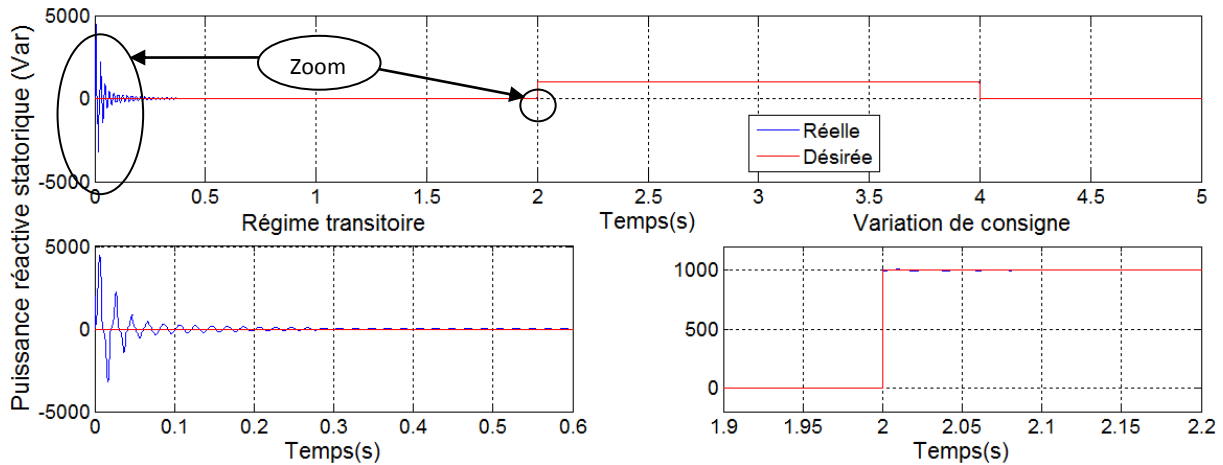


Figure III-13 : Puissance réactive statorique pour le Contrôle par mode glissant.

### III.6.2 INTERPRÉTATION DES RESULTATS

il est bien clair que la technique de commande permet un découplage parfait de la puissance statorique (active et réactive).

Les résultats obtenus par la simulation, montre clairement que l'utilisation de commande arrive à maintenir les puissances active et réactive à leurs valeurs désirées, mais avec une amélioration remarquable des résultats obtenus par mode glissant par rapport à la commande vectorielle à savoir :

- ✓ une réponse rapide pour le régime transitoire et pour le changement des consignes;
- ✓ une minimisation maximale d'erreur entre les valeurs de consignes et celle mesurées (presque nulle);
- ✓ une réduction importante des oscillations des puissances.

III.6.3 . RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME GLOBALE

Dans le cas le plus pratique, l'alimentation de l'onduleur connectée au niveau du rotor de la MADA est fournie par un convertisseur triphasé à MLI fonctionnant en redresseur. L'asservissement du redresseur est composé de deux boucles de régulation (une boucle interne pour régler le facteur de puissance côté réseau, et une autre externe pour régler la tension redressée à sa valeur de référence, (400V)).

La MADA qui est entraînée par une turbine éolienne est contrôlée par deux commandes : l'une appelée "*MPPT*", qui est une commande indirecte pour maximiser la puissance captée pendant les faibles vitesses du vent; l'autre, "*pitch control*", pour limiter et nominaliser la puissance convertie pendant les fortes vitesses du vent.

La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine, et la puissance réactive statorique est maintenue nulle pour garder le facteur de puissance unitaire du côté stator de la MADA.

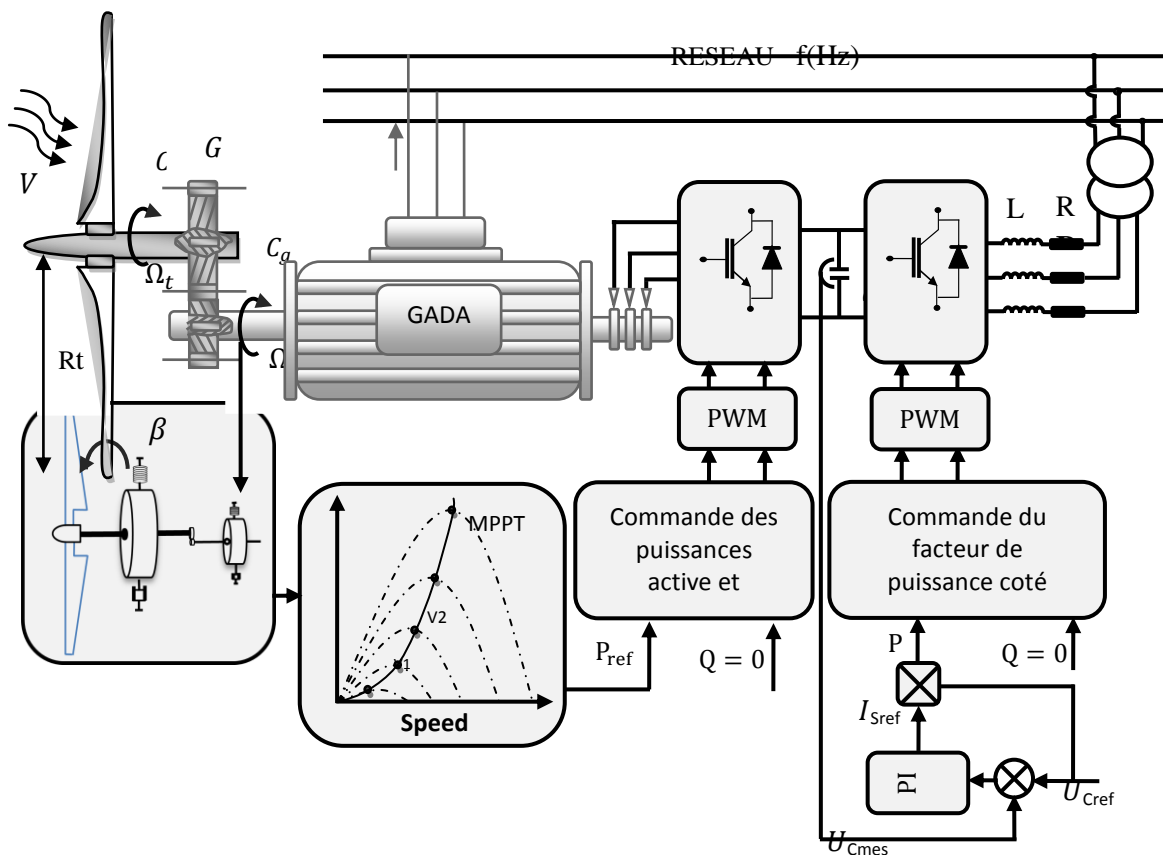


Figure III-14 :Schéma synoptique du système (convertisseur, GADA et turbine).

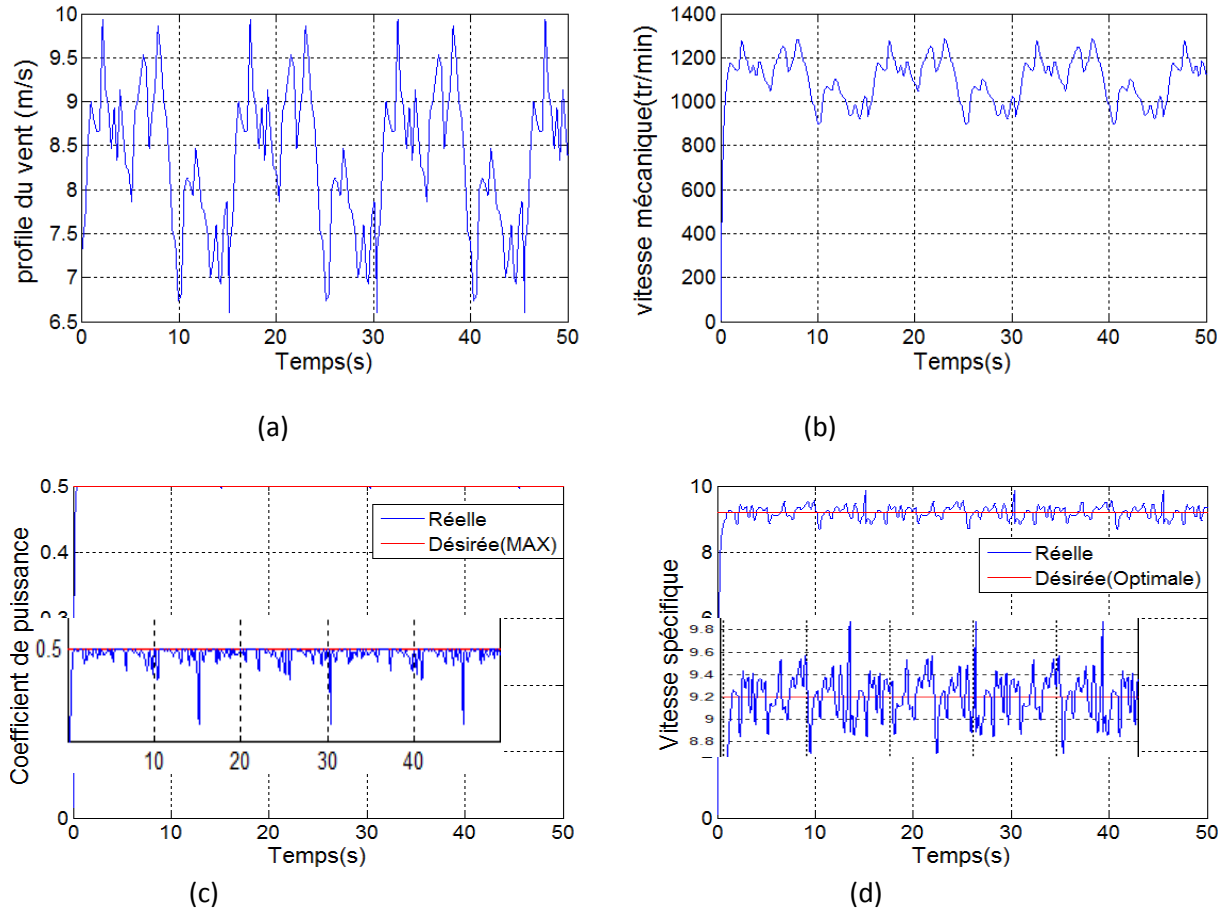


Figure III-15 : (a) - Profil du vent appliqué; (b) - Vitesse mécanique; (c) - Vitesse spécifique; (d) - Coefficient de puissance.

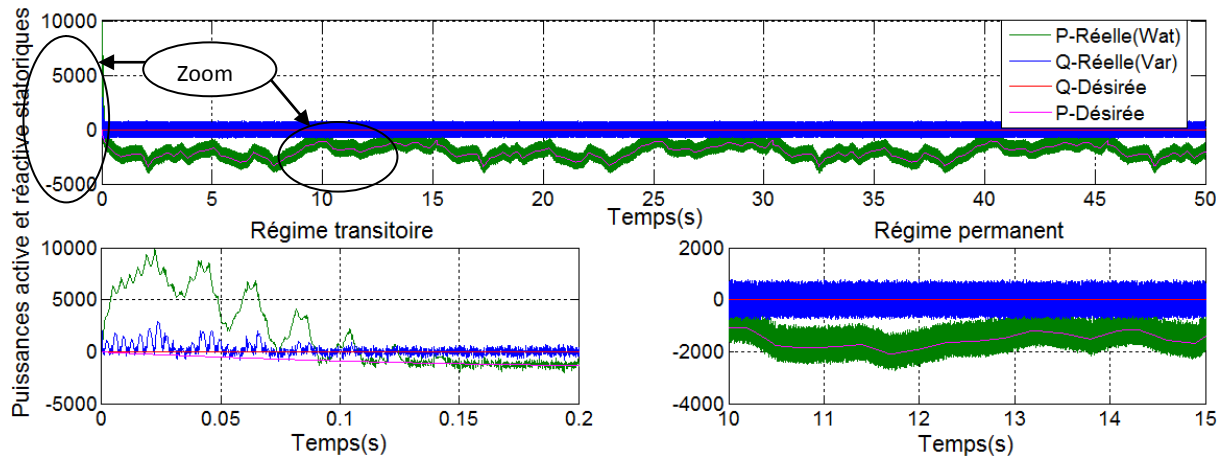


Figure III-16: Puissances statoriques active et réactive contrôle par mode glissant avec un zoom

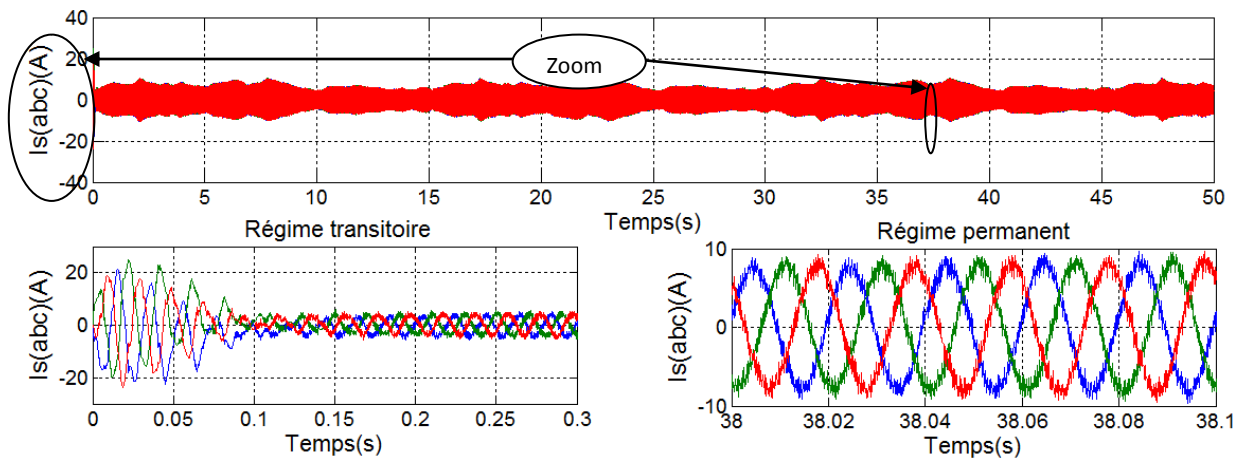


Figure III-17 : Composantes du courant statoriques contrôle par mode glissant avec un zoom

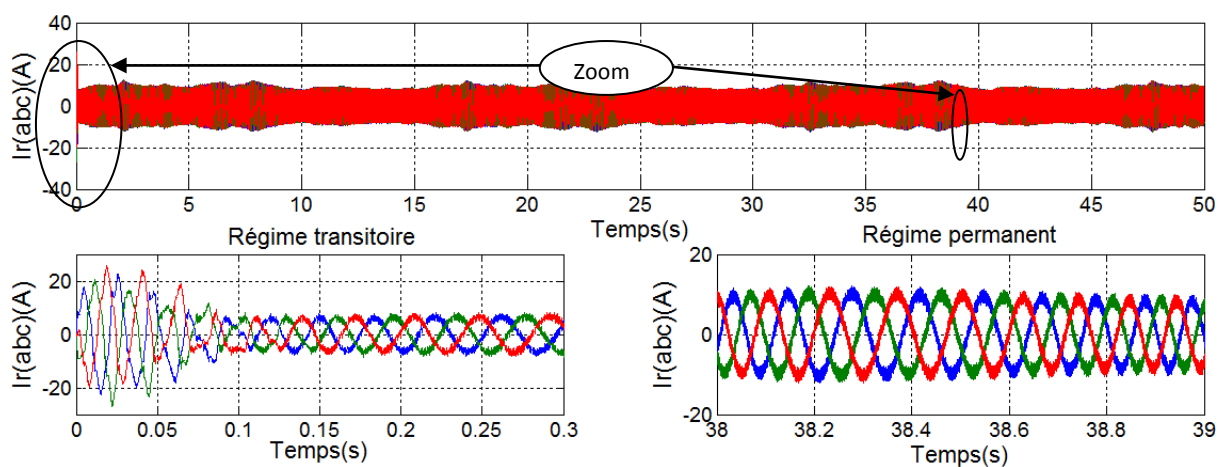


Figure III-18 : Composantes du courant rotoriques pour Contrôle par mode glissant avec un zoom

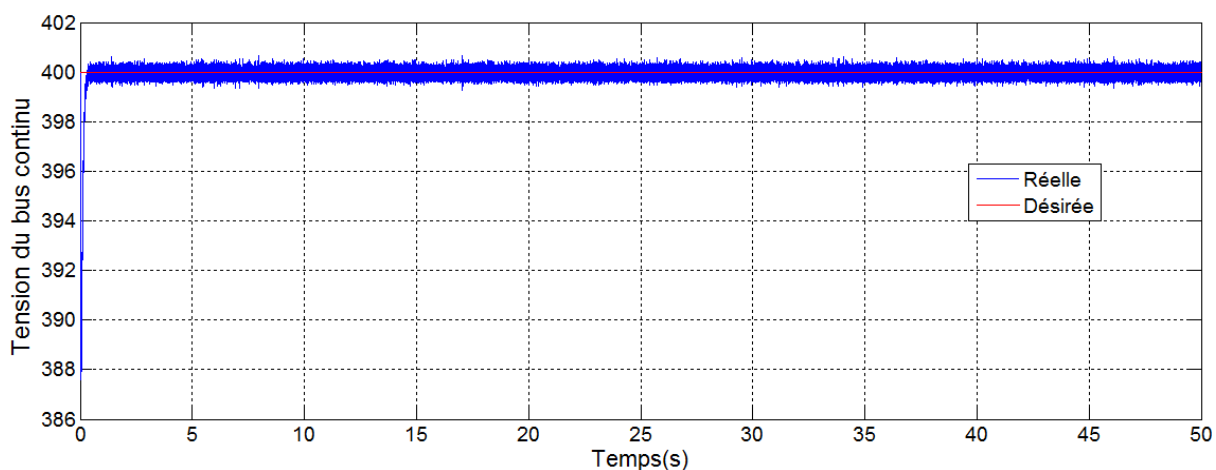


Figure III-19 : Tension du bus continu.

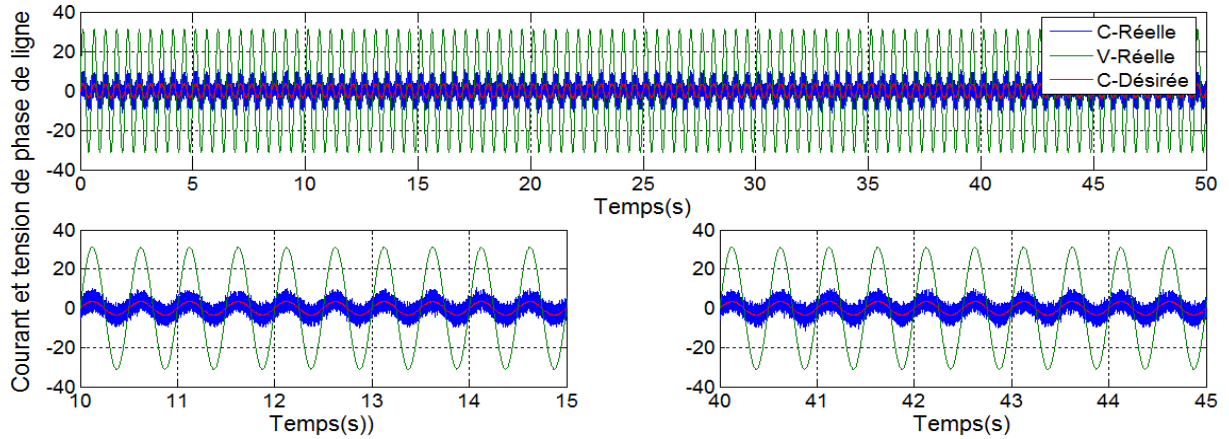


Figure III-20 : Courant et tension de phase de ligne.

#### III.6.4 INTERPRETATION DES RESULTATS

En premier lieu, les résultats de simulation qui sont illustrés par la figure III.20 montrent que l'allure de la vitesse mécanique générée par la turbine est semblable à celle du profil du vent appliqué à la turbine, comme ils montrent aussi que la vitesse spécifique  $\lambda$  suit la valeur optimale de référence imposée, de même que le coefficient de puissance  $C_p$  suit la valeur de coefficient de la puissance maximale souhaitée. Ses résultats montrent l'efficacité des deux commandes appliquées à la turbine.

Sur la figure III.16, on voit que les allures des puissances active et réactive statoriques générées par la machine suivent bien les allures de références dans les deux types de commande; par contre, les résultats obtenus par la commande mode glissant sont mieux caractérisés que ceux obtenus par la commande vectorielle 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.

Les résultats des figures III.17 et III.18 représentent les courants statoriques et rotoriques respectivement pour les deux modes de commande. Les observations sont similaires à celles faites précédemment pour le cas des puissances active et réactive.

La figure III.19 représente le résultat de simulation de la tension du bus continu. Il est clair que son allure suit bien l'allure de référence avec une réponse transitoire rapide. La figure III.20 représente la tension et le courant du réseau qui sont toujours en phase, donc un facteur de puissance unitaire, ceci permet une amélioration importante de la forme des courants qui deviennent des signaux sinusoïdaux et une tension qui reste continue.

Ces résultats obtenus montrent l'efficacité de la commande appliquée sur le redresseur.

### III.7. Mode glissant d'ordre supérieur

#### III.7.1. Principe

Le Principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur( $r$ ) consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété  $S$  déterminée par l'annulation de  $(r - 1)$  premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit  $(s)^{(r-1)}$ . On aura ainsi une précision d'ordre  $r$  sur la convergence du système. On peut classer les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de  $r$  dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement.

Le  $r^{\text{ème}}$  ordre du système est donné par:  $s = \dot{s} = \ddot{s} = \ddot{\ddot{s}} = s^{(r-1)} = 0$

Où  $r$  désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre  $r$  idéal et réel [DEN 13].

Le mode glissant idéal d'ordre  $r$  est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état.

Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.

Le mode glissant réel d'ordre  $r$  correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel. Cet aspect est très important lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle.

#### III.7.2. Avantages

Le choix d'une telle technique de commande est utilisé par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit :

- La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendant de ce temps.
- La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système.
- L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.
- L'applicabilité de la commande quelque soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.
- La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

Dans ce qui suit, on va décrire les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux et ses variantes comme le Twisting et le Super Twisting.

#### III.7.3. Inconvénients des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur

Plus  $r$  est grand, meilleure est la précision de convergence dans un glissement réel vers la surface.

Néanmoins il est nécessaire d'avoir, à chaque commutation, des informations sur les  $(r - 1)$  dérivées de  $s$ . Bien que l'on puisse réduire ces informations, dans certains cas, aux  $(r - 2)$  dérivées de  $s$ , cette condition freine l'utilisation de la commande d'ordre supérieur à 3.

En effet, plus on dérive  $y$ , plus on risque d'amplifier le bruit  $y^{(r-1)}$  dans ce qui rend la commande instable. Pour une commande à régime glissant d'ordre  $r$ , la commande discontinue est appliquée sur  $S^{(r)}$  ce qui a l'avantage d'obtenir en sortie de la chaîne d'intégrateurs une commande continue. Ces intégrateurs réduisent les composantes hautes fréquences de la commande, nécessaires pour compenser les incertitudes du modèle standard. Cette chaîne d'intégrateur a aussi comme inconvénient de ralentir la commande, ce qui se traduit par une réduction des performances des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur pour l'asservissement du système, particulièrement en suivi d'une consigne dont les variations sont rapides.

#### **III.7.4. Concepts de base des commandes par modes glissants d'ordre supérieur**

Considérons un système non linéaire incertain dont la dynamique est décrite par :

$$\begin{cases} \dot{x}^n = f(x, t) + g(x, t)u \\ \dot{s} = s(x, t) \end{cases} \quad (III. 44)$$

Ou  $x = [x_1 \dots x_n]^T \in X \subset R^n$  : Représente l'état du système. La commande  $u \in U \subset R$  est une fonction discontinue et bornée dépendant de l'état et du temps.  $f$  et  $g$  sont des champs de vecteurs suffisamment différentiables mais connus de façon incertaine.  $S$  est la variable de glissement choisie pour assurer une convergence en temps fini vers l'ensemble de glissement d'ordre  $r$

L'ensemble de glissement d'ordre  $n$  par rapport à  $(x, t)$  est défini par :

$$s_n = \{x \in X : s = \dot{s} \dots = s^{(r-1)}\} = 0 \quad (III. 45)$$

Par abus de langage, cet ensemble est souvent appelé surface de glissement d'ordre  $r$ .

Si le système est de degré relatif par rapport à la variable de glissement, une commande en Mode Glissant d'ordre  $r$  permettra d'obtenir une convergence en temps fini vers la surface, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement.

#### **III.7.5. Commande par mode glissant d'ordre deux**

Considérons un système non linéaire décrit par :

$$\ddot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (III. 46)$$

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définie  $S$  et la convergence de  $s = \frac{ds}{dt} = 0$  en un temps fini.

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissement qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme :

$$s'' = \varphi(x, t) + \phi(x, t).v \quad (III. 47)$$

Avec

$v = \dot{u}$  : Dans le cas où le système est de degré relatif  $r = 1$  par rapport à  $S$  c.à.d  $\frac{d}{du} s \neq 0$

$v = u$  : Dans le cas ou le système est de degré relatif  $r = 2$  par rapport à  $S$  c.à.d.  $\frac{d}{du} \ddot{s} \neq 0$

Afin de réaliser des algorithmes par mode glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la variable  $\ddot{s}$

-Les fonctions incertaines  $\varphi(x, t) + \Phi(x, t)$  sont bornées.

-Il existe quatre constants positives  $s_0, c_0, k_m$  et  $k_M$ , telles que, dans un Voisinage  $|s(x, t)| < S_0$  les inégalités suivantes soient vérifiées :

$$|\varphi(x, t)| < C_0 \text{ et } 0 < K_m \leq \Phi(x, t) \leq K_M$$

### **III.7.6. Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2**

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits [HBU 91]. Parmi ces algorithmes, on cite :

- Algorithme du Twisting.
- Commande sous-optimale par modes glissants d'ordre deux
- Algorithme du Super-Twisting.

### **III.7.7. Algorithme du super-Twisting**

Cet algorithme a été développé pour l'asservissement de systèmes à degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990. Elle a été étudiée par Levant dans. Son intérêt réside dans la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande. Le Super-twisting n'utilise pas d'informations sur  $\dot{S}$  ceci peut être vu comme un avantage. Il est composé de deux parties, une partie discontinue  $u_2$  et une partie continue  $u_1$

L'algorithme du super-twisting s'écrit :

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (III. 48)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u \\ -\alpha \cdot \text{sign}(s) \end{cases} \quad \begin{cases} \text{si } |u| > u_M \\ \text{si non} \end{cases} \quad (III. 49)$$

$$\dot{u}_2 = \begin{cases} -\lambda |s_0|^\rho \text{sign}(s) \\ -\lambda |s_0|^\rho \text{sign}(s) \end{cases} \quad \begin{cases} \text{si } |u| > s_0 \\ \text{si non} \end{cases} \quad (III. 50)$$

Avec  $\alpha, \rho, \lambda$  vérifiant les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{c_0}{K_M} & 0 < \rho < 0.5 \\ \lambda^2 \geq \frac{4C_0 K_M (\alpha + C_0)}{K_m^2 \cdot K_m (\alpha - C_0)} \end{cases} \quad (III. 51)$$

Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et en un terme intégral.

On peut donc considérer cette algorithme comme une généralisation non linéaire d'un PI.

Si  $S_0 = \infty$  on peut simplifier l'algorithme :

Avec 
$$\begin{matrix} -\lambda |s|^\rho \text{sign}(s) + u_1 \\ -\alpha \text{sign}(s) \end{matrix} \quad (III. 52)$$

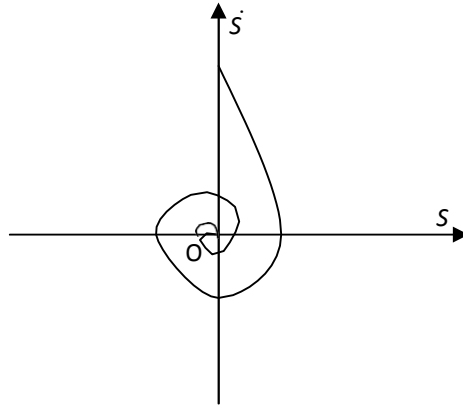


Figure III 21 : Trajectoire de l'algorithme Super-Twisting dans le plan.

### III.7.8. Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de GADA

#### III.7.8.1. Contrôle des puissances statorique active et réactive

Cette stratégie a été utilisée dans certaines applications spécifiques [BEL 10], mais son exploitation dans le contrôle de systèmes à énergie renouvelables, et en particulier les génératrices, est récent alors, à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système d'équations d'état du GADA suivant:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} (i_{rd} - \frac{\phi_s}{M}) \end{cases} \quad (III.53)$$

$$i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} (V_{dr} - R_r i_{rd} + \sigma L_r \omega_r i_{rq}) \quad (III.54)$$

$$i_{rq} = \left( V_{rq} - R_r i_{rq} - \sigma L_r \omega_r i_{rd} - g \frac{M}{L_s} v_s \right) \frac{1}{\sigma L_r} \quad (III.55)$$

La stratégie de commande proposée utilise aussi l'algorithme dit super-twisting.

Dans ce cadre,

Nous considérons les erreurs suivantes :

$$\begin{cases} S(P_s) = e_{ps} = P_s^* - P_s \\ S(Q_s) = e_{qs} = Q_s^* - Q_s \end{cases} \quad (III.56)$$

Avec  $P_s^*$  et  $Q_s^*$  correspondant aux trajectoires de références définies.

#### III.7.8.2. Surface de Régulation de la Puissance Active Statorique $P_s$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \quad (III.57)$$

En substituant l'expression  $\dot{P}_s$  de l'équation (III.53) dans l'équation (III.57), on trouve :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \left( -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \dot{i}_{rq} \right) \quad (III.58)$$

En substituant l'expression  $\dot{i}_{rq}$  de l'équation (III.55) dans l'équation (III.58), on trouve :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + \left( V_{rq} - R_r i_{rq} - \sigma L_r \omega_r i_{rd} - g \frac{M}{L_s} v_s \right) \frac{1}{\sigma L_r} \quad (III. 59)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(P_s) = 0$ ;  $\dot{S}(P_s) = 0$ ;  $v_{rq}^n = 0$

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$v_{rq}^{eq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \omega_r i_{rd} + g \frac{M}{L_s} v_s + i_{rq} \cdot \frac{V_s M}{L_s} \quad (III. 60)$$

Par conséquent :

$$v_{rq}^n = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(s) - \int \alpha \text{sign}(s) \quad (III. 61)$$

### III.7.8.3. Surface de régulation de la puissance réactive statorique $Q_s$

L'erreur de la puissance réactive statorique est définie par :

$$S(Q_s) = e = Q_s^* - Q_s \quad (III. 62)$$

Sa dérivée :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \quad (III. 63)$$

En substituant l'expression  $\dot{Q}_s$  de l'équation (III.53) dans l'équation (III.54), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \frac{V_s}{L_s} (\phi_s \dot{M} + M \cdot i_{rd}) \quad (III. 64)$$

En substituant l'expression  $i_{rd}$  de l'équation (III.54) dans l'équation (III.55), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{L_s \sigma L_r} (v_{rd} - R_r i_{rd} + \sigma L_r \omega_r i_{rq}) \quad (III. 65)$$

On prend :

$$v_{rd} = v_{rd}^{eq} + v_{rd}^n \quad (III. 66)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(P_s) = 0$ ;  $\dot{S}(P_s) = 0$ ;  $v_{rq}^n = 0$  Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$v_{rd}^{eq} = -\frac{\sigma L_r}{M} \left( \lambda \dot{\phi}_s - \lambda M i_{rd} - \dot{\phi}_s - \frac{M R_r}{\sigma L_s} i_{rd} + M \omega_r i_{rq} \right) \quad (III. 67)$$

Par conséquent :

$$v_{rd}^n = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(s) - \int \alpha \text{sign}(s) \quad (III. 68)$$

La figure (III.22) présente, le schéma fonctionnel de la commande par mode glissant d'ordre supérieur appliquée au GADA.

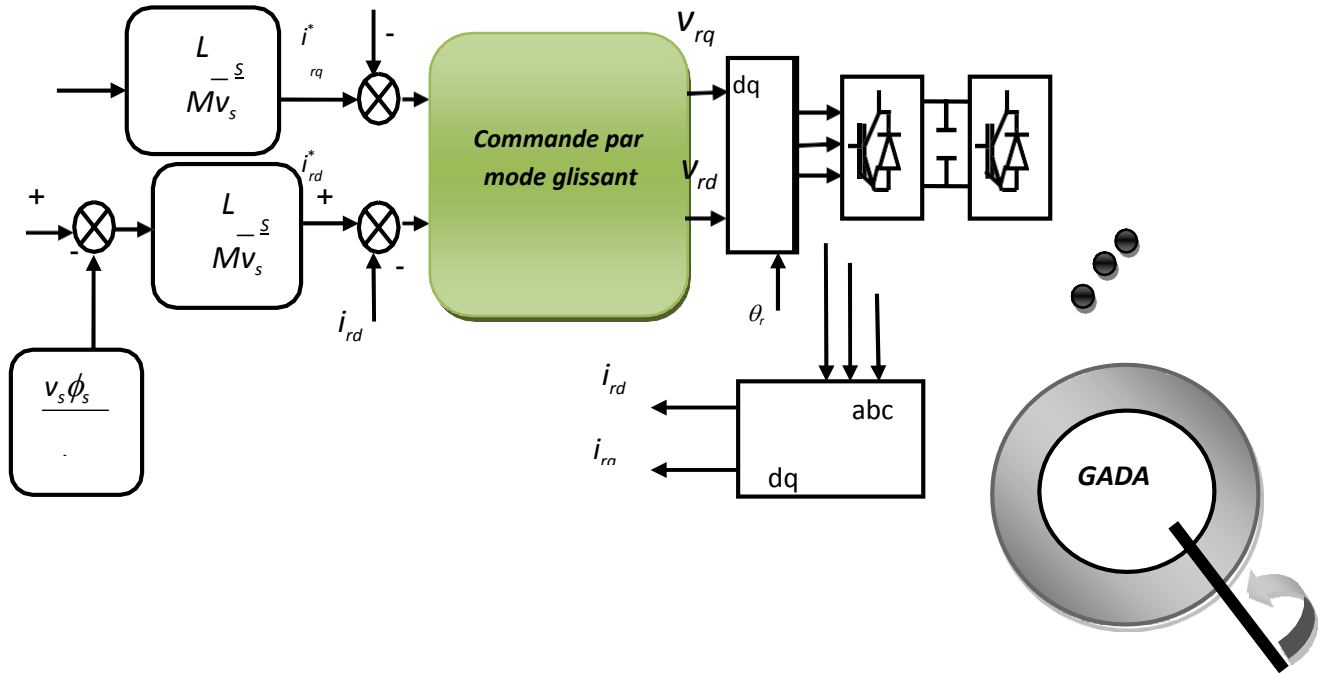
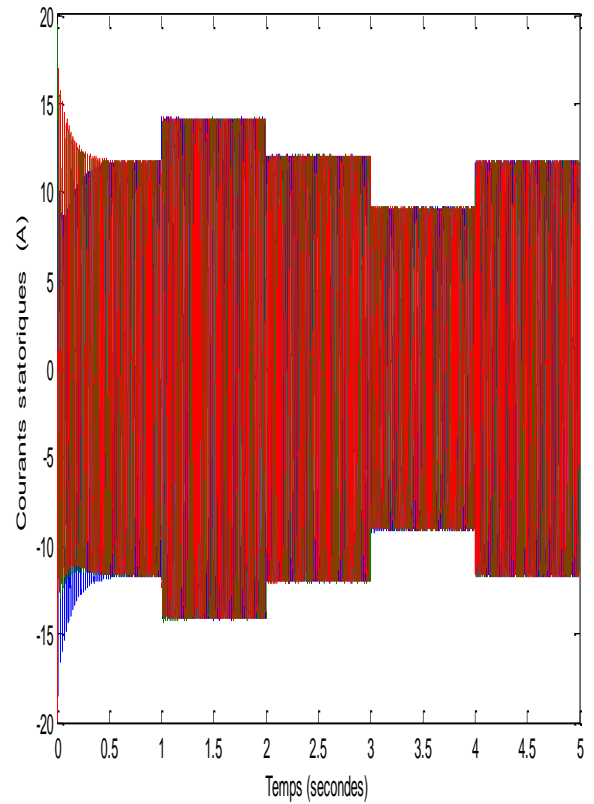
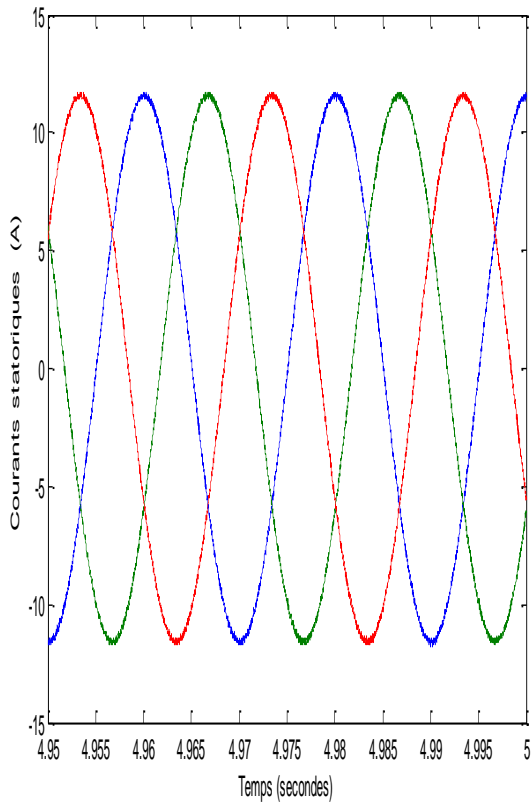
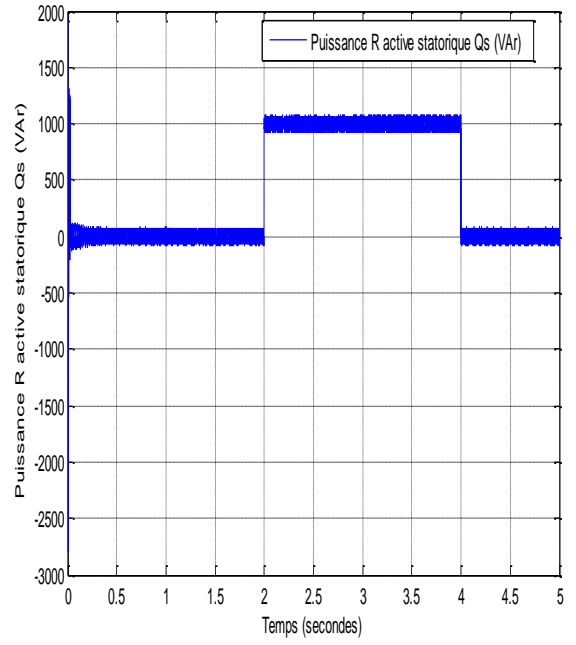
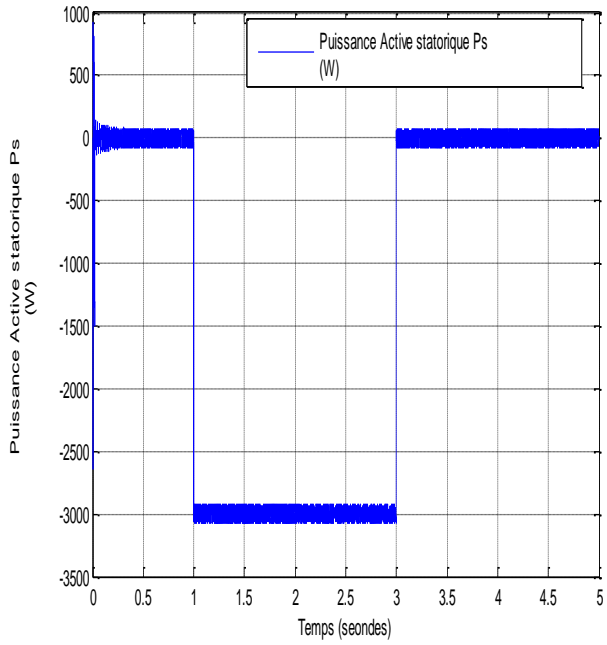


Figure III 22 : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant d'ordre supérieur.

### III.8. Résultats de Simulation

Pour comparer les résultats avec ceux du mode glissant classique déjà traité par [SAI 14], La commande par mode glissant d'ordre supérieur est appliquée sur le modèle non linéaire de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA avec orientation du flux statorique pour réduire le phénomène de chattering.



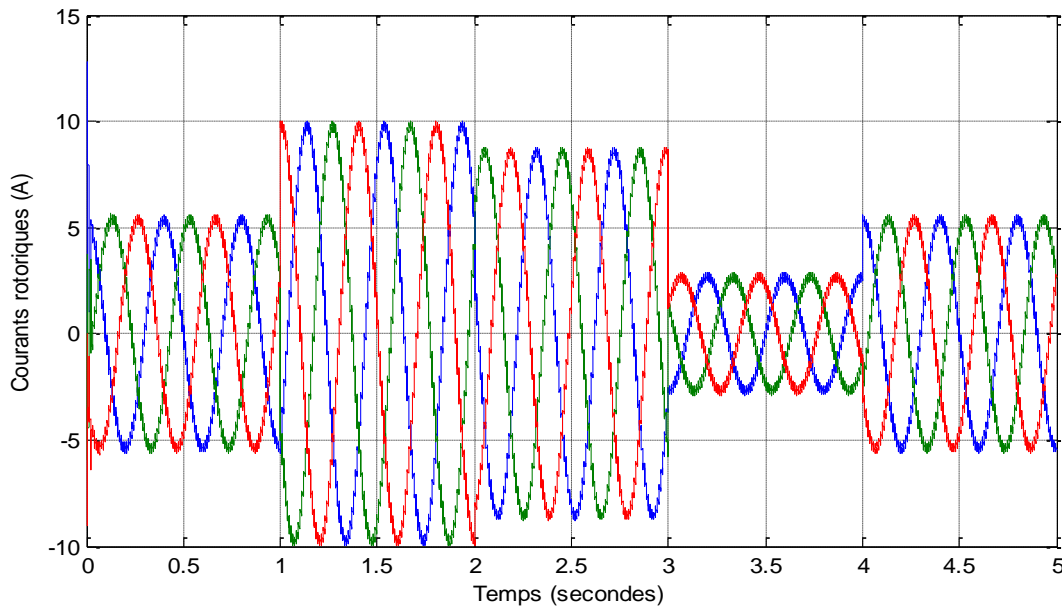


Figure III 23 : Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur glissant d'ordre supérieur, avec onduleur (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

L'analyse des courbes de simulation permet de présager de bonnes performances (figure (III 23)). En comparaison avec le correcteur mode glissant classique, le correcteur mode glissant d'ordre supérieur offre de meilleurs résultats vis-à-vis le temps de réponse des puissances et du rejet de perturbations dues au changement de la vitesse.

### III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les méthodes de synthèse des commandes par modes glissants d'ordre un et deux. L'intérêt majeur de ces approches se situe dans la simplicité de mise en oeuvre.

Au début de ce chapitre nous nous sommes intéressés à la commande par modes glissants d'ordre simple.

Notre démarche a été d'en rappeler les fondements théoriques, nous nous sommes attachés à exposer les notions essentielles telles que l'attractivité des surfaces de glissement, les conditions d'existence, les propriétés de robustesse, la commande équivalente et la dynamique en régime glissant.

L'inconvénient majeur de cette méthode est l'apparition du phénomène de broutement qui se manifeste dans les grandeurs asservies. Les fonctions d'adoucissement permettent sa réduction, cependant elles font apparaître un compromis entre la robustesse de la commande et les performances du système.

# **CONCLUSION GÉNÉRALE**

## Conclusion Générale

### Conclusion Générale

L'objectif préalablement défini de ce travail consistait à la modélisation et à la commande d'une chaîne de conversion éolienne par régulateur à mode glissant d'ordre supérieur. A la lumière de l'étude effectuée, nous avons vu les étapes successives permettant d'élaborer une stratégie de commande pour une génératrice éolienne jusqu'à sa mise en œuvre.

Dans le contexte des énergies renouvelables, un état de l'art de la génération éolienne est présenté dans le premier lieu, on rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie. Ce qui nous a amené à choisir la machine asynchrone à double alimentation de par ces qualités de fonctionnement.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement et ses avantages. Nous avons établi un modèle de la chaîne de conversion de l'éolienne basée sur la machine asynchrone à double alimentation. Dans ce modèle, le stator de la machine est connecté directement au réseau électrique, et le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire des convertisseurs électroniques bidirectionnels en courant.

Ensuite, nous avons consacré la troisième partie à l'utilisation d'une commande vectorielle à orientation du flux statorique. Nous avons introduit ensuite le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation. Ce contrôle est réalisé avec corrélation par des puissances de références afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator et le réseau.

Ainsi, les algorithmes de réglage classiques, tel que le PI peut s'avérer suffisant si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement d'ordre supérieur. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporté des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. En générale, le régulateur par mode de glissement d'ordre supérieur offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite. L'ensemble de ces travaux peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de l'ensemble chaîne de conversion éolienne –réseau de distribution parmi les perspectives futures suivantes :

- Etablissement d'un modèle de la machine prenant en compte la résistance de phase statorique et la saturation magnétique.
- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs pour la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau.
- L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : mode glissant, réseaux de neurones, synergétique...etc.
- L'intégration d'un système de stockage inertiel et l'étude des perturbations de la production de l'énergie éolienne vis à vis des déséquilibres du réseau.

# **ANNEXES**

## Annexe A

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

#### Valeurs nominales :

Puissance nominale :  $P_n = 4KW$ .

Tension nominale :  $v/U = 220/380V - 50Hz$ .

Courant nominale :  $i/I = 15/8.6A$ .

La vitesse nominale :  $\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$ .

Nombre de paires de pôles :  $P = 2$ .

#### Paramètre :

Résistance du stator:  $R_s = 1.2\Omega$ .

Résistance du rotor:  $R_r = 1.8 \Omega$ .

Inductance stator :  $L_s = 0.1554H$ .

Inductance du rotor:  $L_r = 0.1568H$ .

Inductance Mutuelle :  $M = 0.15H$ .

#### Constantes mécaniques :

Moment d'inertie:  $J = 0.2 \text{ Kg. m}^2$ .

Coefficient de frottement:  $f = 0.001N. m. s/rd$ .

## Annexe B

### 2- Dimensionnement du régulateur PI

La figure (B-1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

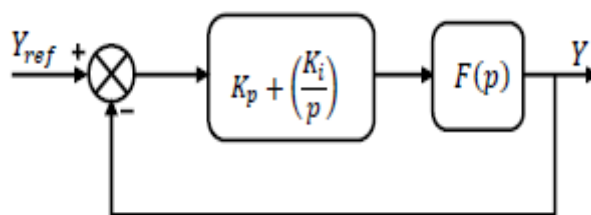


Figure (B-1) : Schéma bloc d'un système réglé par un PI.

La forme du correcteur est la suivante :  $K_p + \left(\frac{K_i}{p}\right)$

Avec  $K_p$  : est le gain proportionnel du régulateur;

$K_i$  : est le gain intégral du régulateur;

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$F(p) = \left( \frac{K}{p1 + \tau p} \right)$$

En boucle ouvert on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(p) = \left( \frac{Kp + \left(\frac{K_i}{p}\right)}{1 + \tau p} \right) = \left( \frac{k(Kp.p + K_i)}{p.(1 + \tau p)} \right) = K K_i \frac{1 + \left(\frac{Kp.p}{K_i}\right)}{p.(1 + \tau p)}$$

On prend  $\tau = \left(\frac{Kp}{K_i}\right)$

Alors  $F_{Bo}(p) = \frac{K_i . k}{p}$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(p) = \left( \frac{K_i . k}{k . K_i + \tau p} \right) = \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{K_i . k} . p} \right)$$

Pour attendre 95% de la consigne, le temps de repense  $t_r$  du système bouclé vaut :  $t_r = 3. \frac{1}{K_i . k}$

Or  $K_i = \frac{Kp}{\tau}$  , alors  $t_r = 3. \frac{1}{Kp . k}$

D'où  $\begin{cases} Kp = 3. \frac{\tau}{tr . k} \\ K_i = \frac{3}{tr . k} \end{cases}$

# **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] : M.A HASSAD, "Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques", *Mémoire de Magister, université Sétif 1 (Algérie)*, 2012.
- [2] : M. K. IDJDARENE, " Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes", *Thèse de doctorat d'université de Lille 1 (France)*. 23/05/2010.
- [3] : Global Wind Report 2018, April 2019. Global Wind Energy Council, [www.gwec.net](http://www.gwec.net).
- [4] : L'industrie éolienne a cependant créé des dizaines de milliers d'emplois qui subsistent en Europe (Allemagne, Danemark, Espagne ou Royaume-Uni.). Et même en France où l'on regrette l'absence d'acteurs industriels majeurs, la filière éolienne fournit du travail à forte valeur ajoutée à de nombreux sous-traitants qualifiés et à des bureaux d'études spécialisés, comme en témoigne le « 2019 Wind Observatory » publié par France Energie Eolienne (<https://fee.asso.fr/wp-content/uploads/2019/10/2019-wind-observatory-final.pdf>).
- [5] : En Annexe 1, sont décrits statistiquement le marché annuel des nouvelles installations éoliennes en 2017 et 2018 ainsi que les capacités de production éolienne onshore et offshore observées à la fin de chacune des années sur les principales zones géographiques internationales.
- [6] : A. MIRECKI, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", *Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Toulouse*. 05/04/2005.
- [7] : Du fait de la déconstruction de certaines installations de production éolienne anciennes, le total des capacités à la fin de l'année est, dans certaines zones, inférieur à la somme des nouvelles capacités mises en service sur l'année ajoutées au total des capacités installées de l'année précédente.
- [8] : En Chine, la production annuelle d'électricité éolienne a dépassé en 2011 la production d'électricité nucléaire et s'en écarte désormais rapidement avec un taux de croissance annuelle moyen sur 10 ans de 38% contre 15,8%
- [9] : En France, au début des années 2010, deux entreprises de grande taille (AREVA Wind et ALSTOM) se sont positionnées sur le marché des aérogénérateurs offshore en proposant des technologies innovantes et performantes : ADWEN (pour AREVA) et HALIADE produite à Saint-Nazaire (pour ALSTOM). Ces développements industriels ont été cédés respectivement à SIEMENS-GAMESA (en 2016) et à GENERAL ELECTRIC (en 2015)
- [10] : Y. Soufi a,\*, T. Bahi b, S. Lekhchine b, D. Dib a, « Performance analysis of DFIM fed by matrix converter and multi level inverter ». *Energy Convers Manage*. 72 (2013) 187–193.
- [11] : R. Rouabhi, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée »

- [12] : S. KHOJET EL KHIL, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)". Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse 2006.
- [13] : K. Belmokhtar, M.L. Doumbia , K. Agbossou, « Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly-fed induction generator) ». *Energy*, Vol. 76, 2012, pp. 679-693.
- [14] : D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, « Network power flux control of a wind generator ». *Renewable Energy*, Volume 34, Issue 3, pp 615- 622, Elsevier 2009.
- [15] : J.Lvern, « La logique floue : Concepts et définitions », *Electronique radio plan*541, pp11-18,1992.
- [16] : H.Buhler, « Réglage par logique floue », *Presses polytechniques romandes*, 1994.
- [17] : B. Meunier, Bernadette, "La logique floue et ces application," *addison-wesley France*, 1995.
- [18] : K.M. Passino, S. Yurkovich, " Fuzzy control," *Addison-wesley, longman Inc*, 1998.
- [19] : H. Buhler, "Le réglage par logique floue," *presses polytechniques romandes*, 1994.
- [20] : L. A. Zadeh, « Fuzzy sets, fuzzy logic and fuzzy systems», *World Scientific Publishing* 1996
- [21] : M. Mendel, « Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial », *IEEE proceedings*, vol. 83, no. 3, pp. 345-377, Mar. 1995.
- [22] : N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « An introduction to type-2 fuzzy logic systems», *Université. Southern California, Rep.*, Oct. 1998.

**RESUME**

Le travail réalisé dans cette mémoire concerne l'étude, la modélisation et la commande d'un système de production d'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation entraînée par une vitesse constant, et pilotée à travers les variables rotoriques par un convertisseur bidirectionnel appelé l'onduleur. Dans la première partie on a présenté des généralités sur l'énergie éolienne et les systèmes de conversion utilisés, en suite nous avons modélisé la chaîne éolienne séparément qui a été adoptée à partir de l'étude théorique et sa commande vectorielle.

Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation des puissances générées. Dans la troisième partie, on a développé les commandes nécessaires pour contrôler toujours les puissances générées par ce système à savoir : la commande par mode glissant basée sur les régulateurs mode glissant afin d'améliorer la qualité de poursuite et d'assurer la robustesse du système et la commande par mode glissant d'ordre supérieur afin de faire d'augmenter l'amélioration de la qualité de poursuite des puissances électriques produits et toujours d'assurer la robustesse du système. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les commandes proposées. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes.

### Mots clés:

Energie éolienne - Modélisation - onduleur - MADA - Commande - Vectorielle – mode glissant – mode glissant d'ordre supérieur.

### ملخص

العمل المنجز في هذه الأطروحة هو الدراسة، النمذجة والتحكم في نظام طاقة الرياح الذي يعتمد على مولد لامتزامن مزدوج التغذية مقاد بواسطة سرعة ثابتة و المتحكم فيه من خلال متغيرات الدوار من قبل محول ثنائي الاتجاه يدعى المموج. في الجزء الأول قدمنا الحالة الوصفية للطاقة الهوائية و النظم المستخدمة في تحويل هذه الطاقة. في الجزء التالي قدمنا نمذجة لسلسلة الرياح بالتفصيل التي تم اختيارها من الدراسة النظرية و التحكم الشعاعي فيها. هذا التحكم يعتمد على التوجيه التدفقي في الجزء الثابت لتسهيل نموذج الآلة والتفريق في ضبط الطاقة المنتجة. في الجزء الثالث طورنا أنواع خطط التحكم اللازمة للتحكم دائما في الطاقة الفعالة و الطاقة الارتكاسية اللتان تنتج من هذا النظام و هم كالتالي : التحكم بالمنطق الغامض نوع 1 الذي يعتمد على ضوابط المنطق الغامض نوع 1 من اجل تحسين جودة التحكم وضمان متانة النظام و التحكم بالمنطق الغامض نوع 2 الذي يعتمد على ضوابط المنطق الغامض نوع 2 من اجل الزيادة في تحسين جودة التحكم في الطاقة المنتجة و ضمان متانة النظام دائما. في الأخير قدمنا دراسة مقارنة لكل خطط التحكم المقترحة. نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها سمحت لنا بتقييم أداء هذه الخطط.

### كلمات مفتاحية:

طاقة هوائية – نمذجة - مموج - مكنة لا تزامنية ثنائية التغذية - تحكم - شعاعي - المنطق الغامض نوع 1 - المنطق الغامض نوع 2.