

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:SCEINCES ET TCHNOLOGE

FILIERE : ENERGIES RENOUVELABLES

OPTION:ENERGIES RENOUVELABLES

EN ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire
présenté pour l'obtention du diplôme de
Master Académique en électrotechnique**

**Par :
Cheyma ROUMAIR
Lamis SALMI**

Intitulé

**COMMANDE GLISSANT FLOUE TYPE 1 ET 2
D'UN SYSTÈME DE CONVERSION D'ÉNERGIE
ÉOLIENNE BASÉE SUR UNE MADA**

Soutenu devant le jury composé de :

El Oualid ZOUGGAR

MCB

Président

Riyadh ROUABHI

MCA

Encadreur

Abdelghafour HERIZI

MCB

Co-Encadreur

Messaoud MAYOUF

MCB

Examineur

Année universitaire : 2021/ 2022



لو عرض كتاب سبعين مرة لوجد فيه خطأ
"أبي الله تعالى أن يكون كتابٌ صحيحاً غير كتابه"



Remerciements

Au nom الله, le Tout - Miséricordieux, le Très -
Miséricordieux

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

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et
n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et
l'encadrement de **Mr Rouabhi Riyadh**, on le
remercie pour la qualité de son encadrement
exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa
disponibilité durant notre préparation de ce
mémoire.

Nous tenons également à remercier tous les
membres de notre famille, nos frères et nos chères
sœurs.

Enfin, nous tenons à exprimer notre
reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le
soutien moral et matériel.

Dédicaces

إلى من أنشأني نشأة العلم و الدين و شُدت به أزرى في محنتي

والدي مصطفى....

إلى من سهرت الليالي من أجل أن أكون و شملتني بدعائها في

كل

وقت وحين

والدتي شماخ نبيلة...

براً بهما ووفاءً

إلى من منحوني المحبة الأخوية الخالصة و الصداقة

أختي مروة و إخوتي أسامة , طارق و زكرياء ...

إلى كل صديق عبر بصدق بموقف أصيل أو كلمة مساندة أو

دعاء في

ظهر الغيب بنية خالصة أهدي ثمرة هذا الجهد المتواضع.

رومير شيماء

Dédicaces

إلى من أنشأني نشأة العلم و الدين و شُدّت به أزرِي في محنتي

والدي فرحات....

إلى من سهرت الليالي من أجل أن أكون و شملتني بدعائها في

كل

وقت وحين

والدتي كرميش سميرة...

برًا بهما ووفاءً

إلى من منحوني المحبة الأخوية الخالصة و الصادقة

أخي إسلام و أخواتي حنان و مريم ...

إلى كل صديق عبر بصدق بموقف أصيل أو كلمة مساندة أو دعاء
في

ظهر الغيب بنية خالصة أهدي ثمرة هذا الجهد المتواضع.

سالمي لميس



SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
LISTE DES FIGURES	II
LISTE DES SYMBOLES	III
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR L'ENERGIE ÉOLIENNE ET LEUR SYSTEME.

I.1 INTRODUCTION	05
I.2 GENERALITES SUR L'ENERGIE EOLIENNE	05
I.2.1 Historique sur l'énergie eolienne	05
I.2.2 L'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres	06
I.2.3 Différents types d'éoliennes.....	07
I.2.4 Les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienn.....	08
I.3 GENERALITES SUR LA MACHINE UTILISEE DANS NOTRE SYSTEME EOLIEN..	09
I.3.1 Historique sur la MADA.....	09
I.3.2 Structure de la MADA	10
I.3.3 mode de fonctionnement de la MADA	11
I.3.4 Les applications de la MADA.....	13
I.3.5 Les avantages et les inconvénients de la MADA.....	15
I.4 CONCLUSION	16

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE UTILISEE DANS NOTRE SYSTEME EOLIEN ET LEUR CONVERTISSEUR.

II.1 INTRODUCTION.....	18
II.2 MODELISATION DE LA MADA	18
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	18
II.2.2 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (a,b,c)	19
II.2.2.1 Equations électriques.....	20
II.2.2.2 Equations magnétiques.....	21
II.2.2.3 Equations mécaniques	22
II.2.3 Transformation de PARK	22
II.2.4 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (d,q).....	23
II.2.4.1 Equations électriques.....	25
II.2.4.2 Equations magnétiques.....	27
II.2.4.3 Equations mécaniques	29
II.2.5 Choix de repère de référence de PARK	29

II.2.6 Modèle d'état de la MADA.....	29
II.3 MODELISATION ET COMMANDE DE L'ALIMENTATION DE LA MADA	30
II.3.1 Modélisation du l'onduleur à deux niveaux.....	30
II.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	32
II.4 CONCLUSION.....	32

CHAPITRE III :L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES.

III.1 INTRODUCTION	34
III.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT	34
III.2.1 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant	34
III.2.1.1 Choix des surfaces de glissement.....	35
III.2.1.1.1 Régime glissant idéal	35
III.2.1.1.2 Régime glissant réel	36
III.2.1.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	36
III.2.1.2.1 Approche directe	36
III.2.1.2.2 Approche de Lyapunov	36
III.2.1.3 Détermination de la loi de commande	37
III.2.2 Elimination du phénomène du broutement (Chattering)	39
III.2.2.1 Proposition de Slotine	39
III.2.2.1 Proposition de Harshima	40
III.3 COMMANDE HYBRIDE GLISSANT FLOU TYPE 1.....	40
III.3.1 Elimination du phénomène du broutement par les régulateurs flous type 1	40
III.3.1.1 Notions fondamentales de la logique floue type 1	40
III.3.1.1.1 Ensembles flous	40
III.3.1.1.2 Fonctions d'appartenances	40
III.3.1.1.3 Caractéristiques d'un sous ensemble flou	43
III.3.1.1.4 Variables linguistiques	44
III.3.1.1.5 Opérateurs logiques flous.....	44
III.3.1.1.6 Implication floue	45
III.3.1.2 Structure d'un contrôleur floue type 1	46
III.3.1.2.1 Fuzzification.....	46
III.3.1.2.2 Règles de contrôle	47
III.3.1.2.3 Inférence des règles floues	47
III.3.1.2.4 Défuzzification	48

III.4	COMMANDE HYBRIDE GLISSANT FLOUS TYPE 2.....	48
III.4.1	Elimination du phénomène du broutement par les régulateurs flous type 2	48
III.4.1.1	Notions fondamentales de la logique flou type 2.....	49
III.4.1.1.1	Représentation d'un ensemble flou type-2.....	49
III.4.1.1.2	Définitions.....	49
III.4.1.2	Structure d'un contrôleur flou type 2	52
III.4.1.2.1	Fuzzification.....	52
III.4.1.2.2	Base des règles	52
III.4.1.2.3	Mécanisme d'inférence.....	53
III.4.1.2.4	Le module de traitement de la sortie	54
III.5	CONCLUSION.....	54

CHAPITRE VI : L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

VI.1	INTRODUCTION	56
VI.2	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	56
VI.2.1	Modèle de la génératrice asynchrone double alimentation GADA	56
VI.2.2	Choix des surfaces de glissements	57
VI.2.3	Conditions de convergences	57
VI.2.4	Loi de commande par mode glissant.....	57
VI.2.5	Résultats de simulation numérique.....	60
VI.2.6	Interprétation des résultats.....	61
VI.3	APPLICATION DE LA COMMANDE HYBRIDE GLISSANT FLOU TYPE 1	61
VI.3.1	Structure de base d'un contrôleur glissant flous type 1	61
VI.3.2	Résultats de simulation numérique	64
VI.3.3	Interprétation des résultats.....	65
VI.4	APPLICATION DE LA COMMANDE HYBRIDE GLISSANT FLOU TYPE 2	65
VI.4.1	Structure de base d'un contrôleur glissant flous type 2.....	66
VI.4.2	Résultats de simulation numérique	67
VI.4.3	Interprétation des résultats.....	68
VI.5	CONCLUSION	69
CONCLUSION GENERALE.....		71



LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR L'ENERGIE ÉOLIENNE ET LEUR SYSTEME.

Figure I.1:	les anciennes installations d'éoliennes	06
Figure I.2:	Le retard de croissance de cette décennie entraîne des pénuries d'énergie éolienne d'ici 2030	06
Figure I.3:	Capteurs à axe vertical	07
Figure I.4:	Capteurs à axe horizontal	08
Figure I.5:	Structure du rotor de la MADA	10
Figure I.6:	Les quatre quadrants de fonctionnement de la MADA	11
Figure I.7:	Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone	11
Figure I.8:	Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone	12
Figure I.9:	Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	12
Figure I.10	Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone	13
Figure I.11:	Eolienne à vitesse variable basée sur une GADA	14

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE UTILISEE DANS NOTRE SYSTEME EOLIEN ET LEUR CONVERTISSEUR.

Figure II.1:	Représentation schématique d'une MADA	18
Figure II.2:	Représentation simplifié de la MADA	19
Figure II.3:	changement de repère « (a,b,c) à (d,q) »	23
Figure II.4:	Transformation de Park	23
Figure II.5:	Représentation de Park d'une MADA	25
Figure II.6:	Modèle de la machine après la transformation de Park	26
Figure II.7:	Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	32

CHAPITRE III : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES

Figure III.1:	Glissement idéal et réel.	36
Figure III.2:	Fonction sign (non linéarité tout ou rien)	38
Figure III.3:	Phénomène de broutement	39
Figure III.4:	Fonction de saturation	39
Figure III.5:	Fonction Cont ($\varepsilon >$ et petit)	40
Figure III.6:	Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) - Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.	42
Figure III.7:	Caractéristiques d'un ensemble flou	43
Figure III.8:	Fonctions d'appartenances de T (erreur) = {NG, NP, EZ, PP, PG}.	44
Figure III.9:	Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	46
Figure III.10:	Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne	49
Figure III.11:	Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.	50
Figure III.12:	Structure d'un système flou type-2.	52

CHAPITRE VI : L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

Figure VI.1:	Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant	59
FigureVI. 2:	Puissance active statorique	60
Figure VI.3:	Puissance réactive statorique	60
FigureVI.4:	Schéma bloc de la structure de la commande glissant floue type 1	61
Figure VI.5:	Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou	62
Figure VI.6:	Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle	63

Figure VI.7:	Puissance active statorique glissant/floue type 1	64
Figure VI.8:	Puissance réactive statorique glissant/floue type 1	64
Figure VI.9:	Schéma bloc de la structure de la commande glissant floue type 2	65
Figure VI.10:	Structure du contrôleur flou type-2	66
Figure V.11:	Les fonctions d'appartenance pour (e) , (Δe) et (Δu)	66
Figure VI .12:	Surface caractéristique du contrôleur flou type-2	66
Figure VI.13:	Puissance active statorique(glissant/floue type 2).	67
Figure VI.14 :	Puissance réactive statorique(glissant/floue type 2)	68

**LISTE DES
TABLEAUX**

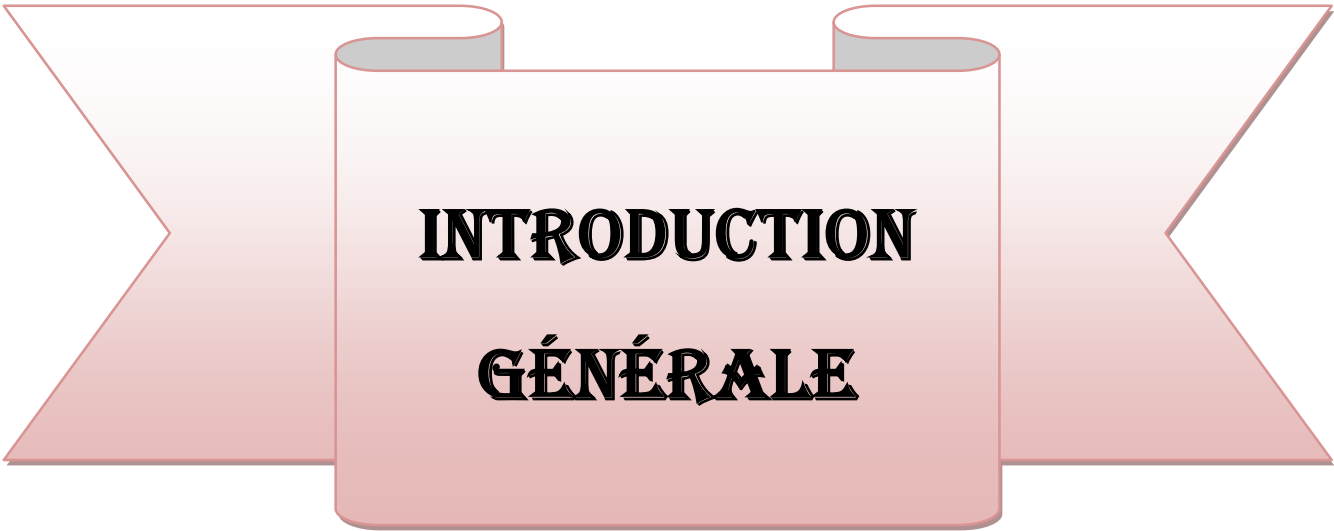
Tableau. III-1:	Méthode usuelles de l'inférence floue.	48
Tableau. IV-1:	Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances RFT-1.	63
Tableau IV-2:	Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances RFT-2.	67

**LISTE DES
SYMBOLES**

Symbole Signification

MADA :	Machine Asynchrone à Double Alimentation
(d , q) :	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park
(x , y) :	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor
ω_r :	La pulsation rotorique (rad/s)
ω_s :	La pulsation statorique (rad/s)
ω_m :	La vitesse angulaire du rotor (rad/s)
g :	Le glissement
f_s :	La fréquence de stator (Hz)
f_r :	La fréquence de rotor (Hz)
p_s :	La puissance statorique (W)
p_r :	La puissance rotorique (W)
p_m :	La puissance mécanique (W)
F :	La fréquence (Hz)
R_s :	La résistance des phases statoriques (Ω)
R_r :	La résistance des phases rotoriques (Ω)
$[L_s]$:	La matrice d'inductances statoriques (H)
$[L_r]$:	La matrice d'inductances rotoriques (H)
$[M_{sr}]$:	La matrice d'induction mutuelle de couplage stator-rotor (H)
$[M_s]$:	La matrice d'induction mutuelle de couplage stator-rotor (H)
$[M_r]$:	La matrice d'induction mutuelle entre deux phases rotorique (H)
M :	L'inductance mutuelle (H)
θ :	L'angle entre une phase statorique et une phase rotorique (rad) θ_s Le déphasage entre les axes OA et Od (rad)
θ_r :	Le déphasage entre les axes Oa et Od (rad)
$[V_{ABC}]_s$:	Les tensions instantanées des phases statoriques respectivement A ,B et C
$[V_{ABC}]_r$:	Les tensions instantanées des phases rotoriques respectivement A,B et C
$[i_{ABC}]_s$:	Les courants instantanés des phases statoriques respectivement A,B et C

$[i_{ABC}]_r$	: Les courants instantanés des phases rotoriques respectivement A,B et C
$[\phi_{ABC}]_s$	: Les flux magnétiques instantanée de phase rotorique respectivement A ,B et C
$[\phi_{ABC}]_r$	: Les flux magnétiques instantanée de phase rotorique respectivement A,B et C
$[A(\theta)]$	: La matrice de Park.
$[A(\theta)]^{-1}$	: La matrice inverse de Park.
$[i_{dco}]_s$	: Les courants statoriques dans le repère de Park
$[i_{dco}]_r$	: Les courants rotoriques dans le repère de Park
$[V_{dco}]_s$	: Les tensions statoriques da le repère de Park.
$[V_{dco}]_r$	: Les tensions rotoriques da le repère de Park
$[\phi_{dco}]_s$	: Les flux statoriques dans le repère de Park.
$[\phi_{dco}]_r$	: Les flux rotoriques dans le repère de Park.
L_{ss}	: L'inductance cyclique statorique (H)
L_{rr}	: L'inductance cyclique rotorique (H)
M_{ss}	: La mutuelle propre statorique (H)
M_{rr}	: La mutuelle propre rotorique (H)
L_s	: L'inductance propre statorique (H)
L_r	: L'inductance propre rotorique (H)
F_{vis}	: Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad)
C_e	: Le couple électromagnétique (N.m)
J	: Moment d'inertie des parties tournantes (kg. m2)
Ω	: Vitesse de rotation du rotor de la MADA (rad/s)
ω_m	: La vitesse angulaire de rotor (rad/s)
ω_a	: La vitesse angulaire du rotor (rad/s)
ΔC	: La bande d'hystérésis du correcteur



INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Le système énergétique mondial actuel est basé sur l'utilisation massives des combustibles d'origines fossiles qui ne sont pas indéfiniment durables vue les réserves limitées et les dégâts environnementaux qui devient de plus en plus évidents. C'est pour ces raisons que nous assistons, depuis des décennies, à un fort développement du secteur énergétique orienté vers les sources d'énergies d'origine renouvelables telle que l'énergie solaire et éolienne **[ABD 07] [ROU 14]**.

L'énergie éolienne est un type d'énergie renouvelable dont la source primaire est directement tirée de la force du vent. La façon la plus habituelle d'exploiter cette forme d'énergie est par l'utilisation des aérogénérateurs basés sur plusieurs types de machines électriques. Ainsi, il est à noter que les rendements énergétiques et l'exploitation maximale de cette source d'énergie est dépendante du type de machines ainsi que les contrôles associés **[ROU 16]**.

De nos jours, la majeure partie des éoliennes sont équipées de machines asynchrones à double alimentation (MADA). Ces types des machines offrent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines utilisées également dans les éoliennes, à savoir : le fonctionnement sur une large plage de vitesse du vent et l'extraction du maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Dans ce type de machine les convertisseurs de puissance ainsi que leur commande jouent un rôle primordial particulièrement dans le transfert optimal de puissance vers le réseau et la conformité aux normes en vigueur de la qualité d'énergie **[TAI 13, CAR 13, VAL 10]**.

Les effort de recherche dans le domaine de l'automatique et le développement de plusieurs techniques de commandes avancées ont permis à la filière des énergies renouvelables en générale et l'énergie éolienne en particulier de voir son développement et son installation augmenter d'une manière spectaculaire. Cependant, ce domaine reste très ouvert, et la recherche des solutions aux problèmes inhérents à la nature aléatoire de la source primaire et son impact sur le réseau reste encore active **[ROUA 15]**.

Dans ce contexte que nous avons commencé le présent travail de recherche traite la conversion de l'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA) où plusieurs commandes avancées ont été appliquées afin d'améliorer différents paramètres du flux de puissance injectée dans le réseau, en utilisant : la commande par mode glissant, l'hybridation entre la commande par mode glissant avec la logique floue type 1 et 2. **[ZOG21]**.

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. La technique des modes glissants consiste à déplacer la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement et à la commuter avec une commutation appropriée autour d'elle jusqu'à ce qu'un point d'équilibre d' ou le phénomène de glissement soit atteint **[CAN 00] [ROU 15]**.

Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Pour éliminer cet inconvénient de cette commande, on a développé une nouvelle technique de commande basée sur l'hybridation glissant floue type 1. Le réglage par la logique floue type 1 avec une structure non linéaire présente de bonnes performances et une bonne robustesse dans le contrôle des systèmes de conversion d'énergie éoliennes **[CAN 00]**.

Pour perfectionner les performances du notre système, on a développé une autre nouvelle technique de commande basée sur l'hybridation glissant floue type 2. , Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle technique. La commande hybride glissant floue type 2 est la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes appliquée aux systèmes de conversion d'énergie éoliennes **[LAL 19] [ROU 22]**.

L'objectif principal de ce mémoire est de présenter une étude théorique et mathématique d'un système de conversion d'énergie éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation, ensuite on a développées des commandes pour contrôler le flux énergétique généré par notre système afin d'assurer un rendement et une qualité de production optimaux à savoir : la commande par mode glissant, la commande hybride glissant floue type 1 et la commande glissant logique floue type 2.

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres est organisé comme suit :

Le premier chapitre on a présenté l'état de l'art de l'énergie éolienne (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, un rappel théorique sur les différents types d'aérogénérateurs sera donné. Aussi, un aperçu sur la machine asynchrone à double alimentation (son historique, sa structure, ses modes de fonctionnement, ses applications comme moteur et

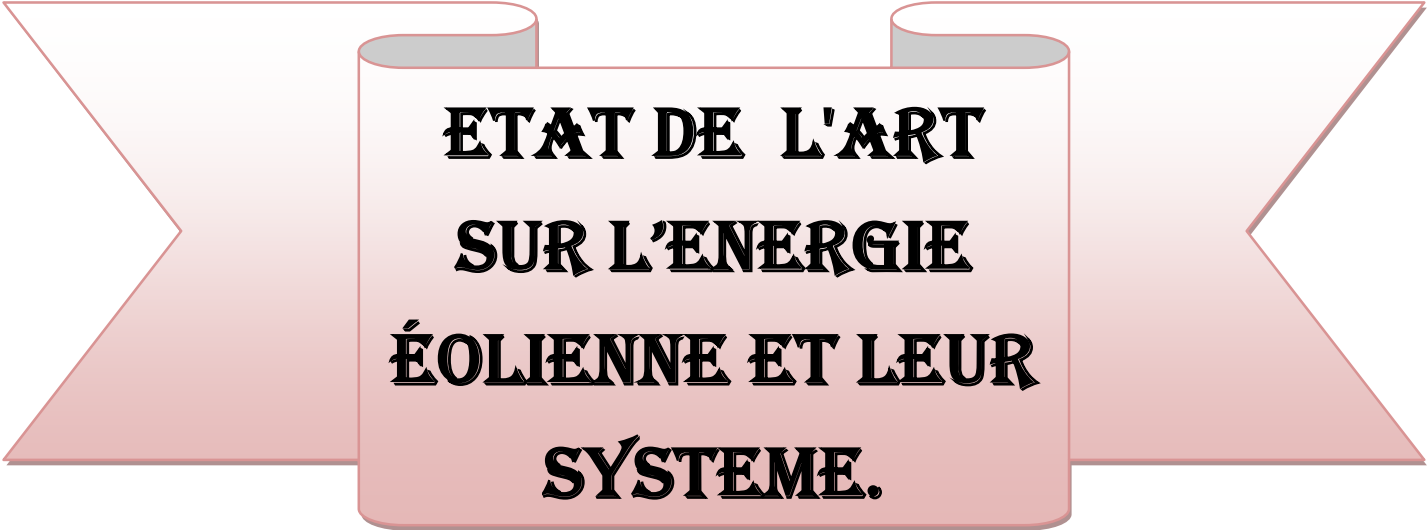
comme générateur, ainsi que ses avantages et ses inconvénients de cette machine sera présentée.

Dans ce chapitre, nous allons intéresser à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances active et réactive produites.

Le troisième chapitre sera consacré à l'aspect théorique des commandes proposées pour contrôler les puissances active et réactive générées par notre système de conversion d'énergie éolienne à savoir : commande glissant, commande hybride glissant flou type1, commande hybride glissant flou type2).

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons l'application de ces commandes proposée sur notre système de conversion d'énergie éolienne qui est basé sur une machine asynchrone double alimentation pour contrôler les puissances active et réactive générées.

CHAPITRE I



ETAT DE L'ART SUR L'ÉNERGIE ÉOLIENNE ET LEUR SYSTÈME.

I.1 Introduction

L'énergie éolienne est une forme indirecte de l'énergie solaire : les rayons solaires absorbés dans l'atmosphère entraînent des différences de température et de pression. De ce fait les masses d'air se mettent en mouvement et accumulent de l'énergie cinétique [BOU 20].

Notre objectif, dans ce chapitre, est de présenter l'état de l'art de l'énergie éolienne (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres, différents types d'éoliennes ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, un aperçu sur la machine asynchrone à double alimentation qui est choisie comme générateur dans notre système éolien fera l'objet de cette étude concernant, son historique, sa structure, ses modes de fonctionnement, ses applications comme moteur et comme générateur, ainsi que ses avantages et ses inconvénients de cette machine sera présentée.

I.2 Généralités sur l'énergie éolienne

I.2.1 Historique de l'énergie éolienne

L'utilisation de l'énergie éolienne a une longue histoire, il y a environ 3000 ans, les Perses et les Égyptiens utilisaient cette énergie pour pomper l'eau avant même du charbon et du pétrole raffiné ont été découverts. Alors l'homme utilise les moulins à vent et les moulins à eau moulaient le blé et le riz, des siècles avant les Européens [HIL 94].

Le professeur James a peut-être construit la première éolienne en Écosse Brice en 1887[PRI 05]. L'année suivante, en 1888, la première éolienne opérationnelle est développée et installée sur la côte atlantique par Bruch et ses collègues. Ce diamètre la turbine mesure 17 m avec 144 pales en cèdre. Ça ne donne que 12 kW pour charger les batteries et comme source d'alimentation continue pour les lampes et moteur [TON 10]. Par la suite, le développement pratique de l'énergie éolienne comme source d'énergie l'électricité démarre et avance progressivement [SHE 09]. Au cours des années 1920 et 1930, La pénétration des éoliennes a augmenté régulièrement et a culminé à la fin de l'année au cours de cette période, plus de 600 000 éoliennes ont été installées sur la ferme et les zones rurales des États-Unis. La plupart de ces éoliennes ne peuvent produire moins de 1 kW d'électricité [WOO 11]. Le marché de l'éolien commence à ralentir à la fin des années 1950, cela était dû au développement des lignes électriques à grande vitesse échelle. Mais avant cela, la plupart des fermes utilisaient l'éolien équiper d'éolienne à axe horizontal construite en 1941[GHA 10]. Après avoir connu une croissance considérable au cours de la dernière décennie, la production mondiale est doublée tous les 3,5 ans depuis le début des années 2000[SOD 00], [ZAF 11].



Figure I.1 : les anciennes installations d'éoliennes

I.2.2 L'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres

Le nouveau total mondial installé pour l'énergie éolienne, à la fin de 2030 pour les statistiques 2022 du Global Wind Energy Council (GWEC) était de 1000 GW (800GW fin 2021), d'une augmentation de 200 GW en un an, ce qui représente une croissance du marché cumulé de plus de 80%. [GWEC].

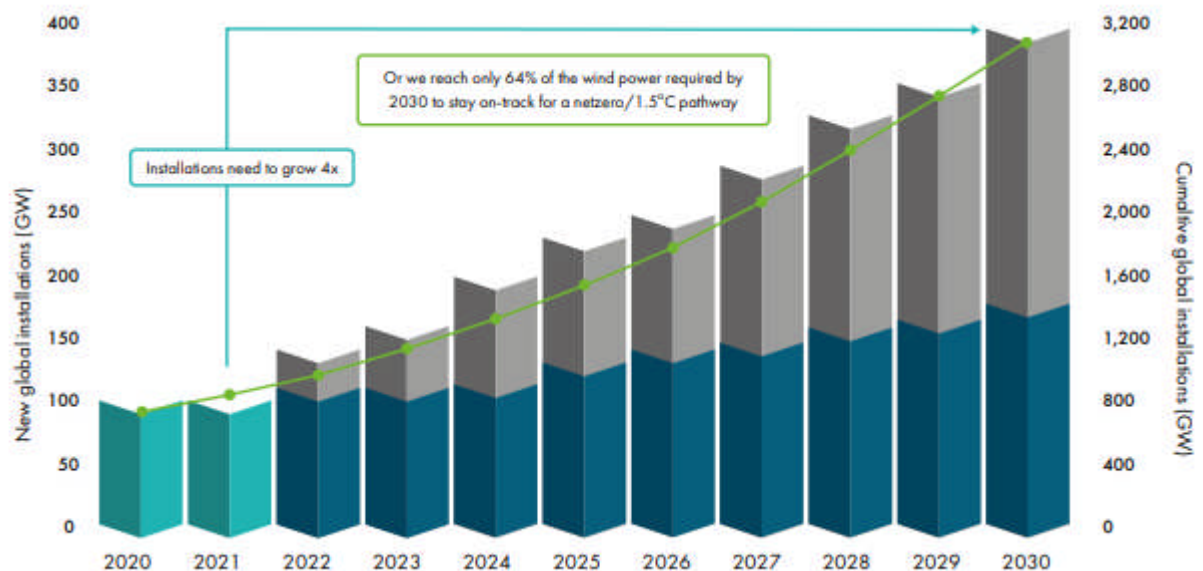


Figure I-2 : Le retard de croissance de cette décennie entraîne des pénuries d'énergie éolienne d'ici 2030 [GWEC].

I.2.3 Différentes types d'aérogénérateurs

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles :

I.2.3.1 Turbines éoliennes à axe vertical

Ce type représente la première structure des aérogénérateurs, l'adjectif vertical signifie que son arbre est vertical au sol, plusieurs structures ont vu le jour mais seulement deux structures ont été industrialisées : le rotor de Savonius et le rotor de Darrieus[CAM 03] [HAM 13].



Figure I.3 : Capteurs à axe vertical. [CAM 03]

Avantages d'une éolienne à axe vertical

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 [CAM03].

Inconvénients d'une éolienne à axe vertical

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 [CAM03].

➤ Turbines éoliennes à axe horizontal

Ce type d'éolienne est le plus courant dans l'industrie éolienne car L'emplacement du capteur de vent est à des dizaines de mètres au-dessus Revêtement de sol, qui réduit les contraintes mécaniques et augmente L'efficacité.

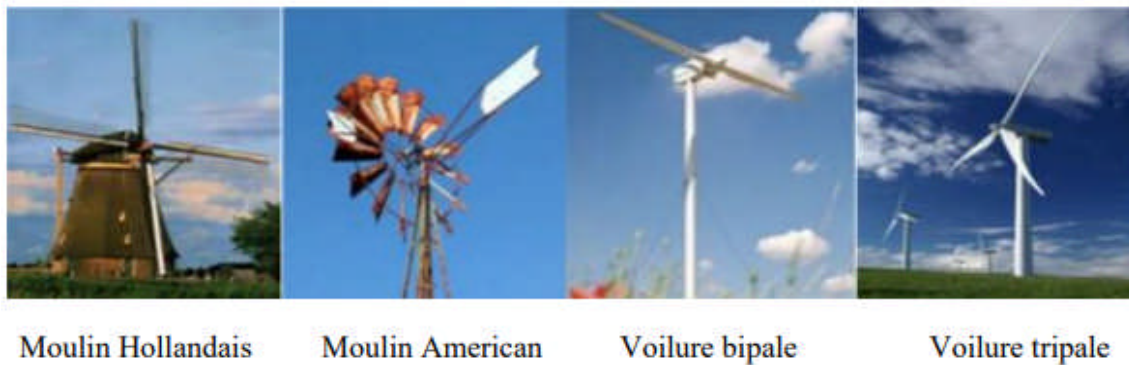


Figure I.4 : Capteurs à axe horizontal [CAM03].

Avantages d'une éolienne à axe horizontal

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.

Inconvénients d'une éolienne à axe horizontal

Coût de construction très élevé. L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident. Une autre famille d'éoliennes basée sur les voilures à l'axe vertical, ce type d'éoliennes est très peu répandu et assez mal connue. Ils ont été probablement les premiers utilisés, par la suite ils ont été abandonnés au profit des précédents [CAM03].

I.2.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est clairement liée aux avantages de l'utilisation cette énergie. Cette énergie présente également des inconvénients qu'il faut étudier, de peur que ceux-ci ne deviennent des obstacles à son développement [BOU99].

Avantages [AVI99], [WWE15]:

L'énergie éolienne est une source d'énergie renouvelable, c'est-à-dire différente des sources d'énergie traditionnelles les énergies fossiles, les générations futures pourront encore en profiter.

- L'énergie éolienne est une source d'énergie propre, elle n'a pas d'effets nocifs sur l'environnement comme les autres sources d'énergie, ce qui fait une énorme différence de grandes quantités de dioxyde de carbone produit directement contribuent au changement climatique.

- L'énergie éolienne n'est pas non plus une source d'énergie dangereuse comme l'énergie nucléaire, et elle ne produit pas non plus de déchets radioactifs.
- Le développement de l'énergie éolienne n'est pas un processus continu, car les éoliennes en fonctionnement sont facilement arrêtées, contrairement au processus continu de la plupart des centrales thermiques et nucléaires.
- Les parcs éoliens sont faciles à démonter et ne laissent aucune trace.
- C'est une énergie locale pour des besoins locaux. La perte est donc moins de lignes en raison de temps de transport d'énergie plus longs. Cette énergie peut-il peut également stimuler l'économie locale, en particulier dans les zones rurales.
- C'est l'énergie renouvelable la moins chère à produire.
- La période de forte productivité est en hiver (vents forts), ce qui correspond à au moment de l'année où la demande est la plus forte.

Inconvénients [ETX98] [HAM12]:

- Cependant, l'impact visuel reste un sujet subjectif.
- Bruit : considérablement réduit, surtout le bruit mécanique, presque Disparu en raison des progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Quant au bruit aérodynamique, il est lié à la vitesse de rotation du rotor, il doit donc être limité.
- Effets sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs. D'autres études suggèrent que les parcs éoliens ne devraient pas être implantés sur la route de migration de l'oiseau, afin que ceux-ci ne se fassent pas attraper par les aéroturbines.
- Qualité de l'énergie : la source d'énergie éolienne est aléatoire et l'énergie est instable en raison d'un vent aléatoire production.
- Par rapport à l'énergie traditionnelle, le coût de l'énergie éolienne, bien qu'en en termes de coût, l'énergie éolienne peut être utilisée dans les meilleurs endroits, là où il y a le plus le vent, qui concurrence la plupart des sources d'énergie conventionnelles, a encore des coûts plus haut que les ressorts traditionnels dans les endroits avec moins de vent.

I.3 Généralités Sur La Machine Utilisée Dans Notre Système Eolien

I.3.1 Historique sur la MADA

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets ; Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888 ; en 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage

d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de 1891. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage mis au point en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de faire démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des TGV DASYE ainsi que des rames du métro comme le MP 89, ou comme les trains de types TER ou RER, comme les AGC et les Z 50000. [DES]

I.3.2 Structure de la MADA

Elle possède un stator identique à celui d'une machine asynchrone classique ou d'une machine synchrone. La différence réside dans le rotor composé d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques et connectés en étoile. Leurs extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais, ce qui permet d'accéder aux grandeurs rotoriques. La structure du rotor de la MADA est représentée par la figure (I.5):

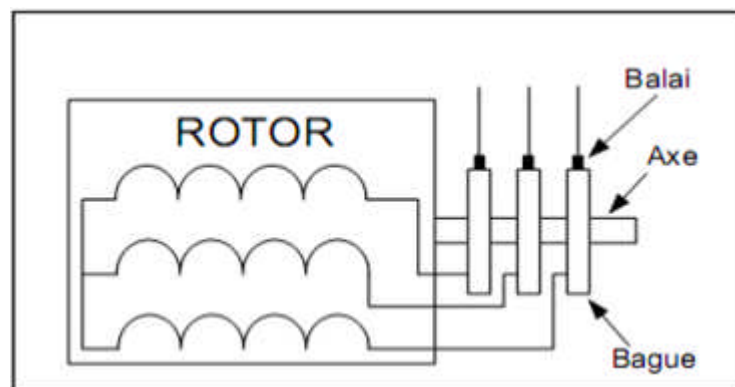


Figure I.5: Structure du rotor de la MADA.

I.3.3 Modes de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone classique ne peut travailler en moteur qu'en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut travailler en génératrice qu'au-dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants (couple-vitesse) c'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur. En effet, une commande adéquate des tensions rotoriques de cette machine permet de travailler dans les modes de la figure (I.6)

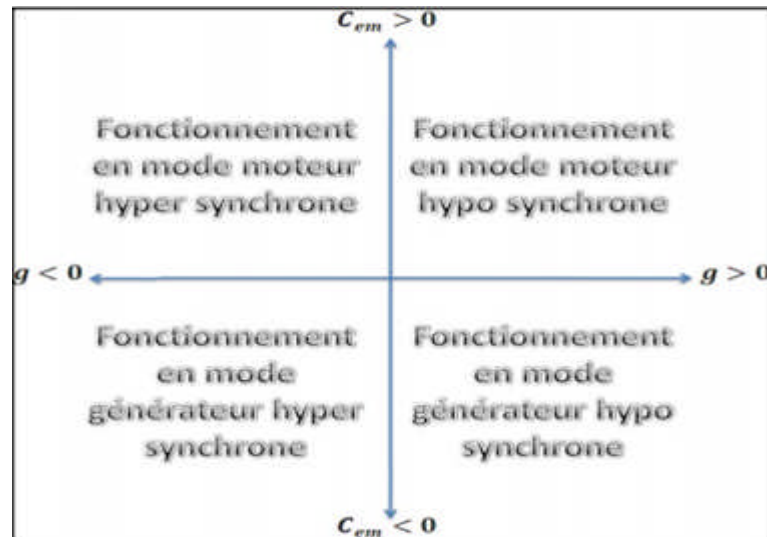


Figure I.6: Les quatre quadrants de fonctionnement de la MADA.

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

La figure (I.7) 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 classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [OTM 09].

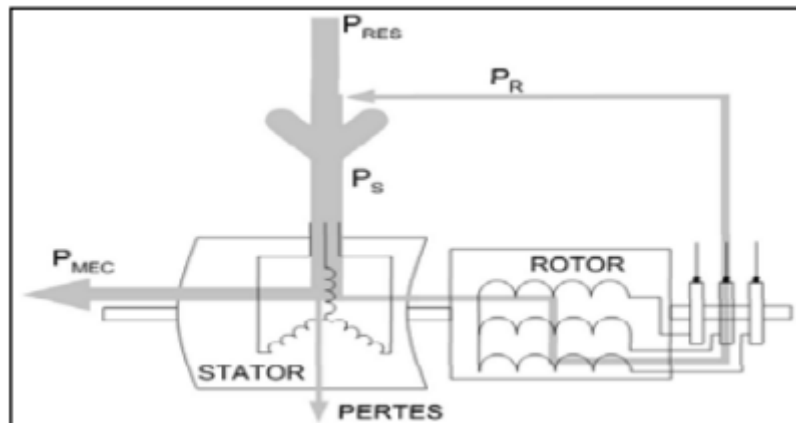


Figure I.7: Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

➤ **Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone :**

Comme c'est montré sur la figure(I.8), le réseau fournit la puissance au stator ainsi que la puissance de glissement par l'intermédiaire des convertisseurs statiques. Le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator [OTM 09]. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

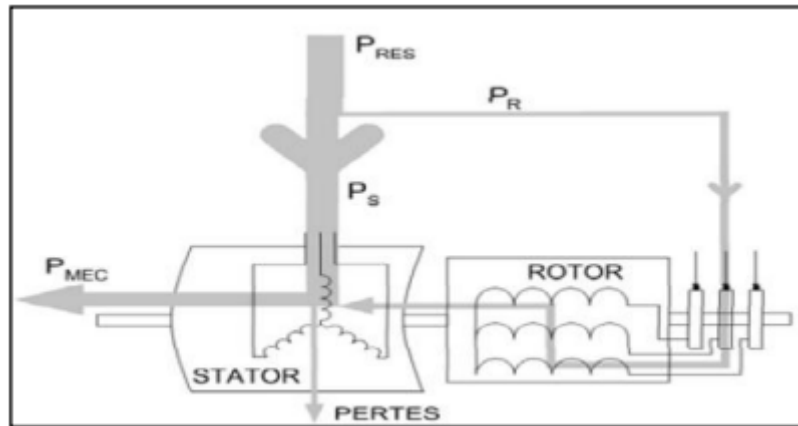


Figure I.8: Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

➤ **Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone :**

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie au réseau par le stator tout comme la puissance de glissement (voir figure I.9). On a donc un fonctionnement en générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas fonctionner ainsi.

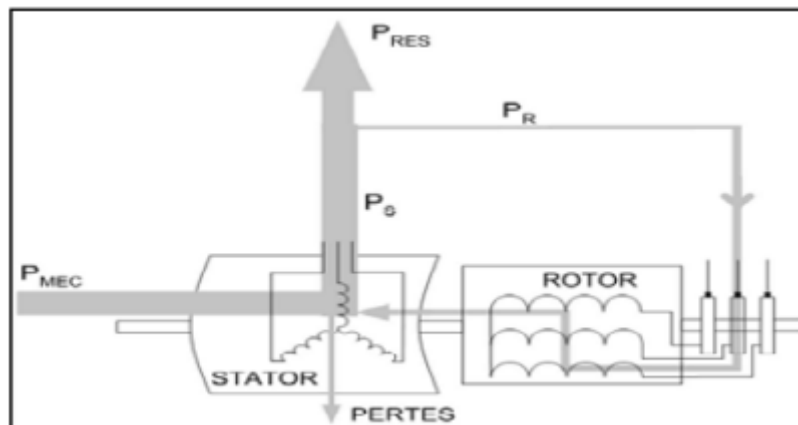


Figure I.9: Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.

➤ **Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone :**

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau (voir figure I.10). On peut alors avoir un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais avec une puissance de glissement totalement dissipée en pertes Joule dans le rotor.

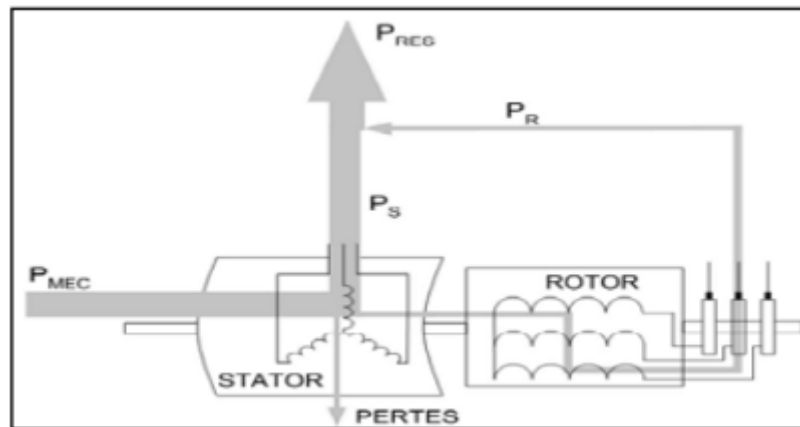


Figure I.10: Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.

On peut donc résumer que la MADA possède deux principaux avantages par rapport à la machine asynchrone classique :

- La production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchrone).
- La récupération de la puissance de glissement grâce à l'accès aux grandeurs rotoriques

I.3.4 Les applications de la MADA

La machine asynchrone doublement alimentée est utilisée dans diverses applications soit en mode moteur ou en mode générateur. Nous citerons, dans ce qui suit, les applications plus envisagées dans l'industrie.

➤ **Application Moteur:**

La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse [CHE 10] comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

➤ Application Génératrice:

Grâce à sa capacité de fonctionner dans une large gamme de vitesses, la GADA est devenue la solution adaptée pour l'énergie éolienne. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet d'avoir des tensions statoriques à fréquence et amplitude fixes quel que soit la vitesse de rotation de son arbre. Ce fonctionnement présente la GADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée:

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- Groupes électrogènes pour les quels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

➤ Application de la GADA dans le domaine éolien [BEN 08]

Tel qu'il a été illustré dans la partie portant sur la conversion de l'énergie éolienne, il a été montré que la puissance produite par la turbine dépend de sa vitesse de rotation et de la vitesse du vent. Sachant que là cette dernière n'est guère constante dans la nature, une utilisation à vitesse variable est imposée pour positionner le fonctionnement sur le point optimal de production de la puissance (Figure 1.11). La GADA devient la solution adaptée à ce genre d'application vu sa capacité à fonctionner dans une large gamme de vitesse. Elle est d'autant plus intéressante dans le cas où la puissance produite n'est pas écrêtée en atteignant la puissance nominale de la machine. Pour les éoliennes utilisant la GADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur coté GADA et convertisseur coté réseau).

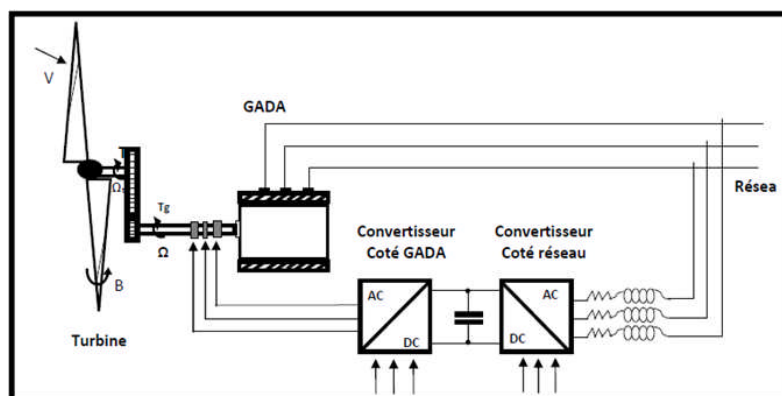


Figure I.11: Eolienne à vitesse variable basée sur une GADA

I.3.5 Avantages Et Inconvénients de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation est couramment appelée machine généralisée. Sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue soit à une machine asynchrone classique en court-circuitant les enroulements rotoriques, soit à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif.

Dans ce contexte, il est clair que la machine asynchrone à double alimentation réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone en plus les avantages envisagés grâce à sa double alimentation. D'autre part, comme toutes les autres machines électriques, la MADA a des inconvénients qu'on va les citer ci-dessous [LEE] :

Avantages de la MADA:

- 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.
- La configuration dont les deux convertisseurs alimentant la machine permettent de fonctionner en régime dégradé (l'un des deux onduleurs tombe en panne).
- Fonctionnement moteur, la solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La double alimentation permet de réduire les dimensions des convertisseurs statiques, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- Transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
- 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.

Inconvénients De La MADA:

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

I.4 Conclusion

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur l'énergie éolienne (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres, différents types d'éoliennes ainsi que ses avantages et ses inconvénients) a été présentée. Aussi, un aperçu sur la machine asynchrone à double alimentation qui est choisie comme générateur dans notre système éolien (son historique, sa structure, ses modes de fonctionnement, ses applications comme moteur et comme générateur, ainsi que ses avantages et ses inconvénients) ont été affichés et discutés. Le prochain chapitre, est consacré à la modélisation de la machine utilisée dans notre système éolien et leur convertisseur.

CHAPITRE II

**MODELISATION DE
LA MACHINE
UTILISEE DANS
NOTRE SYSTÈME**

I.1 Introduction

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

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation qui est choisie comme générateur dans notre système éolien et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle le flux énergétique générée.

II.2. Modélisation de la MADA

Comme tout système physique nécessitant une modélisation, cela permet de simuler le comportement de ce système sous différentes sollicitations et ainsi de comprendre les mécanismes qui régissent son fonctionnement. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) possède un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor qui contient également un enroulement triphasé accessible par des collecteurs comme le montre la figure (II.1) ci-dessous.

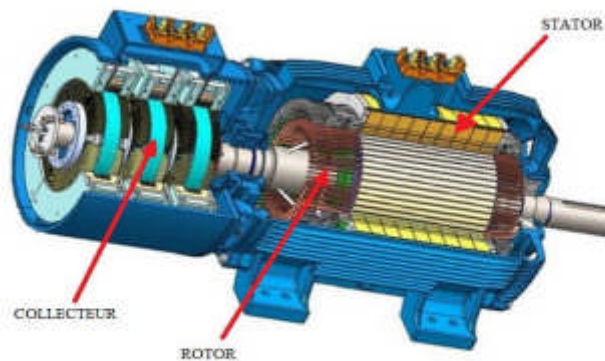


Fig. II.1 Représentation schématique d'une MADA.

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

La MADA, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [POI 03]. Elles sont indispensables pour une réalisation technologique [VUL 02] :

- On suppose les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est donc négligé.
- Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force Magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant), les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

II.2.2. Equations mathématiques de la MADA dans le repère (a,b,c)

La MADA représentée par la figure (II.2) se compose :

- D'un circuit statorique fixe comportant trois phases identiques décalées entre elles de $(2\pi/3)$.
- D'un circuit rotorique mobile comportant trois phases identiques décalées entre elles de $(2\pi/3)$.
- Un entrefer constant.

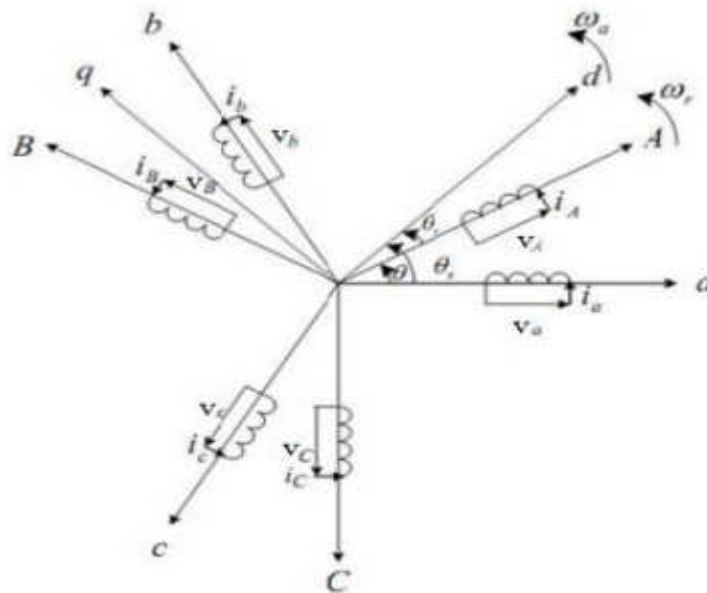


Fig. II.2 Représentation simplifiée de la MADA.

II.2.2.1. Equations électriques

Sous les hypothèses précédentes et en utilisant La loi de Faraday et la loi d'Ohm, Les équations des tensions statoriques et rotoriques, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle suivante :

Stator :

$$\begin{bmatrix} v_{As} \\ v_{Bs} \\ v_{Cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{Ar} \\ v_{Br} \\ v_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{Ar} \\ \phi_{Br} \\ \phi_{Cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

D'où :

$$[v_{ABC}]_s = [R_s] \cdot [i_{ABC}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_s \quad (\text{II.3})$$

$$[v_{ABC}]_r = [R_r] \cdot [i_{ABC}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_r \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\text{Grandeurs statoriques : } [v_{ABC}]_s = \begin{cases} [v_{ABC}]_s = [v_{As} \ v_{Bs} \ v_{Cs}]^T \\ [i_{ABC}]_s = [i_{As} \ i_{Bs} \ i_{Cs}]^T \\ [\phi_{ABC}]_s = [\phi_{As} \ \phi_{Bs} \ \phi_{Cs}]^T \end{cases}$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } [v_{ABC}]_r = \begin{cases} [v_{ABC}]_r = [v_{Ar} \ v_{Br} \ v_{Cr}]^T \\ [i_{ABC}]_r = [i_{Ar} \ i_{Br} \ i_{Cr}]^T \\ [\phi_{ABC}]_r = [\phi_{Ar} \ \phi_{Br} \ \phi_{Cr}]^T \end{cases}$$

$$\text{La matrice de la résistance statorique: } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$\text{La matrice de la résistance rotorique: } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

II.2.2.2. Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont données sous forme matricielle suivantes:

Stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{As} \\ \Phi_{Bs} \\ \Phi_{Cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Ar} \\ \Phi_{Br} \\ \Phi_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

D'où :

$$[\Phi_{ABC}]_s = [L_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [M_{sr}] [i_{ABC}]_r \quad (\text{II.7})$$

$$[\Phi_{ABC}]_r = [L_r] \cdot [i_{ABC}]_r + [M_{sr}] [i_{ABC}]_s \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$[L_s] : \text{est la matrice d'inductances cycliques statoriques donnée par : } [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] : \text{est la matrice d'inductances cycliques rotoriques donnée par : } [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$: est la matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor. Elle est donnée par :

$$[M_{sr}]^T = [M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

θ : Angle entre une phase statorique et une phase rotorique.

M : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotorique pour $\theta = 0$.

En faisant substituer les matrices de flux dans les équations (II.7) (II.8) par leurs expressions dans les équations (II.3) et (II.4), On obtient :

$$[v_{ABC}]_S = [R_S] \cdot [i_{ABC}]_S + [L_S] \cdot \frac{d}{dt} [i_{ABC}]_S + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_r) \quad (\text{II.10})$$

$$[v_{ABC}]_r = [R_r] \cdot [i_{ABC}]_r + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} [i_{ABC}]_r + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_S) \quad (\text{II.11})$$

Il est clair que la résolution de ce genre de système d'équation est complexe dont les coefficients sont variables dans le temps, et pour y remédier de ce problème, on a recourt à la transformation de Park qui s'impose comme alternative dans le but d'obtenir un modèle plus simple à manipuler.

II.2.2.3. Equations mécanique

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

$$C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{d\theta} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

- C_{em} : Le couple électromagnétique de la machine.
- C_r : Le couple résistant.
- f_r : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA.
- Ω : 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:

$$C_{em} = p \cdot [I_s]^t \cdot \frac{d}{d\theta} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad \text{Avec } p \text{ le nombre de paires de pôles}$$

II.2.3. Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de transformer les grandeurs statoriques et rotoriques triphasées en grandeurs équivalentes représentées dans un repère orthogonal. Elle est constituée d'une transformation triphasée- biphasée « du repère (a,b,c) au repère (α, β) », suivie d'une rotation « du repère (α, β) au repère (d,q) ».

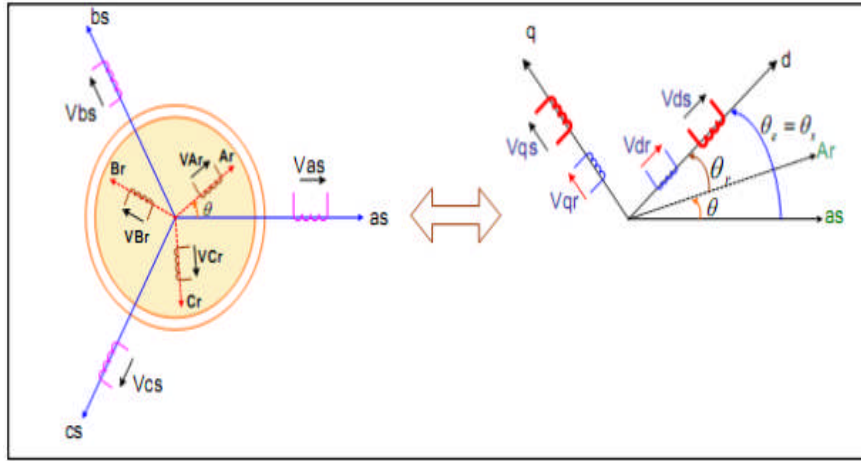


Figure II.3 : changement de repère « de (a,b,c) à (d,q) »

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

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

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

La transformation de Park est définie comme le remplacement de trois enroulements fixes, dont les axes magnétiques (a, b, c) sont déplacés dans l'espace ($2\pi/3$) et alimentés par un système de courant triphasé, par deux enroulements orthogonaux (d, q) mobile et alimenté par des courants constants. Dans les deux cas, il y aura un champ magnétique tournant.

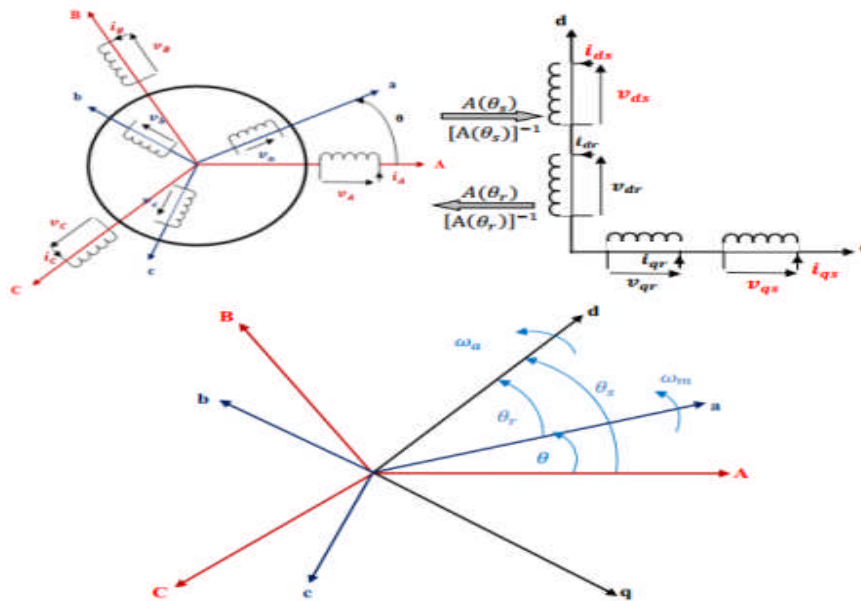


Fig. II.4 : Transformation de Park.

La transformation de R.H.Park appelée aussi transformation des deux axes, or cette transformation est définie par l'équation qui est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Et sa transformation inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

X_d : est la composante directe.

X_q : est la composante quadratique.

X_o : est la composante homopolaire (et elle est nulle).

$[A(\theta)]$: est la matrice de Park.

$[A(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park.

Ou :

$$[A(\theta)] = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Et :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.2.4.1. Equations électriques

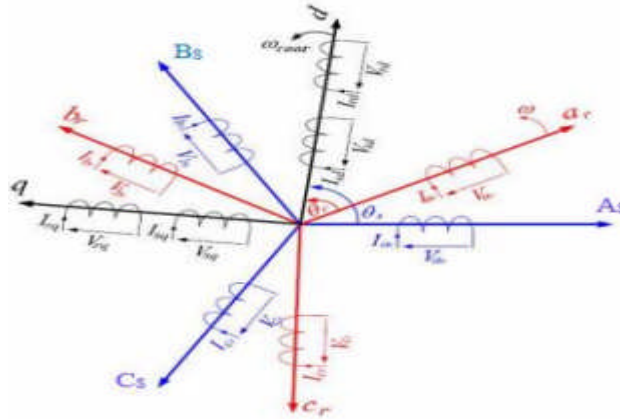


Fig. II.5 : Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.

θ_s : Le déphasage entre les axes OA et Od.

θ_r : Le déphasage entre les axes Oa et Od.

On définit les différentes vitesses dans le repère de Park comme suit :

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: La vitesse du rotor par rapport au stator.

$\omega_{coord} = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse du référentiel (OdOq) par rapport au stator.

$\omega_{coord} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{coord} - \omega$: La vitesse du référentiel (OdOq) par rapport au rotor

On applique la transformation de Park aux grandeurs statoriques et rotoriques, la première est définie par la matrice $[A(\theta_s)]$ et la deuxième est définie par la matrice $[A(\theta_r)]$.

Au stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{dq0}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [V_{ABC}]_s \\ [i_{dq0}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [i_{ABC}]_s \\ [\phi_{dq0}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [\phi_{ABC}]_s \end{array} \right\} \quad (II.17) \quad \left\{ \begin{array}{l} [V_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{dq0}]_s \\ [i_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_s \\ [\phi_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_s \end{array} \right\} \quad (II.18)$$

Avec :

$$[V_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique dans le repère de Park.}$$

$$[i_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux statorique dans le repère de Park.}$$

$$[\phi_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux statorique dans le repère de Park.}$$

Au rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{dq0}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [V_{ABC}]_r \\ [i_{dq0}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [i_{ABC}]_r \\ [\phi_{dq0}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [\phi_{ABC}]_r \end{array} \right\} \quad (\text{II.19}) \quad \left\{ \begin{array}{l} [V_{ABC}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{dq0}]_r \\ [i_{ABC}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_r \\ [\phi_{ABC}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_r \end{array} \right\} \quad (\text{II.20})$$

$$[V_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension rotorique dans le repère de Park.}$$

$$[i_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courant rotorique dans le repère de Park.}$$

$$[\phi_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux rotorique dans le repère de Park.}$$

Donc on peut schématiser la machine après cette transformation comme suit :

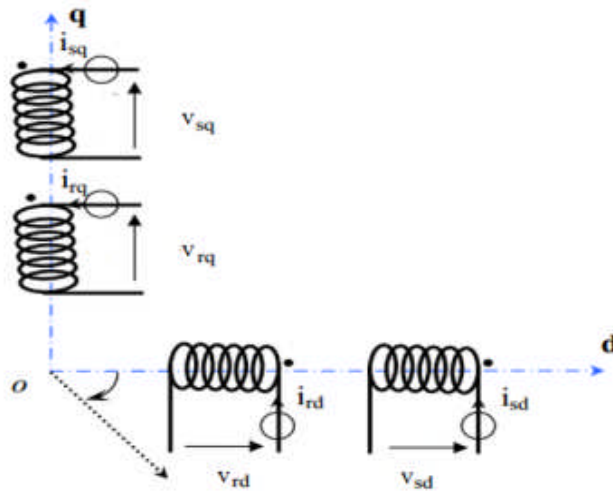


Fig. II.6 : Modèle de la machine après la transformation de Park.

L'expression des équations de tension dans le repère de Park sont obtenu ainsi :

Au stator :

On multiplie l'équation de tension (II.3) par la matrice $[A(\theta_s)]$ on aura :

$$[A(\theta_s)] \cdot [V_{ABC}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [R_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_s \quad (\text{II.20})$$

Puis on obtient :

$$[V_{dq0}]_s = [R_s] \cdot [i_{dq0}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}]_s + [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_s \quad (\text{II.21})$$

Et on calcul séparément le terme :

$$[A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{d\theta_s} [A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ -\phi_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Au rotor :

On prend l'équation (II.4), on la multiplie par la matrice $[A(\theta_r)]$ et on aura :

$$[A(\theta_r)] \cdot [V_{ABC}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [R_r] \cdot [i_{ABC}]_r + [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_r \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Puis : } [V_{dq0}]_r = [R_r] \cdot [i_{dq0}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}]_r + [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_r \quad (\text{II.25})$$

Dont on calcule aussi le terme :

$$[A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{d\theta_r} [A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Et finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ -\phi_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

II.2.4.2. Equations magnétiques

Au stator :

On prend l'équation (II.7) et on la multiplie par la matrice $[A(\theta_s)]$, on aura :

$$[A(\theta_s)] \cdot [\phi_{ABC}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [L_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [A(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_r \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Après, on trouve : } [\phi_{dq0}]_s = [L_s] \cdot [i_{dq0}]_s + [A(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_r \quad (\text{II.29})$$

Et finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Avec : $L_s = I_s - M$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{2}{3} M_{sr}$: Inductance magnétique. (Inductance mutuelle cyclique stator rotor).

Pour le rotor : On multiplie l'équation (II.8) par la matrice $[A(\theta_r)]$ et on aura :

$$[A(\theta_r)] \cdot [\phi_{ABC}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [L_r] \cdot [i_{ABC}]_r + [A(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_s \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Puis on obtient : } [\phi_{dq0}]_r = [L_r] \cdot [i_{dq0}]_r + [A(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [A(\theta_s)]^{-1} [i_{dq0}]_s \quad (\text{II.32})$$

Et finalement :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec : $L_r = I_r - M$: Inductance cyclique rotorique.

En tenant compte des équations (II.23), (II.27), (II.30) et (II.33) on peut classer les équations de tension et de flux magnétique dans le repère de Park dans le tableau suivant :

	Stator	Rotor
Tensions	$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\phi_s}{dt} \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \frac{d\phi_s}{dt} \phi_{ds} \\ v_{os} = R_s \cdot i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \end{cases}$	$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} \phi_{dr} \\ v_{or} = R_r \cdot i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \end{cases}$
Flux	$\begin{cases} \phi_{ds} = l_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = l_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases}$	$\begin{cases} \phi_{dr} = l_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = l_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$

II.2.4.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est d'écrit comme sous la forme :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F_{vis} \cdot \Omega \quad (II.34)$$

Ω : La vitesse de rotation en (rad/s).

II.2.5 Choix de repère de référence de PARK

Le choix du référentiel dépend principalement de l'objectif de la modélisation et Compatibilité des composants du système étudié. Il existe trois repères biphasés de références [ROU 16]

- ✓ 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 référentiel est le meilleur pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour étudier les changements significatifs de la vitesse 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 tension de la machine peut être écrit sous forme matricielle comme suit :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (II.35)$$

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

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & W_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -W_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ a & -\beta(W_s - W_r) & -\delta & W_r \\ \beta(W_s - W_r) & a & -W_r & -\delta \end{bmatrix} ; \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

α , et δ sont des constantes définies comme suit :

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

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

$$[A] = [A_1] + W_s \cdot [A_2] + W_r \cdot [A_3] \quad (\text{II.36})$$

Telle que :

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

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

II.3 Modélisation et commande de l'alimentation de la MADA

Les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable à base d'une MADA nécessitent l'utilisation d'un convertisseur statique (onduleur) qui alimente le rotor de la machine. Les principaux objectifs de ce convertisseur sont : onduler la tension du bus continu pour la fournir au bobinage du rotor, et permettre l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de cette machine et les injecter au réseau.

II.3.1 Modélisation du l'onduleur à deux niveaux

La tension générée par les convertisseurs est donnée par [CAM03] :

$$\underline{U} = \frac{2}{3} \left(U_a(t) + U_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = U_{\alpha fs} + jU_{\beta fs} \quad (\text{II.37})$$

Supposant que le système est équilibré, on a :

$$U_{\alpha fs} = U_a(t) \quad (\text{II.38})$$

$$U_{\beta fs} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_b(t) - U_c(t)) \quad (\text{II.39})$$

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs. On définit pour ,ca les variables S_a, S_b, S_c en fonction de l'état des commutation dans les trois branches .

– **Branche1 :**

$S_a=0$ Si S1 est en position off et S4 est à on ;

$S_a=1$ Si S1 est en position on et S4 est à off.

– **Branche 2 :**

$S_b=0$ Si S2 est en position off et S5 est à on ;

$S_b=1$ Si S2 est en position on et S5 est à off.

– **Branche 3 :**

$S_c=0$ Si S3 est en position off et S6 est à on ;

$S_c=1$ Si S3 est en position on et S6 est à off.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{DC}(S_a - S_b); \\ U_{bc} = V_{DC}(S_b - S_c); \\ U_{ca} = V_{DC}(S_c - S_a). \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Or si on considère que les tensions sont équilibrées :

$$U_a + U_b + U_c = 0 \quad (\text{II.41})$$

On peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} U_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}); \\ U_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}); \\ U_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}). \end{cases} \quad (\text{II.42}) \quad \text{D'où on obtient :} \quad \begin{cases} U_a = \frac{V_{DC}}{3}(2S_a - S_b - S_c); \\ U_b = \frac{V_{DC}}{3}(2S_b - S_c - S_a); \\ U_c = \frac{V_{DC}}{3}(2S_c - S_b - S_a). \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

II.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

Les onduleurs de tension sont le plus souvent commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables. Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences. La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoidale [ROU 12], [ROU 16].

Le principe montré dans la figure (II.7) consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes odulantes $V_{ri}(t)$, $i = 1, 2, 3$) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur [ROU 12], [ROU 16].

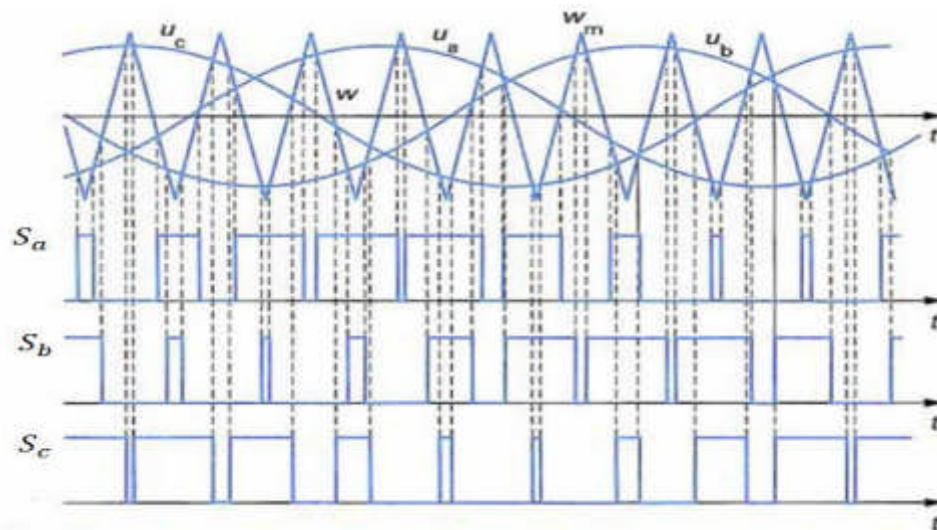


Figure II.7 : Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté 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 cette machine permettant ainsi l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de la machine. La suite de ce travail est principalement consacrée à la commande de telles structures.

CHAPITRE III

L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES.

III.1 Introduction

Avec la complexité et la structures variables des systèmes de conversion d'énergie éolienne, les commandes basées sur des correcteurs classiques deviennent impuissantes et donnent souvent des résultats moins performants. Pour éliminer ce problème, la tendance des recherches actuelle est vers les commandes non linéaires robustes qui donnent des résultats acceptables dans des larges domaines de fonctionnement. Parmi ces techniques, on trouve trois commandes à savoir: la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, commande hybride glissants floue type 1 basée sur des régulateurs floue type 1, et la commande hybride glissants floue type 2 basée sur des régulateurs floue type 2, fait l'objet de plusieurs travaux de recherche

Dans ce qui suit, nous allons présenter une étude théorique de ces commandes pour pouvoir l'adapter à la commande des puissances active et réactive générées par une MADA dans un système de conversion d'énergie éolienne.

III.2 Commande par mode glissant

Cette commande est l'une des méthodes utilisées pour optimiser la qualité d'énergie produite et injectée au réseau. Dans cette technique, L'idée de base 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 [ROU 12], [ROU 16].

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

La conception de la commande en mode glissant prend en compte les problèmes suivants la stabilité et les bonnes performances sont constantes. En général, il est préférable de spécifier la dynamique du système en mode convergence. Dans ce cas, la structure du contrôleur Il se compose de deux parties : la première, continue, représente la dynamique du système en fonctionnement un motif glissant et un autre motif discontinu représentant la dynamique du système pendant le motif convergence. Ce second est important en commande non linéaire car il a un rôle éliminer les effets des imprécisions et des perturbations sur le modèle [BEN 19]. La conception de cette méthode de contrôle peut être divisée en trois étapes complémentaires est défini comme [BEN 19]:

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

III.2.1.1 Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, on considère le modèle d'état suivant [UTK 77] :

$$\dot{X} = [A]X + [B]U \quad (\text{III.1})$$

Où $X \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $[A]$ et $[B]$ sont les matrices du système; $U \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$. 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 désirée x^* , plusieurs travaux [SLO 91] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \gamma \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

γ : Gain positif;

$e(x) = x^* - x$, écart de la variable à régler ;

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que: $\frac{\partial s}{\partial t} \neq 0$ assurant la contrôlabilité ; L'objectif est de garder la surface $S(x)$ égale zéro. Ce dernier est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $S(x) = 0$, pour un choix convenable de γ . Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence.

La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre ' r '.

III.2.1.1.1 Régime glissant idéal

Théoriquement, on suppose que l'appareil de commutation est insensible au bruit et que la trace l'équation $s(x) = 0$ est parfaitement décrite dans l'état glissant. Idéal pour les conditions glissantes en 1 Oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, point d'évolution représentatif le système glisse parfaitement sur la surface ultra-commutante S .

III.2.1.1.2 Régime glissant réel

En pratique, l'appareillage se compose de Défauts tels que retard de commutation. Dans ce cas, la trace de phase L'état de glissement reste près de la surface de l'interrupteur, ce qui entraîne Des oscillations indésirables peuvent éliminer la précision du système, mais néanmoins réduire sa stabilité. [ROU 16]

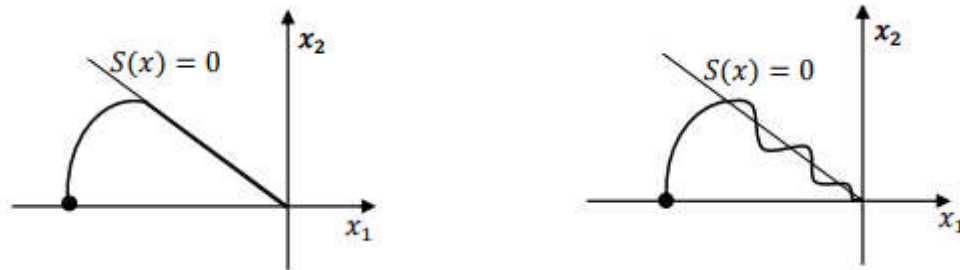


Figure III.1 : Glissement idéal et réel.

III.2.1.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions de convergence sont des critères qui permettent des dynamiques différentes du système converge vers la surface de glissement. Il y a deux considérations correspondantes Mode de convergence vers l'état du système que nous citons ci-dessous :

III.2.1.2.1 Approche directe

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

III.2.1.2.2 Approche de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ 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 par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{III.4})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

L'équation (III.5) montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $(S^2(x) > 0)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal. Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [BEN 19].

III.2.1.3 Détermination de la loi de commande

La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties :

Une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_n . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.6})$$

u_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement $S(x) = 0$. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par $\dot{S}(x) = 0$. La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [AMI08].

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode glissement, nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u . Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande attractive Soit la dérivée de la surface $s(x)$:

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant (III.1) et (III.6) dans (III.7), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{ [A]. [B] + [B]. [u_{eq}] \} + \frac{\partial s}{\partial x} [B]. u_n \quad (\text{III.8})$$

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

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

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] \cdot u_n \quad (III.10)$$

Et la condition d'attractivité devient :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) = s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B] u_n < 0 \quad (III.11)$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est de choisir M3 sous la forme de relais figure (III.2) Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K_x \cdot \text{sign } s(x) \quad (III.12)$$



Figure III.2 : Fonction sign (non linéarité tout ou rien)

En remplaçant u_n par son expression dans l'équation (III.11) on aura :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] K_x |s(x)| < 0 \quad (III.13)$$

Le gain K_x doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande Figure (III.3) représente le phénomène de broutement. **[BEN 19]**

Alors, on obtient la commande douce suivante :

III.2.2 Elimination du phénomène du broutement (Chattering)

Contrôle équivalent et déficiences techniques (retard et décalage actionneurs et capteurs) produisent des oscillations indésirables appelées phénomène la réticence (chattering), un phénomène qui reste un frein à l'exécution des ordres la trajectoire du système de commande vers la surface de glissement avec des oscillations idéales, et fréquences illimitées :

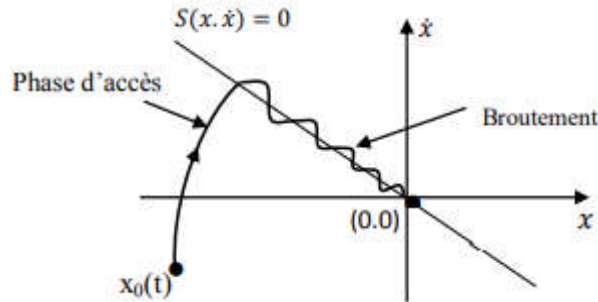


Figure III.3: Phénomène de broutement.

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

- Céder des dynamiques non modélisées ;
- Précision de contrôle réduite ;
- Perte d'énergie accrue.
- Fatigue accrue des pièces mécaniques en mouvement.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène.

Parmi ces techniques, deux solutions sont proposées.

III.2.2.1 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.4) [ZEG 14, BOU 15, SLO 91].

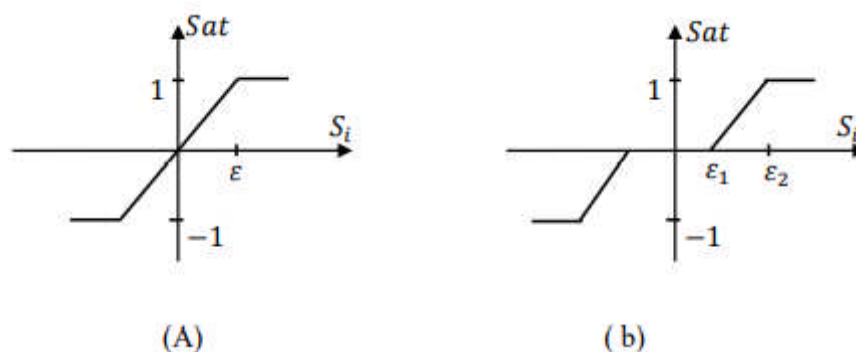


Figure III-4 : Fonction **SAT** : (A) - un seuil ;(b) - deux seuils (zone morte).

Dans ce cas, la commande devient: $\Delta u = -k_x \text{const } s(x)$. Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définies par :

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

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

III.2.2.1 Proposition de Harshima

Dans cette proposition, la fonction «*sign*» est remplacée par une fonction de lissage appelée «*cont*», figure (III.5) [ZEG 14, BOU 15, SLO 91].

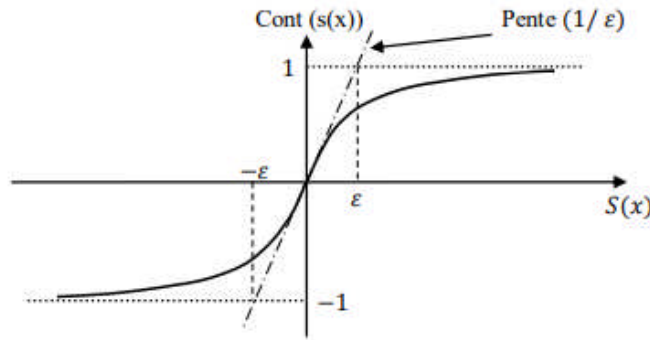


Figure III.5: Fonction Cont ($\varepsilon >$ et petit).

Dans ce cas, la commande devient: $\Delta u = -k_x \text{const } s(x)$. Cette fonction est définie comme suit :

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

III.3 Commande hybride glissant flou type 1

Cette commande est une solution attrayante pour éliminer l'inconvénient majeur de la commande précédente qui est : le phénomène de broutement produit par la commande. Pour cela, on a développé une commande qui résout ce problème en nous assurant des résultats haute performance du système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basé sur MADA. Cette méthode est appelée "commande **glissant flou type 1**" connue pour sa simplicité et sa robustesse.

III.3.1 Elimination du phénomène du broutement par les régulateurs flous type 1

Pour améliorer les performances du notre système et éliminer le phénomène de broutement on a utilisé la même structure de commande par modes glissants avec un changement des fonctions **SAT** par des régulateurs **flous type 1** de mêmes types (régulateur de type Mamdani à sept classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles).

III.3.1.1 Notions fondamentales de la logique floue type 1

Dans cette section, nous allons introduire les concepts de base de la logique floue. Nous nous n'aborderons que les points les plus importants à comprendre le raisonnement flou est:

III.3.1.1.1 Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, les ensembles sont définis par des fonctions La caractéristique est qu'un élément appartient à (1) et un élément n'appartient pas à (0) ; par contre Les ensembles flous sont définis sur tout l'espace de discours X et sont définis par des fonctions d'appartenance (μ) Il peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Permettre une chose Les pièces appartient à une collection, c'est ce qu'on appelle l'appartenance. Exister un domaine continu, et les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions sentiment d'appartenance [BOU15, BOU11].

III.3.1.1.2 Fonctions d'appartenances

Pour pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), nous en avons besoin Soumettez une définition mathématique appelée fonction d'appartenance (x), qui Montrez à quel point ces variables sont validées sur différents sous-ensembles (A_i). Cette La représentation graphique des fonctions d'appartenance les plus couramment utilisées est dans Graphique (III.6). Leurs expressions analytiques sont définies comme suit [BOU09, LAB05, BOU15, OUA09] :

- la fonction triangulaire: définie par trois paramètres a , b et c , soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right)\right) \quad (\text{III.17})$$

- la fonction trapézoïdale: définie par quatre paramètres a , b , c et d soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq 0 \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \quad (\text{III.18})$$

- la fonction en cloche: définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (\text{III.19})$$

- la fonction gaussienne: définie par deux paramètres σ , x_0 , soit :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.20})$$

- la fonction sigmoïde: définie par deux paramètres a , x_0 soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x-x_0))} \quad (\text{III.21})$$

- la fonction singleton :

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

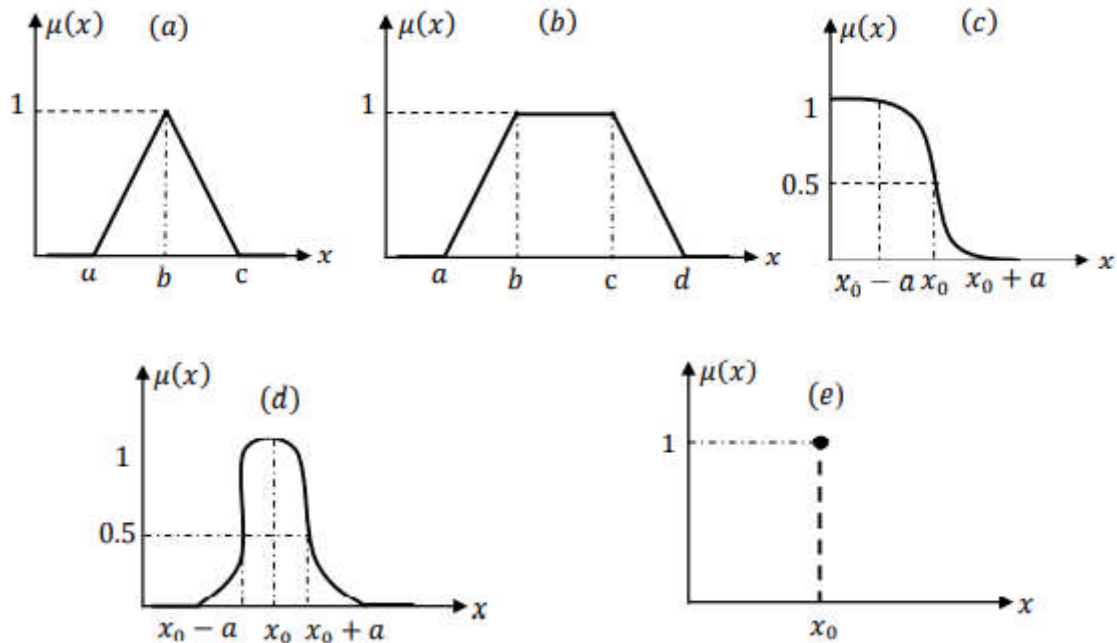


Figure III.6 : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) - Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

III.3.1.1.3 Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figue III.7) [TAL14, MOK10]

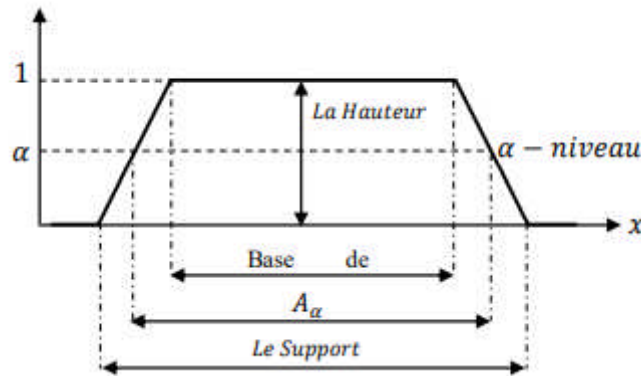


Figure III.7 Caractéristiques d'un ensemble flou.

- ❖ **Le Noyau** : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.23})$$

- ❖ **Le Support** : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.24})$$

- ❖ **La Hauteur** : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (\text{III.25})$$

- ❖ **Le cardinal** : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III.26})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (\text{III.27})$$

- ❖ **Couple de niveau α** : On appelle couple de niveau α ou α -coupe de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0, 1] \quad (\text{III.28})$$

III.3.1.1.4 Variables linguistiques

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres mais des mots ou phrases exprimées en langage naturel. La raison d'utiliser cette représentation, les caractères de langue sont-ils moins spécifiques que les caractères numériques.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, (x), \}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et (x) son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels. Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10;10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

T (erreur) = (Négative Grande (NG), Négative Petite (NP), EnvironZéro (EZ), Positive Petite (PP), Positive Grande (PG))

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure (III.8) [LAB05, OUA09].

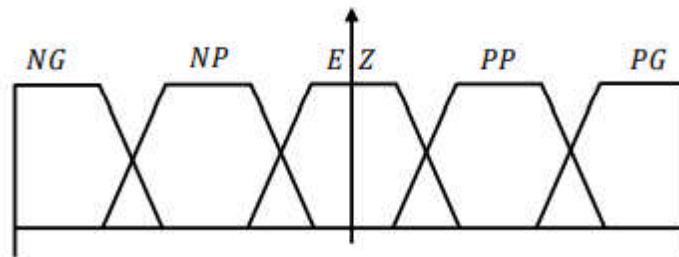


Figure III.8 Fonctions d'appartenances de T (erreur) = $\{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

III.3.1.1.5 Opérateurs logiques flous

La théorie mathématique des ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et fonctions d'appartenance. Soient A et B définis dans l'univers du discours X à travers les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ Séparément [MOK 10, OUA 09].

- **Egalité floue** : deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si

$$\forall x \in X: \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.29})$$

- **Sous-ensemble flou** : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si:

$$\forall x \in X: \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.30})$$

- **Complémentation floue (non):** Le complément $\bar{A}$ de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X: \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.31})$$

- **Union floue (ou):** L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou $(A \cup B)$ de fonction d'appartenance «somme »:

$$\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{III.32})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B:

$$\mu_A(x) + \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.33})$$

- **Intersection floue (et):** l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou $(A \cap B)$ de fonction d'appartenance «produit »:

$$\forall x \in X: \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{III.34})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B:

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.35})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III.36})$$

III.3.1.1.6 Implication floue

L'implication floue, ou proposition conditionnelle floue, est un opérateur permet d'évaluer l'étendue réelle des règles de la forme [LAB 05, BOU 09].

Si x est A Alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit:

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

– Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$

– Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(x)$

III.3.1.2 Structure d'un contrôleur floue type 1

Contrairement aux régulateurs standard ou aux régulateurs à rétroaction d'état, Au lieu de traiter des relations mathématiques bien définies, les contrôleurs à logique floue utilisent inférence de plusieurs règles basées sur des variables linguistiques à traiter via des opérateurs de logique floue. La variable d'entrée est initialement convertissée en variables floues en définissant une fonction d'appartenance pour chaque variable. Par la suite, nous convertissons les commandes floues générées par inférence en commandes réelles appliquez-les au processus. Un contrôleur à logique floue se compose des quatre parties suivantes :

Règles, fuzzification, moteur d'inférence et défuzzification. Il comprend également les revenus normalisation et dénormalisation ajoutées respectivement à l'entrée et à la sortie Contrôleur flou, transférable et adaptatif même avec des paramètres différents, Figure (III.9) [CHE 14, HAM 11].

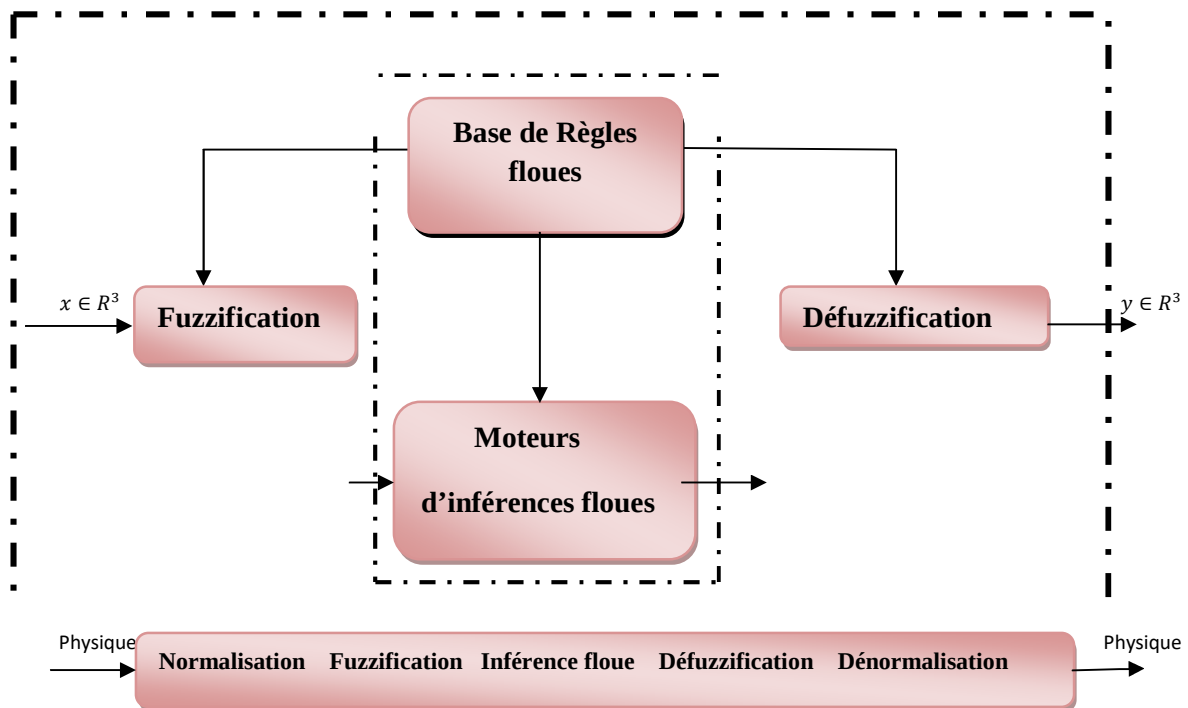


Figure III.9 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

III.3.1.2.1 Fuzzification

Le but de la fuzzification est de convertir des grandeurs physiques (valeurs) en une grandeur floue (terme linguistique ou symbolique), vous pouvez traiter par inférence ; c'est-à-dire que la quantité d'intrant physique est réduite à une quantité normalisée sur une plage

variable, généralement $[1,-1]$, appelée l'univers discours. Les grandeurs normalisées sont ensuite converties en ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance à valeurs linguistiques. Numéro Le nombre de jeux dépend de la résolution et de l'intervention des paramètres souhaités. Dans la littérature le contrôle flou adopte généralement deux méthodes de fuzzification, à savoir : Fuzzing singleton et fuzzing non singleton [ROU 16]

III.3.1.2.2 Règles de contrôle

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement des connaissances, le type de règle sous forme humaine (si prémisse, alors conclusion). Prémisse de la règle (antécédent) consiste en des conditions qui doivent être satisfaites pour parvenir à la conclusion règles (résultats).

III.3.1.2.3 Inférence des règles floues

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. [ROU 16].

Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes:

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue «ET, OU, et ALORS»

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	Et	Ou	Alors
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-produit	Produit	Moyenne	Produit

Tableau. III-1: Méthode usuelles de l'inférence floue.

III.3.1.2.4 Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques; ensuite, ces derniers sont dénormalisés et appliqués au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification: méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiés. La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité.

III.4 Commande hybride glissant flous type 2

Pour améliorer les performances des résultats obtenus par les commandes précédentes à savoir : **mode glissant et glissant flou type 1**, on a développé une commande qui assurée des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode est appelée "**commande glissant flou type 2**".

III.4.1 Elimination du phénomène du broutement par les régulateurs flous type 2

Pour éliminer l'inconvénient majeur connu par le broutement produit par la commande de mode glissant on a utilisé la même structure de la commande glissant **flou type 1** avec un changement des fonctions des régulateurs **flous type 1** par des régulateurs **flous type 2**

III.4.1.1 Notions fondamentales de la logique floue type 2

III.4.1.1.1 Représentation d'un ensemble flou type-2

Les ensembles flous type-2 les plus utilisés sont de forme intervalle et la forme Gaussienne, et triangulaire. Ce type est pris de la forme du degré d'appartenance primaire. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit de la même forme de type d'ensemble utilisé. [BER 17]

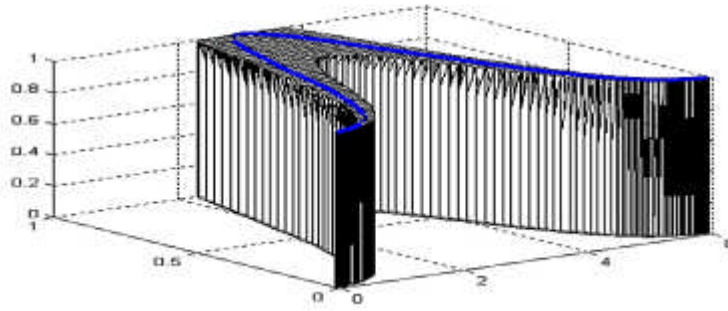


Figure III.10 Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne

III.4.1.1.2 Définitions

Un ensemble flou type-2, noté $\tilde{A}$ est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}}(x, \mu)$, c.-à-d :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, \mu) / (x, \mu) \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (\text{III.37})$$

Avec $\int$ dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec

$$0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, \mu) \leq 1$$

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire. A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont μ et $\mu_{\tilde{A}}(x, \mu)$, est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, \mu)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, \mu)$.

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_x \subseteq [0, 1]$, on a:

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', \mu) \equiv \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_x} f_x(\mu) / u \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (\text{III.38})$$

Avec $0 \leq f_x(\mu) \leq 1$ Puisque $\forall x_2$, ce x_2 va appartenir à X , c.-à-d., $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est une fonction d'appartenance floue type-1. En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaires, c.-à-d., en utilisant l'équation (4.15), on peut écrire $\tilde{A}$ sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X\} \quad (\text{III.39})$$

Ou comme :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / (u) \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III.40})$$

On représente sur la figure (III.11) les grandeurs floues déjà expliqués, voir [KHE 11], [EYO 18]. Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire noté $f_x(u)$. Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles, c.-à-d.

$$f_x(u) = 1, \quad \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ ou $c = (l+r)/2$ et $s = (r-l)/2$.

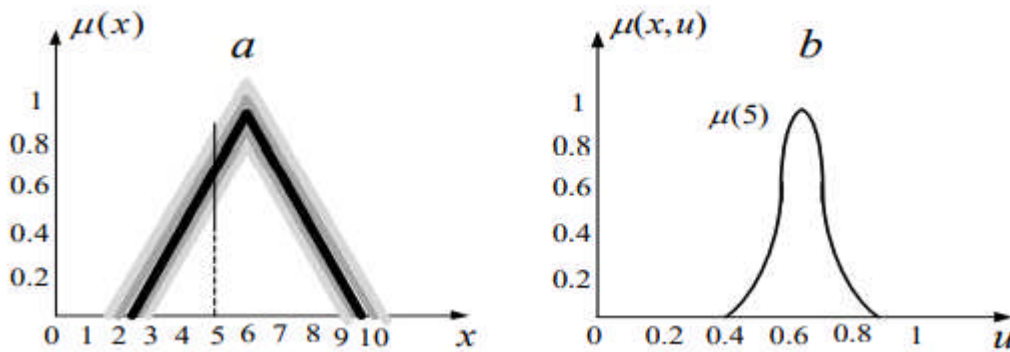


Figure III.11 Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$u_{principale}(x) = \int_{x \in X} u/x \quad \text{Ou} \quad f_x(u) = 1 \quad (\text{III.41})$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

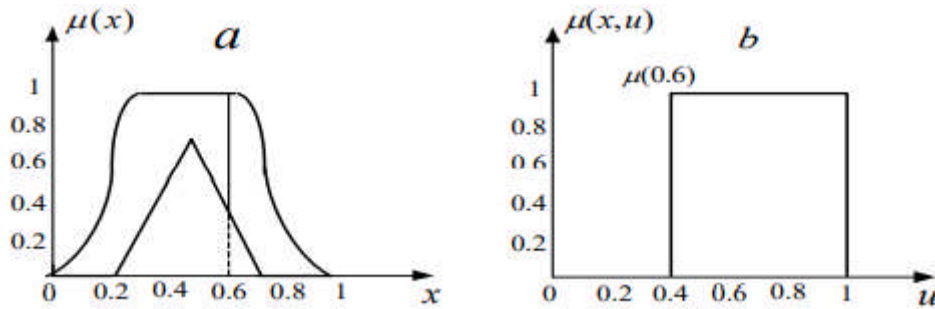


Figure III.12 Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire

- L'incertitude dans un ensemble flou type-2 $\tilde{A}$ est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty » FOU. C'est l'union de toutes les appartenances primaires:

$$FOU(\tilde{A}) = U_{x \in X} J_X \quad (\text{III.42})$$

- Fonction d'appartenance supérieure et fonction d'appartenance inférieure sont des fonctions d'appartenances de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble $\tilde{A}$ flou type-2.
- La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\bar{u}_{\tilde{A}} \forall x \in X$ et la fonction d'appartenance inférieure sera notée par $\underline{u}_{\tilde{A}} \forall x \in X$, alors nous avons :

$$\bar{u}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad (\text{III.43})$$

$$\underline{u}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \quad (\text{III.44})$$

III.4.1.2 Structure d'un contrôleur flou type 2

Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification [OUA 09]. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante :

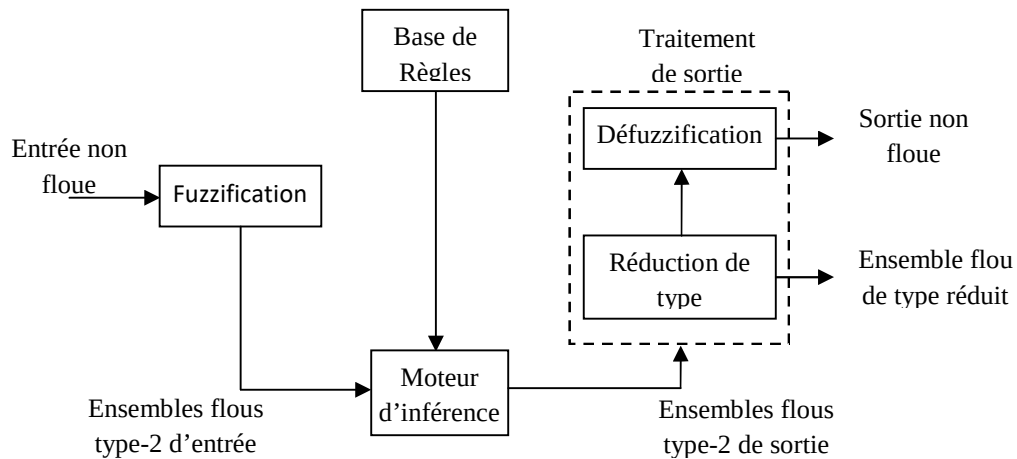


Figure III.13 Structure d'un système flou type-2.

III.4.1.2.1 Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1.

III.4.1.2.2 Base des règles

La différence entre le type-1 et 2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, alors, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques ou toutes les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $i^{ème}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } F_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^j \dots \text{et } x_n \text{ est } \tilde{F}_n^j \text{ Alors } y = \tilde{G}^j \quad (\text{III.45})$$

Où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, $\tilde{F}_1^j$ est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , $\tilde{G}^j$ est un singleton de type-2 et y est la sortie.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [HAZ 13].

III.4.1.2.3 Mécanisme d'inférence

Dans le cadre de ce rapport et pour des raisons de simplifications de calcul, seuls les ensembles flous type-2 intervalle sont employés. Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (III.45) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $x = (x_1, \dots, x_n)^T$ et la sortie scalaire u .

La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé au i ^{ème} ensemble flou de sortie :

$$(\underline{x}) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_j^{x_i}}() \quad (\text{III.46})$$

$\tilde{F}_j^i(x_i)$ est l'intervalle d'activation associé à la variable x_i .

Si l'on note l'ensemble flou de sortie correspondant à la i ^{ème} règle R^j par $\tilde{B}^j$. Lorsqu'une entrée x' est appliquée, comme nous utilisons une fuzzification de type singleton, qui veut dire que l'ensemble $\underline{x}$ auquel appartient $\underline{x}$ possède un degré d'appartenance unitaire à $\underline{x} = \underline{x}$ et zéro ailleurs, par conséquent l'ensemble de sortie correspondant à la i ^{ème} comme $\cap$ règle est calculé à l'aide de l'opérateur t-norme choisie suit :

$$\mu_{B^j}(y) = \mu_{G^j}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i) \right] \quad (\text{III.47})$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au i ^{ème} ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^j(\underline{x}) = [\underline{f}^j(\underline{x}), \bar{f}^j(\underline{x})] \quad (\text{III.48})$$

$$\text{Ou } \underline{f}^j(\underline{x}) = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^i}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^i}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_n^i}(x_n)$$

$$\text{Et } \bar{f}^j(\underline{x}) = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^i}(x_1) * \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^i}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{F}_n^i}(x_n)$$

Les termes $\bar{\mu}_{\tilde{F}_i^i}(x_i)$ et $\underline{\mu}_{\tilde{F}_i^i}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{F_j^i}(x_i)$.

III.4.1.2.4 Le module de traitement de la sortie

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un ensemble flou type-1 à partir d'un ensemble flou type-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifié pour obtenir une sortie numérique (déterministe) [BER17].

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect théorique des trois techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler les puissances active et réactive générées par la MADA dans un système éolien: L'une concerne la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant, au début nous avons présenté la théorie de cette dernière à savoir : la conception de cette commande comme le choix de surface glissante, les régimes glissants et la détermination de la loi de commande, après nous étudions l'élimination du phénomène de broutement (chattering) par cette commande; la deuxième, concerne la commande hybride glissant flou type1 basée sur des régulateurs flou type1 pour éliminer le phénomène de broutement, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type1, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type1 à savoir : l'ensemble flou, les fonctions d'appartenance, les variables linguistiques, la structure composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification, et les opérateurs employés dans ce type de logique; la troisième, concerne la commande hybride glissant flou type2 basée sur des régulateurs flou type 2 pour éliminer toujours le phénomène de broutement, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type2, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type2 pour exposer la structure de cette commande qui sont les plus utilisés pour contrôler notre système.

CHAPITRE VI



L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES

VI .1 Introduction

Pour examiner les trois techniques de commandes présenter théoriquement dans le chapitre précédente à savoir: la commande par mode glissant, commande hybride glissants floue type 1, et la commande hybride glissants floue type 2, nous allons appliquée ces commandes sur notre systèmes de conversion d'énergie éolienne pour contrôler la qualité de l'énergie produite.

Notre objectif, dans ce chapitre, est de développer les trois algorithmes de commandes pour garder instantanément un contrôle indépendant des puissances active et réactive générées par la MADA et d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse dans un système de production d'énergie.

VI.2 Application de la Commande par mode glissant

Notez que le but du travail est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendant les puissances active et réactive générée par la MADA 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.

VI.2.1 Modèle de la génératrice asynchrone double alimentation GADA

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

$$\text{comme suit} \quad \begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = W_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - W_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + W_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques :

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

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{W_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{VI.3})$$

❖ Equations des dérivées de courants rotoriques :

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot W_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} + g \cdot W_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot W_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{W_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (VI.4)$$

VI.2.2 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:

$$S(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (VI.5)$$

$$S(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (VI.6)$$

VI.2.3 Conditions de convergences

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

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt} (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (VI.7)$$

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

$$s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0$$

VI.2.4 Loi de commande par mode glissant

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq-Equi} + V_{rq-attr} \quad (VI.8)$$

$$V_{rd} = V_{rd-Equi} + V_{rd-attr} \quad (VI.9)$$

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.

❖ Contrôle de la puissance active :

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

$$S(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (VI. 10)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(P) = (\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq}) \quad (VI. 11)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références I_{rq}^{ref} et I_{rq} par leurs expressions données par les équations (VI. 3) et (VI. 4) , on obtient :

$$\dot{S}(P) = \left(-\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s}) \right) \quad (VI. 12)$$

$$\dot{S}(P) = \left(-\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s}) \right) \quad (VI. 13)$$

$$\dot{S}(P) = -v_1 \cdot \text{sgn}(s(P)) \quad (VI. 14)$$

$$-\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s}) = -v_1 \text{sgn}(s(P)) \quad (VI. 15)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - (-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s}) + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \text{sgn}(s(P)) \quad (VI. 16)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \text{sgn}(s(P)) \quad (VI. 17)$$

$$\begin{cases} V_{rq-Equi} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} \\ V_{rq-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \text{sgn}(s(P)) \end{cases} \quad (VI. 18)$$

❖ 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 :

$$S(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (VI. 19)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(Q) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \quad (VI. 20)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références I_{rd}^{ref} & I_{rd} par leurs expressions données par les équations(VI. 3) et(VI. 4) , on obtient :

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r\sigma} (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (VI. 21)$$

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r\sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r\sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (VI. 22)$$

$$\dot{s}(Q) = -v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (VI. 23)$$

$$\left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r\sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r\sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) = -v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (VI. 24)$$

$$V_{rd} = L_r\sigma \left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (VI. 25)$$

$$V_{rd} = L_r\sigma \left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \quad (VI. 26)$$

$$\begin{cases} V_{rd-Equi} = L_r\sigma \left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \\ V_{rd-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \text{sgn}(s(Q)) \end{cases} \quad (VI. 27)$$

Les équations(VI. 18) , (VI. 27) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une génératrice asynchrone double alimentation, figure (VI. 1)

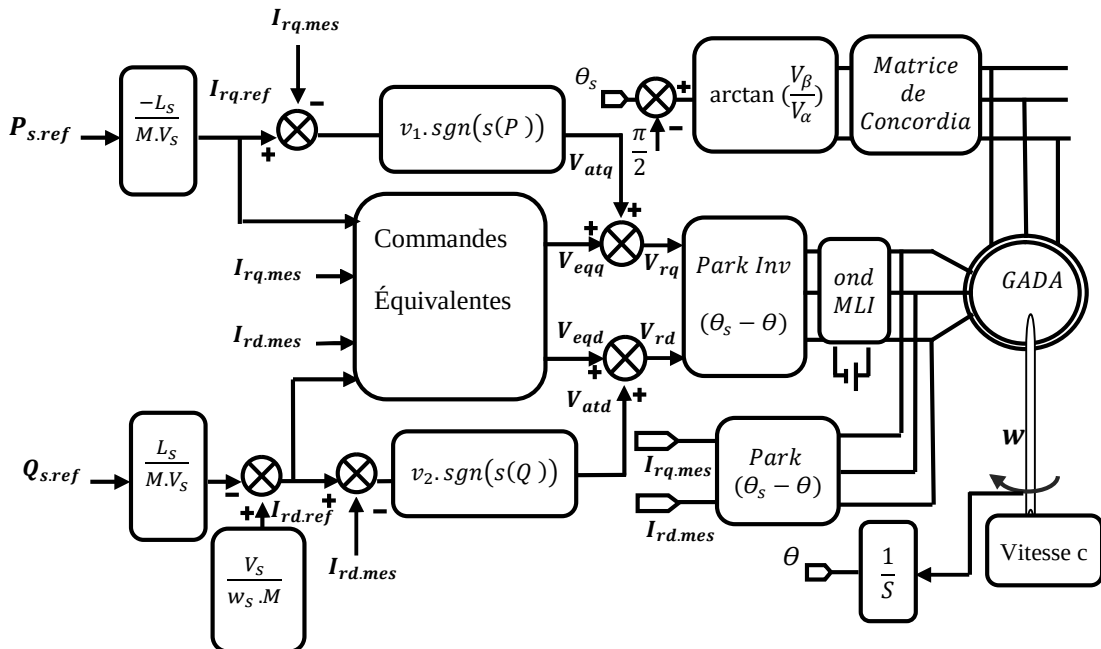


Figure (VI. 1) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

VI.2.5 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande 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 et entraînée par une vitesse fixe 1440 *tr/min* avec un échelon négatif pour la puissance active ($P = -1500W$) entre les instants $t = 1,5s$ et $t = 2,5s$ et un échelon positif entre les instants $t = 3,5s$ et $t = 4,5s$ ($P = +1500W$)

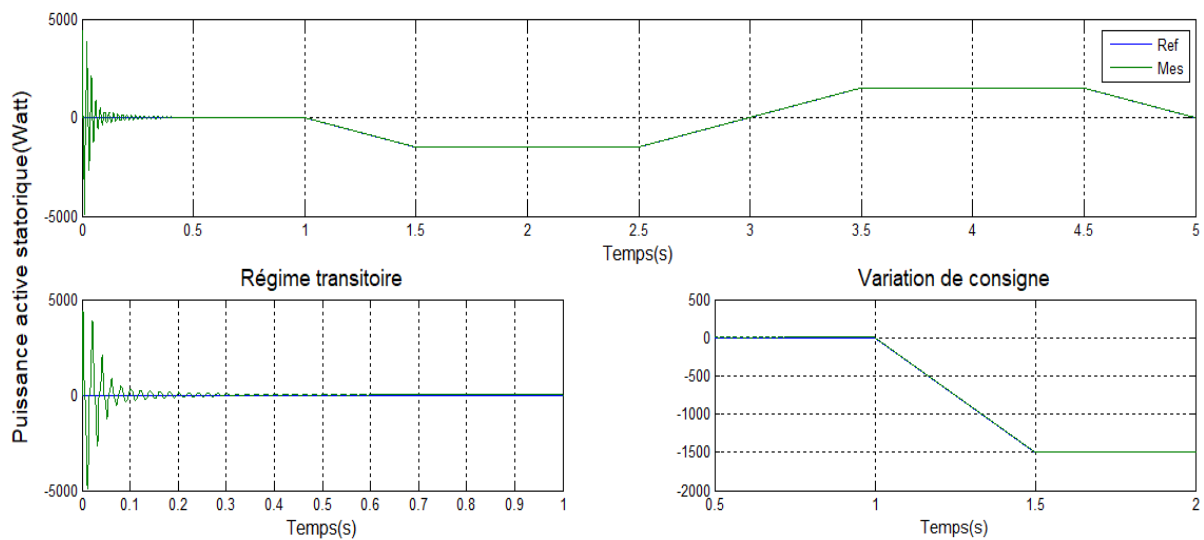


Figure (VI.2) Puissance active statorique

- Toujours la machine connectée au réseau et entraînée par une vitesse fixe 1440 *tr/min* avec un échelon positif pour la puissance réactive ($Q = +1000W$) entre les instants $t = 1,5s$ et $t = 2,5s$ et un échelon négatif entre les instants $t = 3,5s$ et $t = 4,5s$ ($Q = -1000W$)

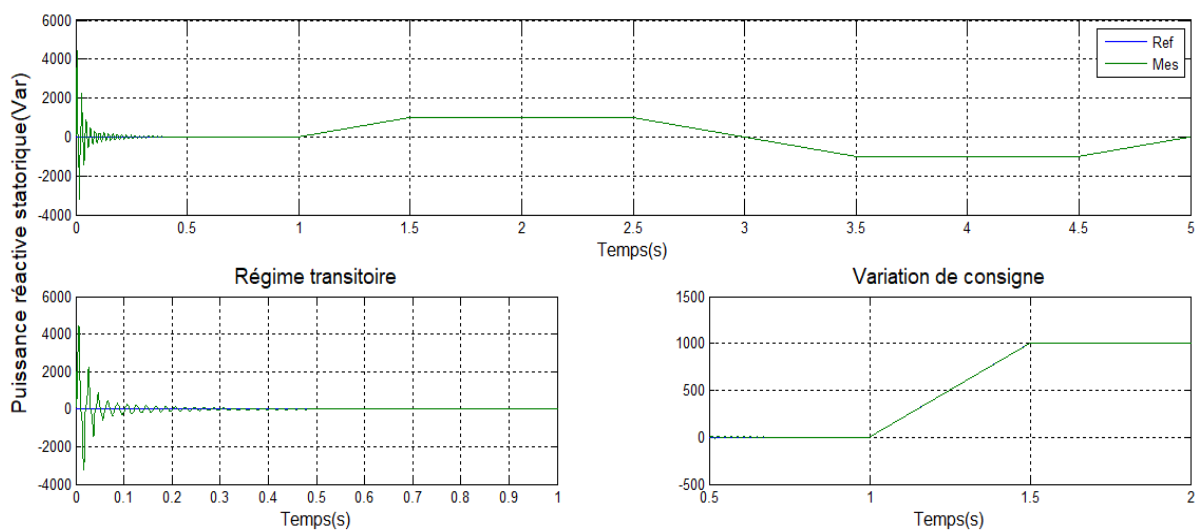


Figure (VI.3) Puissance Réactive statorique

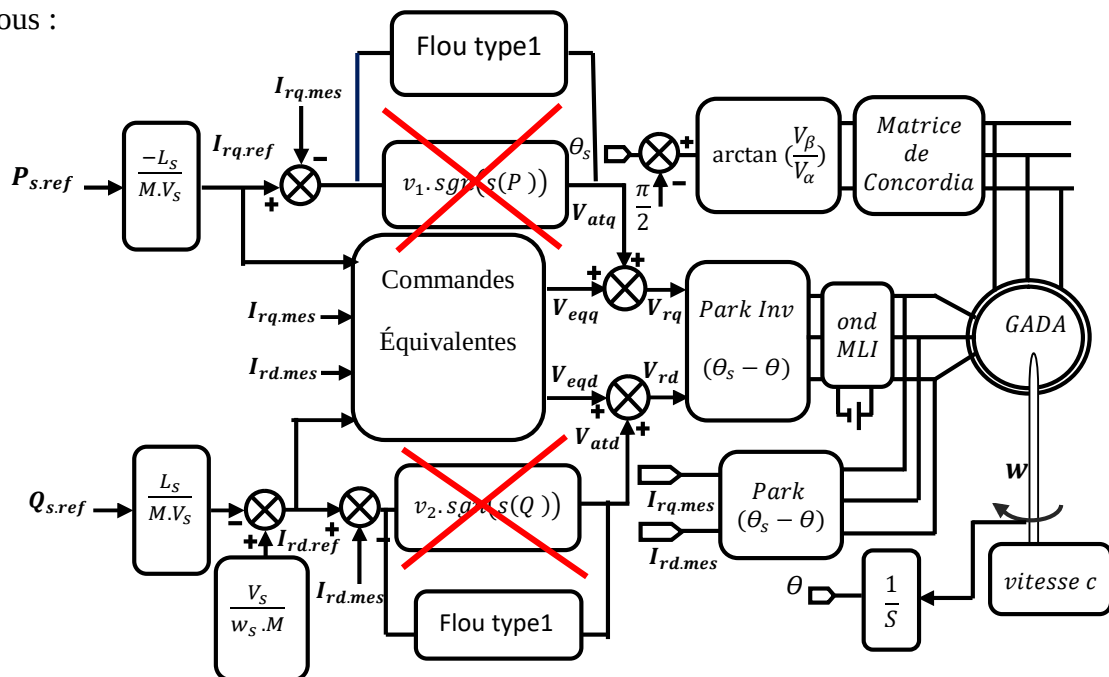
VI.2.6 Interprétation des résultats

D'après les courbes des figure (VI. 2) et(VI. 3) qui représentent les résultats de simulation, il est bien clair que la techniques de commande permettent un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique active et réactive. 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.

VI.3 Application de la commande hybride glissant floue type 1

Pour l'application de cette commande sur notre système, nous avons utilisé la même structure de commande mode glissant avec changement de fonction **sign** par un régulateur flou type 1, l'application de cette commande est pour contrôler la puissance active et réactive générée par notre système.

Le schéma bloc de commande hybride glissant floue type 1 est illustré par la figure ci-dessous :



Figure(VI.4) : Schéma bloc de la structure de la commande glissant floue type 1.

VI.4.1 Structure de base d'un contrôleur glissant flou type 1

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes monovariables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité

des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante

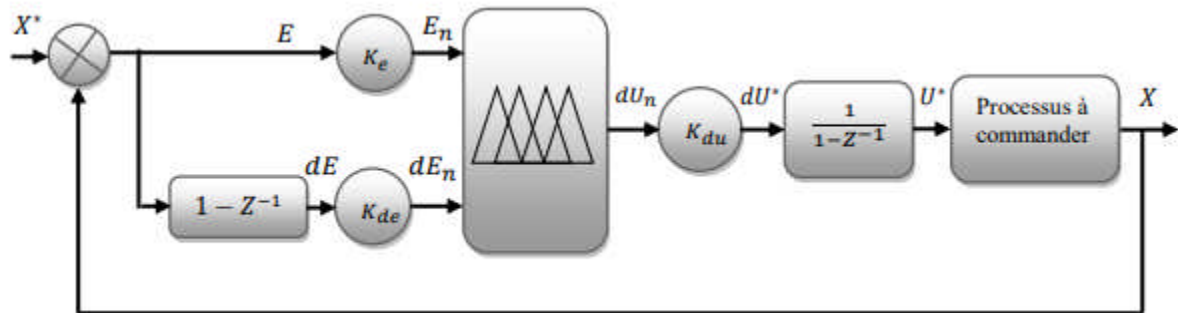


Figure (VI. 5) : Schéma bloc de la structure du contrôleur flou type 1

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle (k_e, k_{de} et k_{du}): qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler; de plus, les gains d'entrées (k_e, k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les figures (IV-5). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté **NG** ; Moyen Négatif noté **NM** ; Négatif petit noté **NP**; Environ de zéro noté **EZ**; Positif petit noté **PP** ; Positif Moyen noté **PM** ; Positif grand noté **PG**.
- D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

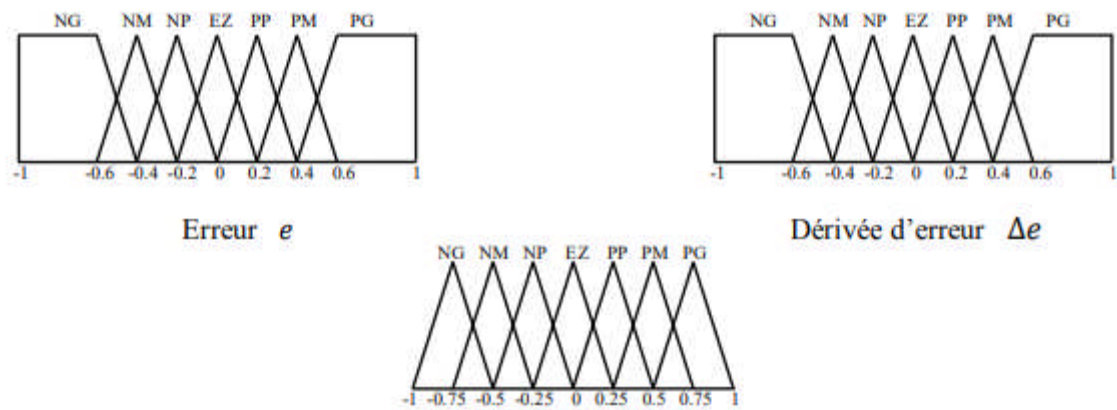


Figure (VI. 6): Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :

- opérateur ET : formation du minimum, - opérateur OU : formation du maximum.
- implication ALORS : formation du minimum, - agrégation : formation du maximum.

Tableau. IV-1: Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances RFT-1.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	MG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

- D'un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système que nous voulons commander.

VI.3.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande glissant floue type 1 des puissances active et réactive statorique appliquée à la MADA. Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

- Machine connectée au réseau et entraînée par une vitesse fixe 1440 *tr/min* avec un échelon négatif pour la puissance active ($P = -1500W$) entre les instants $t = 1,5s$ et $t = 2,5s$ et un échelon positif entre les instants $t = 3,5s$ et $t = 4,5s$ ($P = +1500W$).

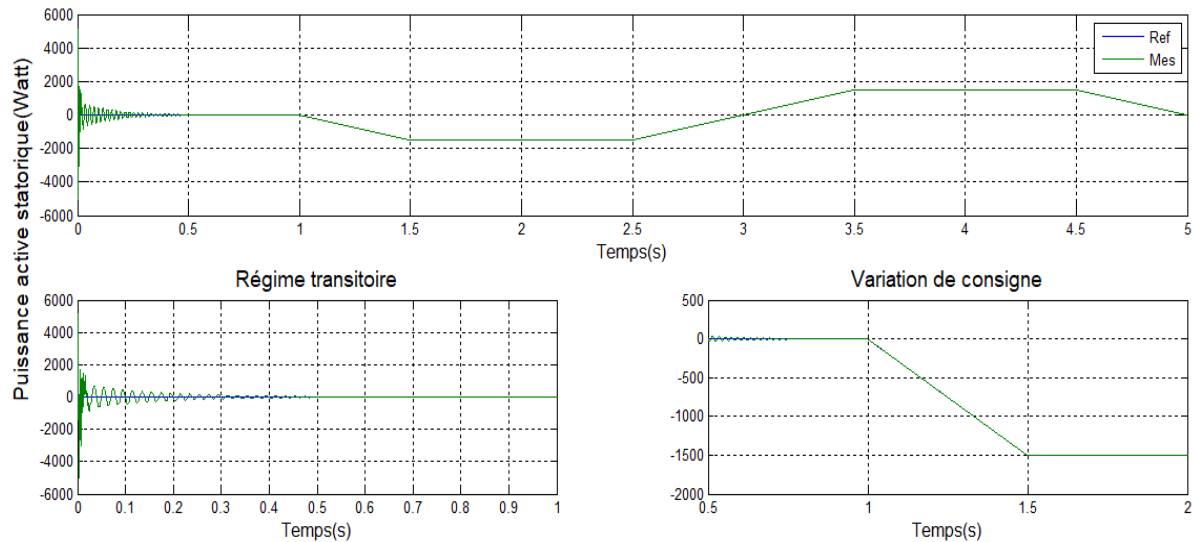


Figure (VI. 7) Puissance active statorique (flou type 1)

- Toujours la machine connectée au réseau et entraînée par une vitesse fixe 1440 *tr/min* avec un échelon positif pour la puissance réactive ($Q = +1000W$) entre les instants $t = 1,5s$ et $t = 2,5s$ et un échelon négatif entre les instants $t = 3,5s$ et $t = 4,5s$ ($Q = -1000W$)

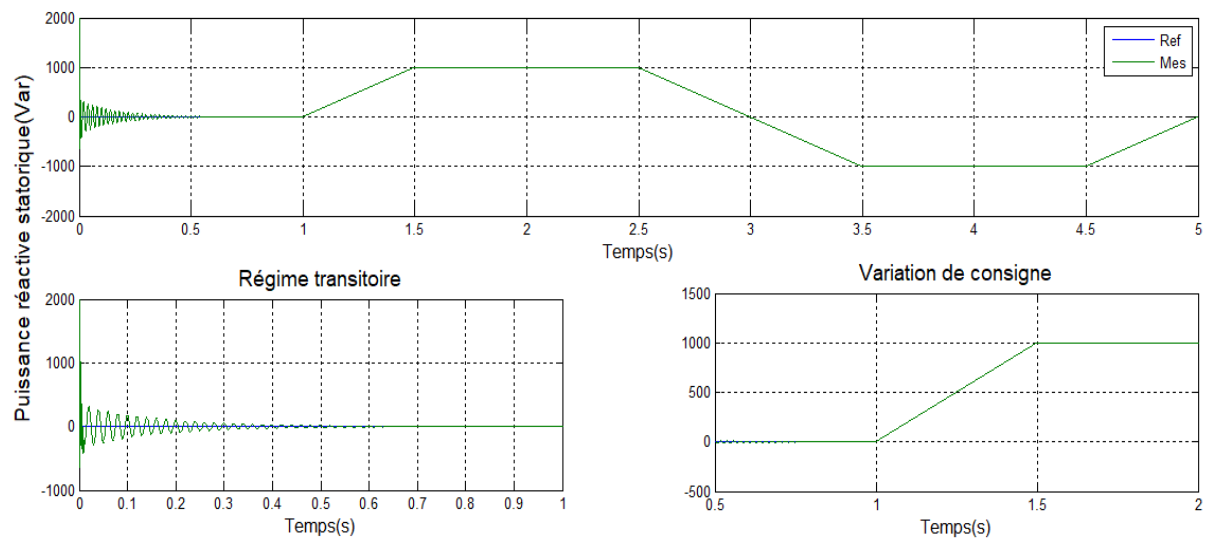


Figure (VI. 8) Puissance Réactive statorique (floue type 1)

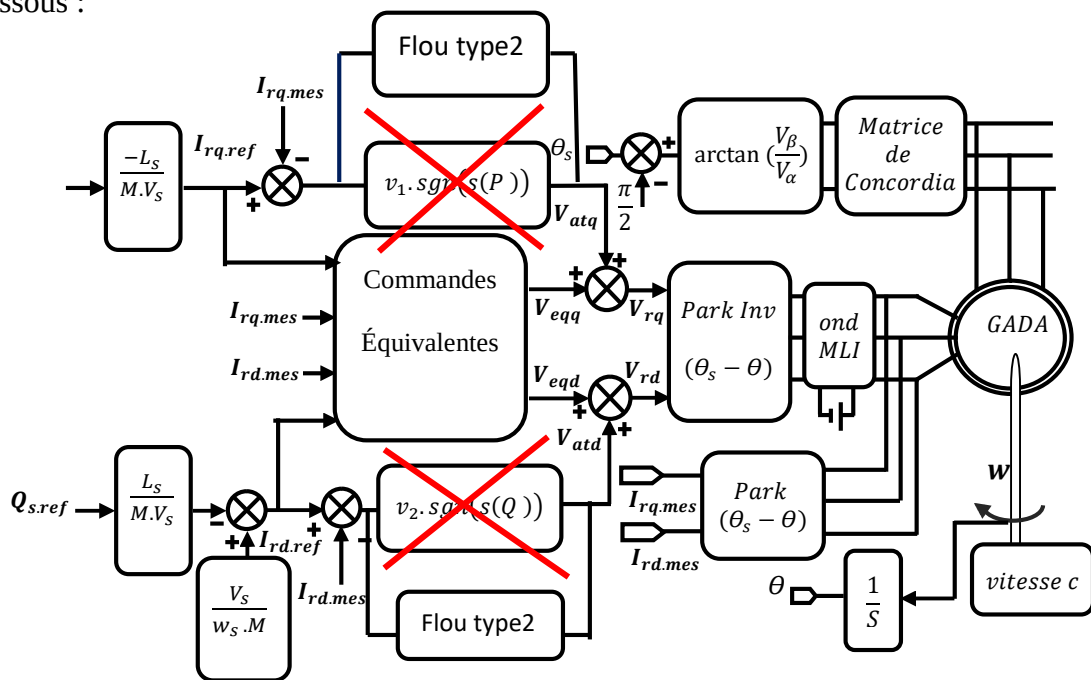
VI.3.3 Interprétation des résultats

D'après les courbes des figure (VI.7) et(VI.8) qui représentent les résultats de simulation, il est bien clair que la techniques de commande glissant floue type 1 permettent un découplage parfait entres les deux composantes de la puissance statorique active et réactive. Les résultats obtenus par la simulation, montre clairement que l'utilisation de cette commande arrive à maintenir les puissances active et réactive à leurs valeurs désirées, mais avec une amélioration remarquable des résultats obtenus par glissant floue type 1 par rapport à la commande mode glissant à savoir : une réponse rapide pour le régime transitoire et pour le changement des consignes avec une minimisation maximale d'erreur entre les valeurs de consignes et celle mesurées (presque nulle), et une réduction importante des oscillations des puissances.

VI.4 Application de la Commande hybride glissant flou type 2

Pour l'application de cette commande sur notre système, nous avons utilisé la même structure de commande mode glissant avec changement de fonction **sign** par un régulateur flou type 2, l'application de cette commande est pour contrôler la puissance active et réactive générée par notre système.

Le schéma bloc de commande hybride glissant floue type 2 est illustré par la figure ci-dessous :



Figure(VI. 9) : Schéma bloc de la structure de la commande glissant floue type 2.

VI.4.1 Structure de base d'un contrôleur glissant flou type 2

Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure (IV.10) suivante :

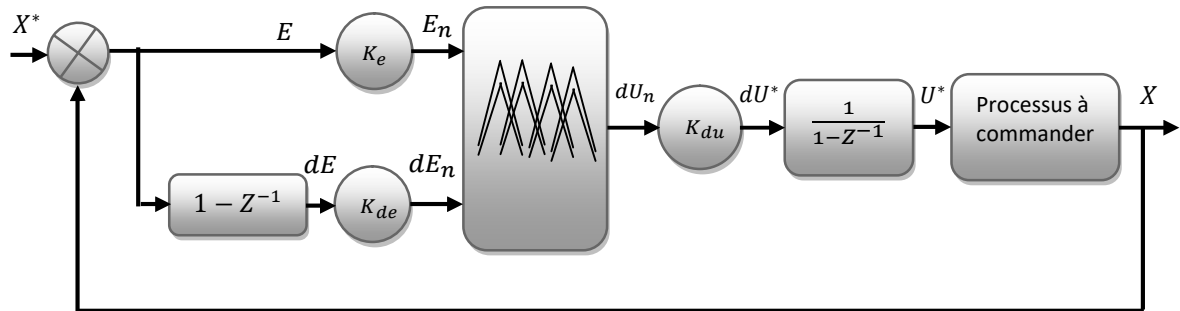


Figure (IV.10): Structure du contrôleur flou type-2

Dans notre travail le contrôleur flou type-2 admet sept ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représenté sur les figures suivantes:

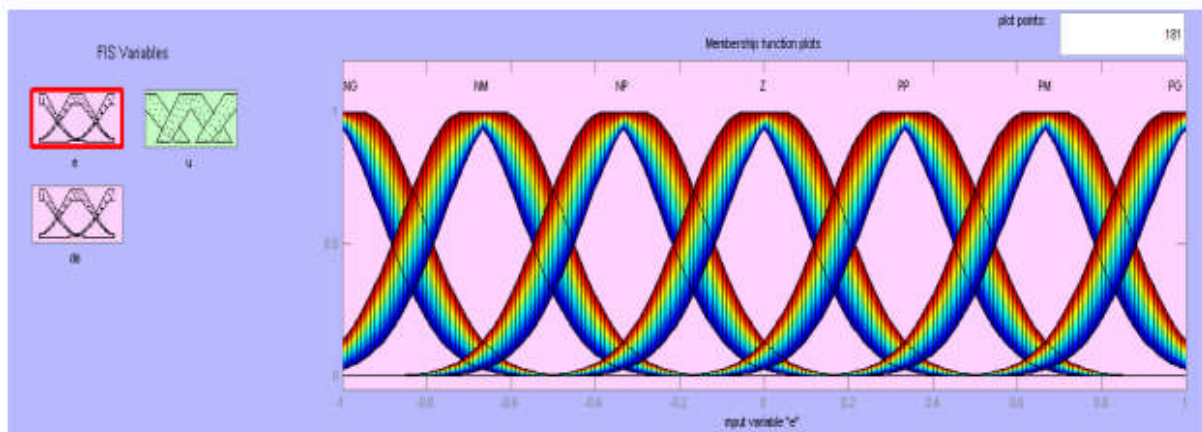


Figure (IV.11): Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

La surface donnée par la figure suivant:

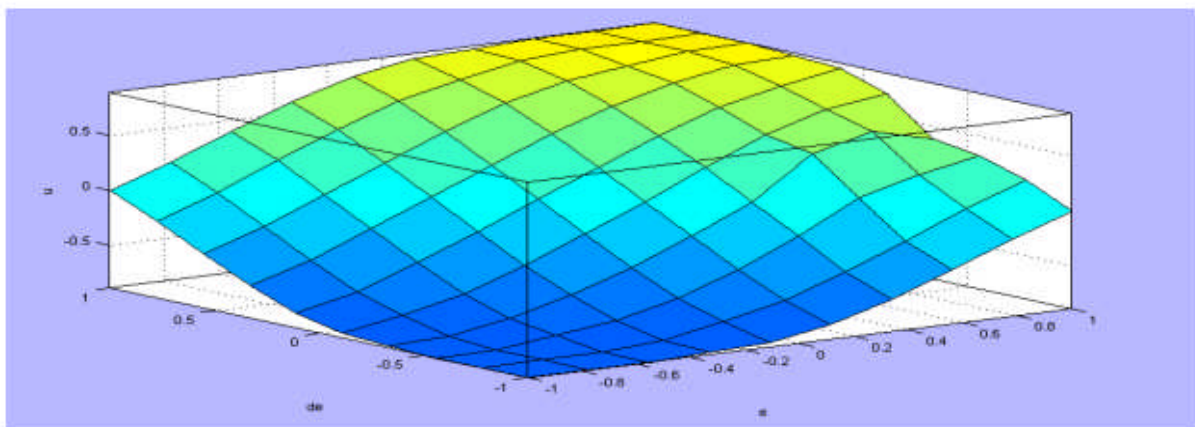


Figure (IV.12): Surface caractéristique du contrôleur flou type-2

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau . IV-2)

Tableau IV-2 : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances RFT-2[BEL 17].

Δe \ E	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	GP
Z	GN	N	Z	P	GP
P	GN	Z	P	P	GP

VI.4.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande glissant floue type 1 des puissances active et réactive statorique appliquée à la MADA. Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

- Machine connectée au réseau et entraînée par une vitesse fixe 1440 *tr/min* avec un échelon négatif pour la puissance active ($= -1500W$) entre les instants $t = 1,5s$ et $t = 2,5s$ et un échelon positif entre les instants $t = 3,5s$ et $t = 4,5s$ ($P = +1500W$).

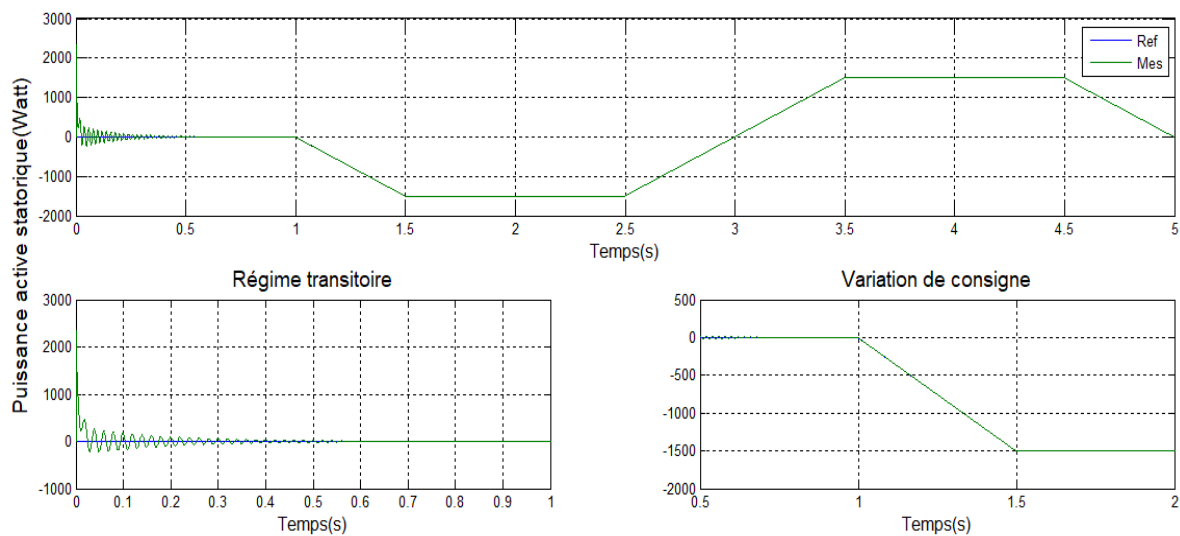


Figure (VI.13) Puissance active statorique (flou type 2)

- ✚ Toujours la machine connectée au réseau et entraînée par une vitesse fixe 1440 *tr/min* avec un échelon positif pour la puissance réactive ($Q=+1000W$) entre les instants $t = 1,5\text{ s}$ et $t = 2,5\text{ s}$ et un échelon négatif entre les instants $t = 3,5\text{ s}$ et $t = 4,5\text{ s}$ ($P=-1000W$)

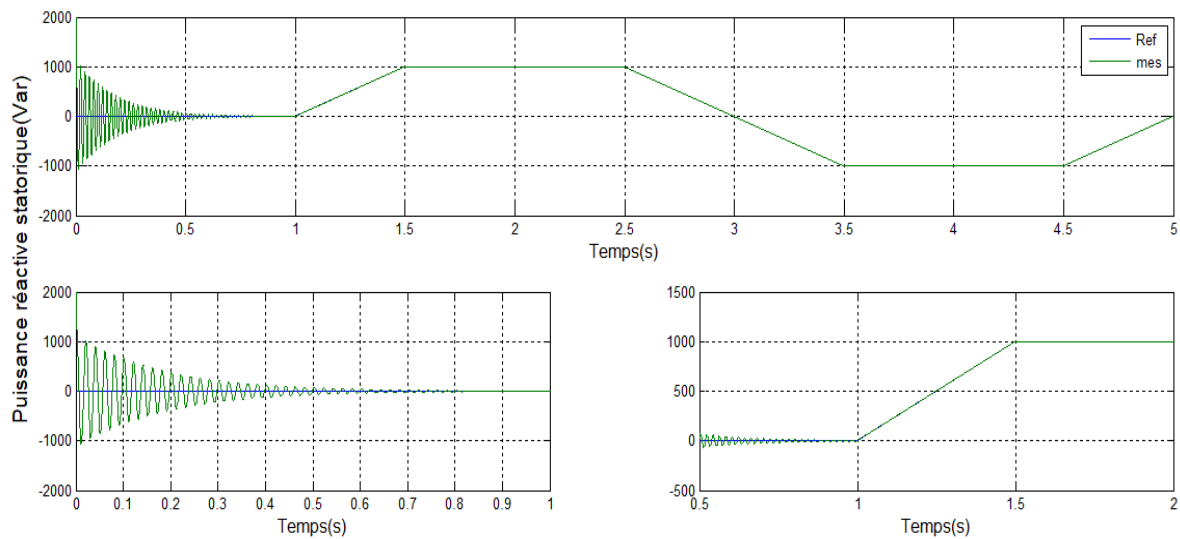


Figure (VI. 14) Puissance Réactive statorique (flou type 2)

VI.4.3 Interprétation des résultats

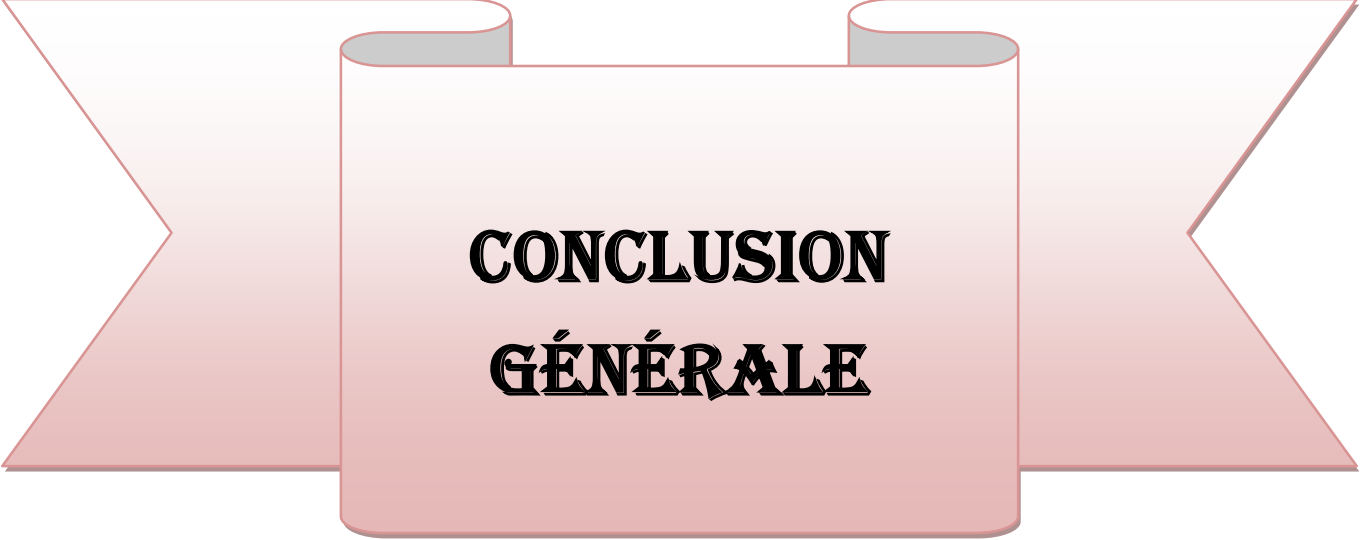
D'après les courbes des figure (VI. 13) et (VI. 14) qui représentent les résultats de simulation, il est bien clair que la technique de commande glissant flou type 2 permet un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique active et réactive. Les résultats obtenus par la simulation, montrent clairement que l'utilisation de cette commande arrive à maintenir les puissances active et réactive à leurs valeurs désirées, mais avec une amélioration remarquable des résultats obtenus par glissant flou type 2 par rapport à les deux commandes mode glissant et glissant flou type 1 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.

VI.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'application des commandes proposées pour contrôler les puissances active et réactive générées par la MADA dans un système éolien : l'une concerne la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant; l'autre, concerne la commande glissant flous type 1 basée sur des régulateurs glissant flous type 1 pour éliminer le phénomène de broutement, cette méthode assure la stabilité du système en boucle fermée en tout instant; la dernière c'est la commande glissant flous type 2 basée sur des régulateurs glissant flous type 2 toujours pour éliminer le phénomène de broutement.

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application de ces commandes sur notre machine, montrent une bonne poursuite de la vitesse générée à sa valeur de référence correspondante. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles. On remarque que la meilleure valeur de ces dernières est la valeur obtenue lors de l'application de la commande glissant flous type 2, qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...).



CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire est la modélisation et la commande d'un système de production d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA) ; Pour cela, une modélisation de MADA et leur alimentation a été menée, ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration des trois techniques de commandes pour assurer un contrôle précis et continu des puissances électriques générées (active, réactive) tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique nul. Cela permis d'obtenir un rendement élevé du système et une qualité de production optimale, les commande qu'on nous avons appliqué son la commande par mode glissant basé sur de gains bien déterminer, la commande hybride glissant flue type 1 qui basé sur les régulateurs flou type 1, et la commande hybride glissant floue type 2 qui basé sur les régulateurs floue type 2.

Les principaux volets de ce travail sont résumés comme suit:

Dans le premier chapitre, nous avons présenté en premier lieu, des généralités sur les énergies éoliennes et les systèmes utilisées pour produire cette énergie .Ensuite, un aperçu sur la machine asynchrone à double alimentation qui est choisie comme générateur dans notre système éolien.

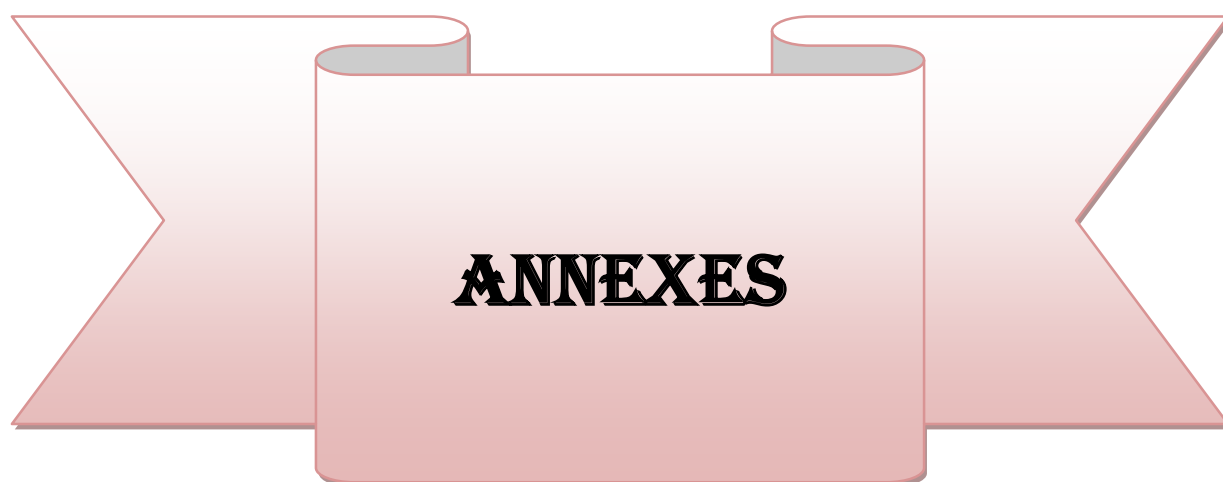
Dans le deuxième chapitre, notre objectif s'est orienté vers la modélisation de la machine asynchrone doublement alimentée et leur alimentation. Il s'agit de trouver un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement dynamique de la machine. L'alimentation de la MADA a été assurée par un onduleur de tension triphasée à deux niveaux qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator de cette machine.

Dans la troisième chapitre, on a mené l'aspect théorique des tris techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau dans un système éolien: l'une concerne la commande par mode glissant; la deuxième, concerne la commande hybride glissant flue type 1; la troisième, concerne la commande hybride glissant flou type.

Dans le quatrième chapitre, on a appliqué les techniques de commandes qui ont été détaillées dans la troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau, l'une est la commande par mode glissant où on a exprimé les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques pour assurer le pilotage de la machine par le rotor, l'autre c'est la commande hybride glissant floue type1, puis on a appliqué cette commande sur la même structure de celle de la commande par mode glissant avec un remplacement des fonction SAT par des régulateurs floue type1 , l'autre c'est la commande hybride glissant flue type 2, la structure de cette commande est le même

structure de la commande hybride glissant floue type 1 avec changement des régulateurs logique floue type 1 par de régulateurs logique floue type 2.

Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application des trois commandes précédentes sur notre système montrent l'efficacité de ces trois commandes implémentées. On remarqué que les résultats obtenus par la technique du glissant flou type 2 ont meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la technique mode glissant et glissant flou type 1 (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...).

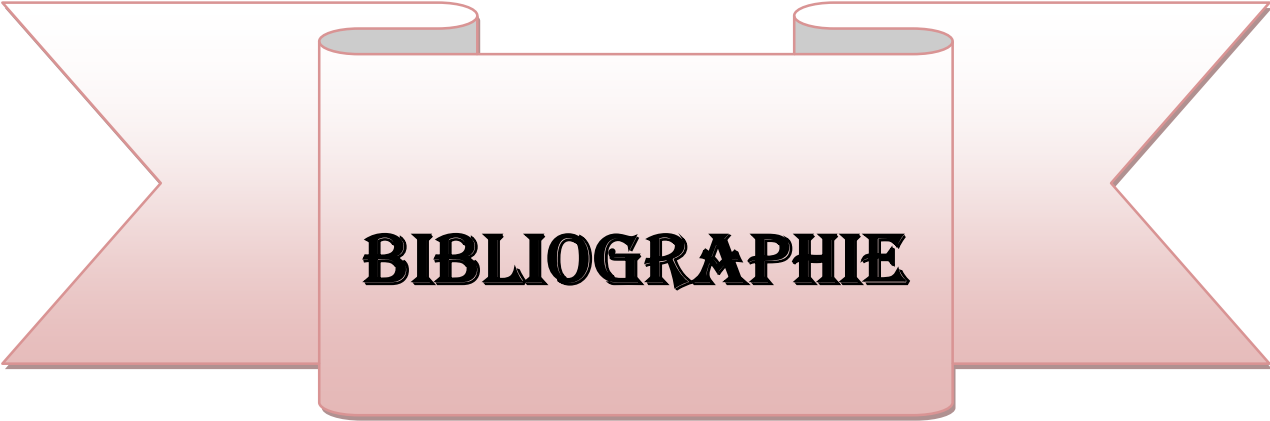


Les paramètres de la machine à induction double alimentée:***Valeurs nominales*** de la MADA :

<i>Puissance nominale :</i>	$P_n = 4KW.$
<i>Tension nominale :</i>	$v/U = 220/380V - 50Hz.$
<i>Courant nominale :</i>	$i/I = 15/8.6.$
<i>La vitesse nominale :</i>	$\Omega_n = 1440 \text{ tr/m}.$
<i>Nombre de paires de pôles :</i>	$P = 2.$

Paramètre de la MADA:

<i>Résistance du stator:</i>	$R_s = 1.2\Omega.$
<i>Résistance du rotor:</i>	$R_r = 1.8 \Omega.$
<i>Inductance stator :</i>	$L_s = 0.1554H.$
<i>Inductance du rotor:</i>	$L_r = 0.1568H.$
<i>Inductance Mutuelle :</i>	$M = 0.15H.$
<i>Moment d'inertie:</i>	$J = 0.2 \text{ Kg. m}^2.$
<i>Coefficient de frottement:</i>	$f = 0.001N. \text{ m. s/rd}.$



BIBLIOGRAPHIE

- [BOU20] BOUCHERIF Abir, DJEBLAHI Soumia «Commande d'une Génératrice Asynchrone dans une Chaîne de Conversion d'Energie »université de M'sila, 2020.
- [HIL94] RL.Hills «Power from Wind: a history of windmill technology »Cambridge University Press, 1994.
- [PRI05]T. Price J. Blyth «Britain's first modern Wind power pioneer »Wind Engineering, Vol. 29, No. 03, Pp. 191-20, 2005.
- [TON10]W. Tong «Wind power generation and Wind turbine designSouthampton »Boston: WIT Press, 2010.
- [SHE09] DG. Shepherd «Historical development of the windmill »ASME Press, 2009.
- [WOO11]D. Wood «Small Wind turbines analysis, design, and application »New York: Springer, 2011.
- [GHA10] AR.Jha «Wind turbine technology, Hoboken » CRC Press, 2010.
- [SOD2000]L.Soder T. Ackermann «Wind energy technology and current statuts: a review. Renewable and Sustainable Energy Reviews »Vol. 4, no. 4, pp 315374, 2000.
- [ZAF11] D. Zafirakis J. K. Kaldellis «TheWind energy revolution: A short review of a long history Renewable Energy »Vol. 36, no. 7, pp 18871901, 2011.
- [CAM03] H. Camblong «Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable » Thèse Doctorat en Automatique, Ecole National Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux, 2003.
- [BOU99] C.Bourillon «Wind energy - clean power for generations Renewable Energy» Vol. 16, pp. 948-953, 1999.
- [AVI99]F. Avia I. Cruz T«his development of the Wind energy market in Spain» In European Wind Conference Proceedings, Nice, pp. 477-480, 1999.
- [WWE15] The World Wind Energy Association«Http://www.Wwindea.Org1»9- 09-2015.
- [ETX98] M. Etxaide B, Kortabarria Dosierra «Energieeliko »In Elhuyar, Vol. 133-134, 1998.
- [MAH12] M. A. MAHBOUB «Modélisation et commande d'un system éolien à base d'une génératrice double alimentée sans balais», Mémoire de magister, université Ferhat Abbas-Sétif, 2012.
- [OTM09] A. OTMANI, C. ZERFAOUI «Commande par modulation vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation pour un éolien. » Mémoire de fin d'études. Ecole Militaire Polytechnique Alger, 2009.
- [CHE10] CHERFIANAÏM «Conversion d'énergie produite par des générateurs éolienne» Magister en électrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2010.
- [BEN08]Y.A.Bencherif «Modélisation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pour la Production de l'Energie Eolienne», Mémoire d'Ingénieur d'Etat En Electrotechnique, de l'Ecole Nationale Polytechnique,10 AV,Algérie, Juin, 2008.

[LEE] P.Leeconte,M.Rapin,E.Szechenyi«éolienne», Techniquedel'ingénieur,BM4640.

[GWEC] GWEC | GLOBAL WIND REPORT 2022

[HAM13] N. Hamdi, « Amélioration des performances des aérogénérateurs ». Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Alger, Le 03/ 07/ 2013

[BOY06] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.

[BEN10] BENALIA.L, thèse de doctorat « Commande en Tension des Moteurs à Induction Double Alimentes », de l'Université de Batna, 2010.

[BEK] BEKAKRA.Y, mémoire de fin d'étude « Etude et Commande du Moteur Asynchrone

[POI03] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.

[VUL02] B. Vulturescu. « Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement. Thèse de doctorat en génie électrique. Université des sciences et Technologies de Lille, 2002

[ABD97] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, “Modélisation des machines électriques,” presses, Université deBatna 1997.

[ROU16] R .Rouabhi «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée » thèse de doctorat , université de batna , 2016

[CAM03] H.Camblong « Minimisation de l'Impact des Perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à vitesse variable » Thèse de Doctorat d'Etat en Automatique. Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2003.

[DES] [Description de la machine asynchrone à double alimentation – Apprendre en ligne \(clicours.com\)](#)

[KHE12] Mr. KHEBBACHE Hicham «Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires Application : Système UAV de type Quadrirotor » Mémoire de Magister Université Ferhat Abbas de Setif, 2012

[BEN19] BENAKCHA Meryem « Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une génératrice asynchrone double étoile 'GASDE' » thèse doctorat LMD université de M'sila, 2019

[UTK77] V. Utkin, « Variable structure systems with sliding modes », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, No. 2, pp. 212–222, 1977

[SLO91] J. J. E. Slotine, W. Li, « Applied nonlinear control, Englewood Cliffs », New Jersey,Prentice-Hall, 1991.

- [AMI08] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, F. Hamoudi, « Modeling and analysis of dualstator windings self-excited induction generator », J.E.E., pp. 1-6, 8(3), 2008
- [ZEG14] S. ZEGHLACHE, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical ». Thèse de Doctorat, université de m'sila 2014.
- [BOU15] A. Bouguerra, « Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical ». Thèse doctorat, Université de M'sila 2015.
- [SLO91] J.J.E. Slotine, and W. Li « Applied nonlinear control ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [BOU15] S. Bourdim, « Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens ». Thèse de doctorat, université de Batna, le 14/06/2015
- [BOU14] F. Boumaraf, « Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.
- [BOU09] A. Boulkroune, « Commande Floue Adaptative Avec Et Sans Observateur Des Systemes Non Lineaires Incertains ». Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2009.
- [LAB05] S. Labiod, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 29 Janvier 2005.
- [TAL14] N.Talbi, « Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Nonlinéaires ». Thèse de doctorat, Univ de Constantine 2014.
- [MOK10] S. Mokeddem, « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques ». Thèse Doctorat, Université ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.
- [LAB05] S. Labiod, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 29 Janvier 2005.
- [CHE14] S. Chekkal*, N. Aouzellag Lahaçani, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, « Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 54, pp. 166-175, 2014.
- [HAM11] I.Hamzaoui1, F.Bouchafaa1, A.Talha1, A. Boukhelifa1, « Fuzzy Logic Control for a Speed of a flywheel energy storage system associated the wind Generator ». 8-10/11/11 İstanbul-Turkey. IEEE, pp.537-543.
- [HAM12] A. Hamizi, « Commande adaptative floue type-2 d'un bras manipulateur » Mémoire de Magistère, université de Batna, Algérie, 2012.
- [BER17] BERRABAH Ahmed Bahaeddine et HAMZA Oussama « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent » mémoire université Mohamed Boudiaf -M'sila, 2017
- [KHE11] A. Khemis, « Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone » Mémoire de Magister, université de Biskra, Algérie, 2011.

- [EYO18] I. J. Eyoh, « Interval Type-2 atanassov-intuitionistic fuzzy logic for uncertainty modelling », Thèse de Doctorat, université de Nottingham, 2018.
- [HAZ13] O. Hazil, « Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DC-DC en utilisant le formalisme LMI », Mémoire de Magister en électronique, Université Constantine I, 2013.
- [OUA09] A. El Ougli, « Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs », Thèse de Doctorat en automatique, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah de Fès, Maroc, 2009.
- [ZOU 21] W .Zougar « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'un système éolien basé sur les génératrices asynchrones ». L'Université de Batna 2 ,2021.
- [LAL 19] H.lallouani «Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile ». L'Université de Batna 2 ,2019.
- [ROU 14] R. Rouabhi, A. Djerioui, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator ». Journal of Electrical Engineering, Vol: 14 /2014-Edition:3, pp. 1-7.
- [ROUA 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator ». The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
- [ROU 22] A. Herizi , R. Rouabhi, «Hybrid Control Using Sliding Mode Control with Interval Type-2 Fuzzy Controller of a Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion».Intelligent Engineering & systems, Vol:15, Ne:1, (2022) , pp:549-562.

Résumé :

Le travail réalisé dans ce 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 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 MADA et leur convertisseur. Dans la troisième partie, nous avons consacré à l'aspect théorique des commandes proposés pour contrôler l'échange de puissance électrique produit à savoir : la commande par mode glissant; la commande hybride glissant flue type ; la commande hybride glissant flue type 2. Après on appliqué ces techniques de commandes pour contrôler les puissances active et réactive produites.

Mots clés:

Energie éolienne - Modélisation - onduleur - MADA - Commande - mode glissant- glissant flou type1- glissant flou type2.

ملخص:

يتعلق العمل المنفذ في هذه الأطروحة بدراسة ' نمذجة والتحكم في نظام إنتاج طاقة الرياح على أساس آلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة مدفوعة بسرعة ثابتة ، ويتم التحكم فيها من خلال متغيرات الدوار بواسطة محول يسمى المموج .في الجزء الأول قدمنا معلومات عامة عن طاقة الرياح وأنظمة التحويل المستخدمة ، ثم قمنا بنمذجة آلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة ومحولها .في الجزء الثالث ، كرسنا الجانب النظري للضوابط المقترحة للتحكم في تبادل الطاقة الكهربائية المنتجة ، وهي: التحكم عن طريق الانزلاق ؛ والتحكم الهجين المنزلق الضبابي من النوع 1 ، والتحكم الهجين المنزلق الضبابي من النوع 2. بعد ذلك ، يتم تطبيق تقنيات التحكم هذه للتحكم في القوى النشطة والتفاعلية المنتجة.

كلمات مفتاحية:

طاقة هوائية- نمذجة - مموج -مكنة لا تزامنية ثنائية التغذيةية - تحكم- النمط الانزلاقي- الهجين المنزلق الضبابي من النوع 1 - الهجين المنزلق الضبابي من النوع 2.