

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE
N°:.....



FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

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

Par: GHOUL NACER

Intitulé

**Commande par mode glissant-flou d'une génératrice
asynchrone à double alimentation**

Soutenu devant le jury composé de:

ZEMMIT Abderrahim	Université de M'sila	Président
HERIZI Abdelghafour	Université de M'sila	Encadreur
ROUABHI Riyadh	Université M'sila	Co-Encadreur
BOUDJELLAL Bilal	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020/2021

Remerciements

Tout d'abord nous remercions « Dieu » tout puissant de nous avoir donné la force, la volonté, et le privilège d'étudier et de suivre le chemin de la science ;

En suite nous remercions

Chaleureusement nos très chers parents qui nous ont tout donné pour qu'on puisse arriver à ce niveau.

Nous voudrions exprimer aussi, combien grande est notre reconnaissance envers notre encadreur : Dr Abdelghafour HERIZI qui n'a pas épargné aucun effort pour nous diriger et nous orienter, nous considérons à lui ses efforts infatigables, son travail d'apostolat, son aide illimitée, son suivie, ses conseils et son esprit d'un maitre qui donne et pardonne.

Merci aux membres du jury, d'avoir accepté de porter un jugement sur ce travail. Nous remerciments vont également à nos collègues et nos amis qui partagent avec nous les bons moments de l'étude.

Un grand merci, pour tous ceux qui ont été, en quelque part, de près ou de loin, participé à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

✚ *A mon cher père et ma chère mère.*

✚ *A ma femme, mes filles : amani, alae et rahma*

✚ *A mes frères et sœurs.*

✚ *A toute ma famille.*

A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science et à tous ceux qui utilisent la science pour le bien et la prospérité de l'humanité.

Sommaire

SOMMAIRE	I
LISTE DES FIGURES	II
LISTE DES SYMBOLES	III
INTRODUCTION GÉNÉRALE	VI
CHAPITRE I : MODELISATION DU SYSTEME EOLIEN A VITESSE VARIABLE	
BASE SUR UNE GADA	
1. Introduction	4
2. Historique de l'énergie éolienne	4
2.1. Croissance d'exploitation de l'énergie éolienne	5
2.2. L'énergie éolienne en Algérie	6
2.3. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	6
3. Les aérogénérateurs éoliennes	8
3.1. Aérogénérateur	8
3.2. Différents types d'éoliennes	8
3.2.1. Eoliennes à axe vertical (VAWT)	8
3.2.2. Eoliennes à axe horizontal (HAWT)	10
3.3. Connexions d'éolienne	10
3.3.1. Eolienne connectée au réseau	11
3.3.2. Eolienne alimentant une charge isolée	11
4. Classement des éoliennes	11
4.1. Les éoliennes à vitesse fixe	11
4.2. Les éoliennes à vitesse variable	11
5. Modélisation du système éolien	12
5.1. Modélisation de la turbine	13
5.1.1. Source primaire (le vent)	13
5.1.2. Conversion aérodynamique	14
5.1.3. Equation dynamique de la turbine	15
5.2. Techniques de commandes de la turbine éolienne	16
1. Techniques d'extraction du maximum de la puissance (MPPT)	17
2. Commande dans la zone III (limitation de la puissance)	18
6. Modélisation de la GADA	19
6.1. Hypothèses simplificatrices	19

6.2. Modèle mathématique de la MADA	20
6.2.1. Equations électriques	21
6.2.2. Equations magnétiques	21
6.2.3. Equation mécanique	22
6.3. Transformation de PARK	22
6.3.1. Equations électriques	23
6.3.2. Equations magnétiques	24
6.3.3. Equation électromagnétique	24
6.4. Définition des différents référentiels	24
6.5. Mise en équations d'états	25
6.6. Résultats de simulation	26
6.6.1. Fonctionnement moteur	26
6.6.2. Fonctionnement générateur	27
7. Modélisation du système d'alimentation	28
7.1. Modélisation du convertisseur côté machine	28
7.2- Modélisation de la commande par modulation de largeur d'impulsion	30
7.3- Modélisation du convertisseur côté réseau	31
7.4- Contrôle du convertisseur côté réseau	32
7.5. Simulation de la MADA avec convertisseur à MLI	34
8. Conclusion	35

CHAPITRE II : COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE GADA

1. Introduction	36
2. Généralités sur les systèmes de réglage à structure variable	36
2.1. Principe	36
2.2. Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)	36
3. Théorie de la commande par mode de glissement	37
3.1. Objectif de la commande par mode glissant	38
3.2. Condition d'existence du mode glissant	38
4. Conception de la commande par mode de glissement	39
4.1. Choix des Surfaces de Glissement	39
4.2. Conditions de convergence	40
4.2.1. Fonction directe de commutation	40
4.2.2. Fonction de Lyapunov	40
4.3. Détermination de la loi de commande	41
4.3.1. Définition des grandeurs de commande	41

4.3.2. Expression analytique de la commande	42
4.3.3. Elimination du phénomène de chattering	43
5. Différentes structures du contrôle par mode de glissement	44
5.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	44
5.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	45
5.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente	45
6. Application de la commande par mode de glissement à la MADA	45
6.1. Principe de la Commande Vectorielle	46
6.2. Modèle de la MADA à flux statorique orienté	46
6.2.1. Relations entre les courants statoriques et rotoriques	47
6.2.2. Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques	47
6.2.3. Relations entre les tensions et courants rotoriques	48
6.3. Réglage des puissances active et réactive de la GADA	48
6.4. Choix des surfaces de glissements	49
6.5. Conditions de convergences	49
6.6. Loi de commande par mode glissant	49
7. Résultats de simulation	51
8. Conclusion	52

CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE FLOU D'UNE GADA

1. Introduction	54
2. Commande par la logique floue	54
2.1. Historique de la logique floue	54
2.2. Domaine d'application	55
2.3. Principe de la logique floue	55
2.4. Notions fondamentales de la logique floue	55
2.4.1. Ensembles flous	55
2.4.2. Caractéristique d'un ensemble flou	56
2.4.3. Fonctions d'appartenance	57
2.4.4. Variables linguistiques	58
2.4.5. Opérations flous	58
2.5. Structure d'un contrôleur flou	59
2.5.1 Interface de fuzzification	59
2.5.2 Base de règles	59
2.5.3 Inférence des règles floues	60
2.5.4 Defuzzification	61

2.7. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue	62
3. Commande par mode glissant flou	62
3.1. Développement d'un régulateur flou	63
3.2. Structure d'une commande floue à la GADA	65
4. Résultats de simulation	65
5. Conclusion	66

BIBLIOGRAPHIE

Liste des figures

CHAPITRE I : Modélisation du système éolien à vitesse variable base sur une GADA

Figure I-1 : Evolution des nouvelles capacités éoliennes installées dans le monde.....	05
Figure I.2 : Correspondance taille et puissance des éoliennes.....	08
Figure I-3 : Structure de SAVONIUS.....	09
Figure I-4 : Structure de DARRIEUS.....	09
Figure I.5 : Aérogénérateur à axe horizontal.....	10
Figure I-6 : Eolienne à vitesse fixe.	11
Figure I-7 : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA	12
Figure I.8 : Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne et sa commande.....	13
Figure I.9 : Schéma de la turbine éolienne.....	13
Figure I.10 : Profil du vent appliqué à la turbine.....	14
Figure I.11 : Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine et de l'angle d'orientation des pales.....	15
Figure I.12 : Modèle de la turbine.....	16
Figure I.13 : caractéristique idéale d'une éolienne à vitesse variable.....	16
Figure I.14 : Commande indirecte de vitesse (Zone I).....	18
Figure I.15 :Orientation des pales	18
Figure I.16 : Schémas bloc du système d'orientation des pales.....	19
Figure I.17 : Schémas bloc de la commande de l'angle de calage des pales.....	19
Figure I.18 :Représentation schématique de la MADA dans le système triphasé	20
Figure I.19 : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	22
Figure I.20 : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels	24
Figure I.21:Résultats de simulation de la MADA fonctionne enmoteur.....	27
Figure I.22 :Résultats de simulation de la MADA fonctionne engénératrice	28
Figure I.23 : Schéma simplifié d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	29
Figure I.24 : Principe de la commande MLI sinus-triangle.....	30
Figure I.25 :Structure du redresseur à MLI.....	31
Figure I.26 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.....	32
Figure I.27 : Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI.....	33
Figure I.28 : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.....	34

Figure I.29 : Résultats de simulation de la chaine d'alimentation.....	35
--	----

CHAPITRE II : Commande par mode glissant d'une GADA

Figure II.1 : Configuration par changement de retour d'état.....	37
Figure II.2 : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.....	37
Figure II.3 : Convergence du système glissant.....	38
Figure II.4 : Démonstration du mode de glissement.....	38
Figure II.5 : Linéarisation exacte de l'écart.....	40
Figure II.6 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	41
Figure II.7 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	41
Figure II.8 : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}	42
Figure II.9 : Représentation de la fonction « SIGN ».....	43
Figure II.10 : Fonction « SAT » et Fonction « SMOOTH ».....	44
Figure II.11 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	44
Figure II.12 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	45
Figure II.13 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	45
Figure II.14 : Principe de la commande vectorielle.....	46
Figure II.15 : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.....	51
Figure II.16 : Résultat de simulation de la commande par mode glissant.....	52

CHAPITRE III : Commande par mode flou d'une GADA

Figure III.1 : classification des ensembles flous.....	56
Figure III.2 : différentes formes des fonctions d'appartenance	57
Figure III.3 : Fonctions d'appartenances singleton.....	57
Figure III.4 Fonctions d'appartenances de T(erreur) = (NG, NP, EZ, PP, PG)	58
Figure III.5 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.....	59
Figure III.6 : Schéma de la commande hybride glissant-flou.....	62
Figure III.7 : Schéma synoptique d'un régulateur flou.....	63
Figure III.8 : Fonctions d'appartenance de l'erreur.....	64
Figure III.9 : Fonctions d'appartenance de la sortie k_i	64
Figure III.10 : Schéma bloc de la structure de la commande glissant-flou d'une GADA.....	65
Figure III.11 : Résultat de simulation de la commande hybride glissant-flou d'une GADA.....	66

Liste des tableaux

Table (III.1) : La base des règles de CMGF.....	64
--	----

Liste des symboles

<i>MADA</i> :	Machine Asynchrone à Double Alimentation
<i>GADA</i> :	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
<i>DFIG</i> :	Double Fed Induction Generator
<i>MAS</i> :	Machine Asynchrone
<i>MPPT</i> :	Techniques d'extraction du maximum de la puissance
<i>MLI</i> :	modulation de largeur d'impulsion
f_r :	Fréquence des grandeurs rotoriques
f_s :	Fréquence des grandeurs statoriques
f_c :	Fréquence de la porteuse
<i>a,b,c</i> :	Indices correspondants aux trois phases a, b, c
<i>max, m</i> :	Valeur maximale (minimale)
<i>s,r</i> :	Indices du stator, du rotor
<i>d,q</i> :	Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
<i>R_s,R_r</i> :	Résistances statorique et rotorique
<i>L_s,L_r</i> :	Inductances propre statorique et rotorique
σ :	Coefficient de dispersion
<i>T_r,T_s</i> :	Constantes de temps rotorique et statorique
<i>M_{sr}</i> :	Inductance mutuelle stator- rotor
<i>M_{rs}</i> :	Inductance mutuelle rotor - stator
<i>M_s</i> :	Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
<i>M_r</i> :	Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
$\Phi_{s,s}$:	Respectivement flux statorique et rotorique
Φ_{sd},Φ_{sq} :	Les flux statoriques direct et en quadrature
Φ_{rd},Φ_{rq} :	Les flux rotoriques direct et en quadrature
<i>I_s,I_r</i> :	Les courants de phase statorique et rotorique
<i>I_{sd},I_{sq}</i> :	Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
<i>I_{rd},I_{rq}</i> :	Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
<i>V_r,V_s</i> :	Tensions simples respectivement statorique et rotorique
<i>V_{sd},V_{sq}</i> :	Les tensions statoriques directe et en quadrature
<i>V_{rd},V_{rq}</i> :	Les tensions rotoriques directe et en quadrature
θ_s :	Angles électriques statorique et rotorique

W_s, W_r	: Pulsations statorique et rotorique
W_m	: Pulsation mécanique
P	: Nombre de paires de poles
g	: Glissement
P_e	: Puissance d'entrée
P_{mec}	: Puissance mécanique
P_s	: Puissance active statorique
P_r	: Puissance active rotorique
Q_s	: Puissance réactive statorique
Q_r	: Puissance réactive rotorique
S_s	: Puissance apparente statorique
S_r	: Puissance apparente rotorique
P	: Operateur de LAPLACE
cem	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant
f_m	: Coefficient de frottement visqueux
J_m	: Inertie de la machine
P_s, Q_s	: Puissances active et réactive statorique
P_s, Q_r	: Puissances active et réactive rotorique
ρ	: Masse volumique du vent
f	: Le coefficient des frottements visqueux totaux de l'éolienne
V	: La vitesse moyenne du vent
J	: L'inertie totale de l'éolienne
G	: Le rapport du multiplicateur de vitesse
λ	: La vitesse spécifique de la turbine
β	: L'angle de calage des pales
λ_{opt}	: La vitesse spécifique optimale de la turbine
Ω_T, Ω_g	: La vitesse de la turbine et la vitesse du générateur
C_T, C_g	: Le couple de la turbine et le couple électromagnétique
C_{Topt}	: Le couple optimal de la turbine
C_{gopt}	: Le couple optimal du générateur
f_T, f_g	: Les coefficients des frottements visqueux de la turbine et celui du générateur
J_T, J_g	: L'inertie de la turbine et celle du générateur
P_T	: La puissance convertie par la turbine
R_T	: Le rayon des pales de la turbine

$C_p(\lambda, \beta)$:	Le coefficient de puissance
U_c :	La tension du bus continu
I_c :	Le courant dans le condensateur du bus continu
c :	Le condensateur du bus continu
PI :	Proportionnel – Intégrale.
s :	Surface de glissement
v_1 :	Gain La surface de glissement de puissance active
v_2 :	Gain La surface de glissement de puissance réactive
∂ :	Dérivée partielle
Y :	Variable de sortie
y_r :	Trajectoire désirée
t :	Variable de temps
e :	Erreur de poursuite
\dot{x} :	La dérivée de la variable x par rapport au temps
x^{ref} ou x_{ref} :	La référence de la variable x
$\ \cdot\ $:	Une norme sur \mathbb{R}^n
\mathbb{R}^n :	Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels
\mathbb{R}^+ :	Ensemble des réels positifs ou nuls
\mathbb{R} :	Ensemble des nombres réels
$FTBO$:	Fonction de Transfer en Boucle Ouverte
$FTBF$:	Fonction de Transfer en Boucle Fermée.
$MPPT$:	Maximum Power Point Tracking
V.C:	Vector Control
S.M.C :	Sliding Mode Control
B.C :	Backstepping Control
F.L.C:	Fuzzy logic Control
FOC :	field oriented control
CMGF :	Commande hybride glissant-flou
SMC :	Commande par mode glissant
VSS :	système à structure variable

Introduction Générale

La consommation d'énergie électrique croissante dans le monde, la limitation et l'épuisement progressif des ressources fossiles (pétrole, gaz, charbon...) caractérisées des émissions du gaz carbonique produit lors de leurs combustions d'une part, et le risque des centrales nucléaires (les radiations d'uranium) avec une production de déchets radioactifs difficiles à traiter dans le cas du nucléaire d'autre part, sont des problèmes bien réels qui ont poussé les chercheurs à exploiter d'autres sources d'énergies durables et plus respectueuses de l'environnement. Ces moyens de substitutions dont on parle, sont bien sûr les « énergies renouvelables » [1].

On parle de ressource renouvelable lorsque leur production est possible sur un temps court, et ne consomme pas elle-même une ressource non renouvelable ou lorsque la ressource n'est pas détruite par l'usage. Les énergies renouvelables, on compte principalement les énergies solaire thermique, photovoltaïque et éolienne, sont l'un des éléments clés du développement soutenable d'aujourd'hui. Elles offrent la possibilité de produire de l'électricité propre. L'énergie éolienne ayant connues la plus forte expansion lors de la dernière décennie grâce aux avantages qu'elle apporte. Cette source est apparue non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme une énergie complémentaire aux énergies traditionnelles [5-7].

La plus part des éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le coût des convertisseurs est réduit par rapport à celui d'une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production de fortes puissances. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension de la génératrice au point de connexion [1].

La commande de la MADA est une opération délicate à cause ce moteur caractérise par une dynamique multivariable, non linéaire, à paramètres variants dans le temps et avec un fort couplage entre le comportement magnétique et la partie mécanique. Diverses approches de commandes ont été exploitées, on peut distinguer de manière non exhaustive la commande vectorielle, la technique de linéarisation entrée-sortie, la commande par mode glissant, ...etc.[8, 9].

La commande par mode de glissement fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes. Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, surface de glissement, pour ensuite y rester.

Toutefois, la commande par mode de glissement induit en pratique des commutations haute fréquence connue sous le nom de chattering. Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié. Parmi les solutions proposées dans la littérature pour y remédier à cet inconvénient, on trouve la méthode de la couche limite qui consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement (fonction saturation ou fonction sigmoïde). Une autre méthode consiste à utiliser les modes glissants d'ordre supérieur, dont le principe est de rejeter les discontinuités au niveau des dérivées supérieures de l'entrée du système. Afin de réduire le chattering, d'autres méthodes peuvent être appliquées, comme la commande par mode glissant neuronal et la commande par mode glissant-flou.

La théorie de la logique floue constitue une interface des mondes linguistique et numérique. Elle est capable de décrire des systèmes complexes en introduisant des informations vagues et en imitant le mécanisme de raisonnement approximatif utilisé chez l'homme. Un contrôleur flou peut être vu comme un système expert particulier ayant pour objectif de remplacer un opérateur qualifié dans son observation et son jugement, il permet alors le traitement des idées humaines souvent incertaines. Le contrôleur flou suscite beaucoup d'intérêt dans la commande des processus complexes et non linéaires.

A la lumière de ce constat, l'objectif principal de ce mémoire est de continuer le développement d'activités de recherche fondamentales et appliquées reliés à l'énergie éolienne et de développer des méthodes de commande optimale pour améliorer le rendement et la production de l'énergie électrique, étudier les techniques de commande robuste de la génératrice, susceptibles d'optimiser la production d'une éolienne, en particulier celle utilisant une génératrice asynchrone double alimentation. Par optimisation, nous entendons non seulement améliorer la qualité de l'énergie produite et le rendement énergétique mais aussi diminuer considérablement les effets des différentes perturbations qui influent sur le bon fonctionnement de la GADA.

Cette mémoire comporte trois chapitre, présenté come suite :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter un état de l'art sur l'énergie éolienne, son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde, ses avantages et ses inconvénients ainsi que un rappel théorique sur les différents types d'aérogénérateurs. Ensuite, la modélisation individuelle de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable. Nous commencerons par la modélisation de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle des puissances générées par le stator. Par la suite, on passera à la modélisation de la turbine et ses commandes pour maximiser et limiter la capture de la puissance pendant les faibles et les fortes vitesses du vent. Enfin, on présentera une modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un convertisseur triphasé (redresseur à deux niveaux) et sa commande pour améliorer le facteur de puissance côté réseau et assurer le réglage du bus continu.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant pour obtenir une bonne qualité d'énergie électrique produite par le système. Après un bref rappel de quelques éléments de théorie nécessaires pour la mise en œuvre d'une régulation. La structure retenue est une configuration utilisant le principe de la commande équivalente. La surface de commutation nécessaire pour l'utilisation d'une régulation à mode glissant est choisie égale à l'erreur. Le vecteur de commande équivalente permet de maintenir le système en mode glissant sur la surface de commutation. Les résultats de la simulation numérique obtenus lors de l'application de cette commande sur le système sont affichés et commentés.

Au troisième chapitre, nous présenterons une autre technique de commande, commande hybride glissant-flou (CMGF), qui permettent de garder instantanément un bon rendement et un découplage parfait du contrôle entre les puissances générées par la MADA. Dans ce cas, les régulateurs de la puissance active et réactive sont substitués par un régulateur mode glissant-flou pour obtenir une régulation performante robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC). Enfin, les performances et les améliorations qu'apporte cette dernière par rapport au réglage classique seront montrées à travers des résultats de simulation et des interprétations.

Finalement, le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi que par des suggestions et quelques perspectives pour les travaux de recherches futurs dans ce domaine.

Chapitre I

Modélisation du système éolien à vitesse variable basé sur une GADA

I.1. Introduction :

Le besoin croissant en énergie dans le monde, l'épuisement des ressources énergétiques classiques (fossiles) et les problèmes d'environnement causés par l'émission du gaz carbonique lors de leurs exploitations ont poussé les chercheurs à développer de nouveaux moyens de production d'énergies abondantes et inépuisables dites « énergies renouvelables ». Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne qui occupe une bonne place grâce aux avantages qu'elle apporte [1].

Dans ce chapitre, une étude technique globale sur l'énergie éolienne qui comprend l'historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres, ainsi que ses avantages et ses inconvénients sera présentée. Une description des différents aérogénérateurs également sera présentée, et où un aperçu détaillé de l'aérogénérateur à axe horizontal est donné. Ensuite, nous allons présenter la modélisation individuelle de chaque élément de cette chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable, à savoir :

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

I.2. Historique de l'énergie éolienne :

Tirée du nom donné au dieu du vent dans la Grèce antique : Éole, c'est l'une des premières formes d'énergie employée par l'homme ; Elle fut utilisée pour la propulsion des navires ensuite pour les moulins à céréales. La première utilisation connue de l'énergie éolienne remonte à 2000 ans avant Cryst. Les Babyloniens avaient conçu à cette époque tout un projet d'irrigation de la Mésopotamie en faisant usage de la puissance du vent. Ce n'est qu'au moyen âge que les moulins à vent furent introduits en Europe pour moudre le blé et assécher les terres inondées au Pays-Bas.

L'idée d'associer une turbine éolienne à une génératrice est mise au point par Poul La Cour En 1890. Cette application a évolué en termes de puissance et de rendement durant tout le 20^{ème} siècle et jusqu'au début du 21^{ème}. Elle fut utilisée à travers le monde notamment dans les zones isolées telles que les îles du pacifique. Les Pays-Bas se sont avérés les leaders incontestés dans les domaines de la construction des éoliennes (50% des éoliennes dans le monde sont de fabrication Hollandaise). La crise pétrolière de 1973 a alerté les états producteurs d'énergie fossile sur la nécessité du développement de l'énergie éolienne. En 2006 l'Algérie a décidé de se doter de la technologie éolienne en implantant la première ferme éolienne à Tindouf, pour une puissance de 50MW et, d'ici 2015, 5%

des besoins algériens en électricité seront assurés par les énergies renouvelables dont l'énergie éolienne [2].

I.2.1. Croissance d'exploitation de l'énergie éolienne :

L'exploitation de l'énergie éolienne pour produire de l'électricité a eu des hauts et des bas. Les causes de ces fluctuations sont diverses : guerres, crises d'autres types d'énergie, volonté de préserver l'environnement, évolution de la technologie, changement de politique énergétique etc. A la suite de la fabrication du premier aérogénérateur, les ingénieurs danois améliorèrent cette technologie pour faire face à la pénurie d'énergie électrique. Malgré certains succès technologiques obtenus à cette époque, l'intérêt pour l'exploitation de l'énergie éolienne à grande échelle déclina à la fin de la 2^{ème} guerre mondiale [12].

C'est avec la crise pétrolière des années 70 que cet intérêt ressurgit. Les gouvernements occidentaux commencèrent à investir de l'argent pour notamment améliorer la technologie des aérogénérateurs, ce qui donna naissance aux aérogénérateurs modernes. Le premier marché véritablement significatif fut celui de la Californie, entre 1980 et 1986, où l'industrie de l'énergie éolienne put se développer. Ensuite, les aides financières diminuèrent aux USA mais augmentèrent en Europe, ce qui permit un développement important de cette industrie dans des pays tels que l'Allemagne et le Danemark. Le marché mondial passa de 200 MW/an en 1990 à 5500 MW/an en 2001. Nous avons ainsi pu observer une évolution significative de la production électrique d'origine éolienne entre 1999 et 2003. Au cours de cette période, la production a doublé s'élevant à 40000 MW. Il est espéré qu'en 2020 la production électrique provenant de l'éolien atteigne 12% de la production mondiale d'électricité [13].

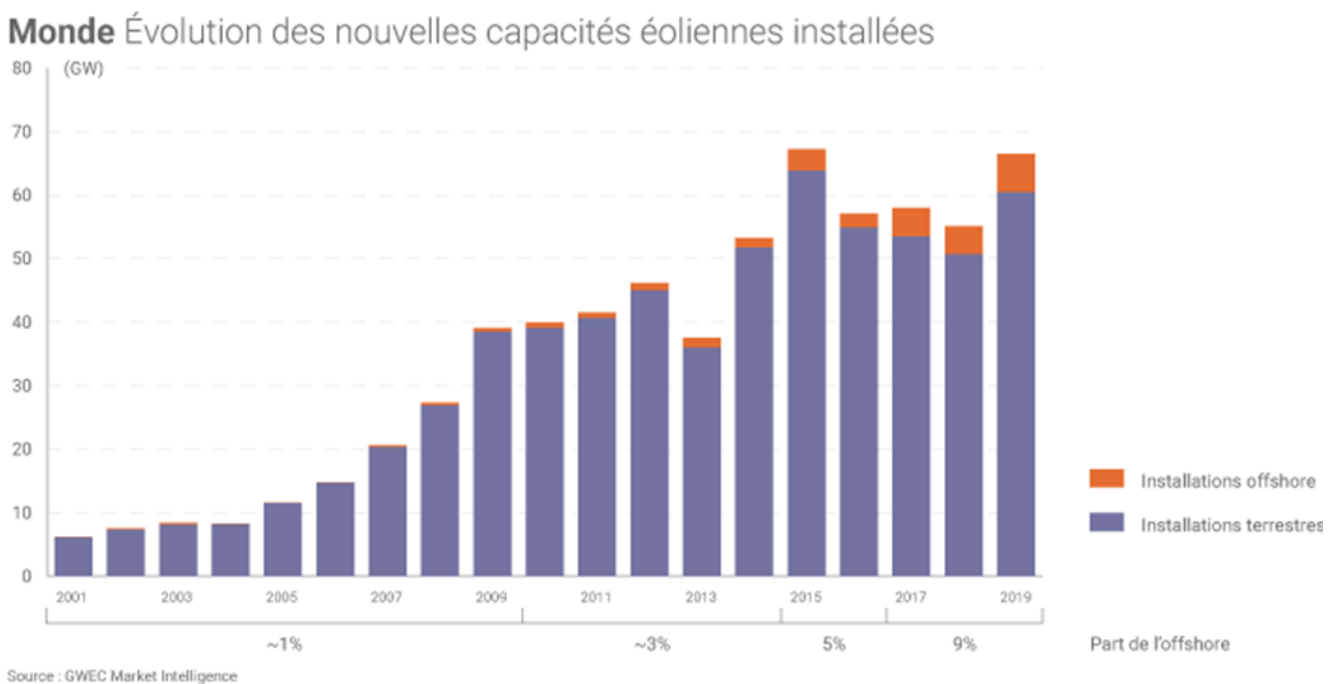


Figure (I.1) : Evolution des nouvelles capacités éoliennes installées dans le monde [11].

I.2.2. L'énergie éolienne en Algérie :

Le premier essai éolien en Algérie a été installé en date de 1957 en utilisant un aérogénérateur à Alger. Ce dernier était installé en Angleterre puis racheté et installé à Alger. D'autres installations ont été installées ailleurs en Algérie mais sans succès, les technologies éoliennes n'étant pas toujours très concluante. Ce pendant, ces technologies ont vu un essor considérable suite aux investissements qui lui ont été consacrés au lendemain du choc pétrolier de 1973. En effet, l'énergie éolienne est aujourd'hui plus fiable, plus importante et plus grande.

L'énergie éolienne en Algérie est encore insuffisante même si de nouveaux projets voient les jours notamment à Adrar (Ex: ferme éolienne à Adrar). Sept centrales seront ainsi installées d'ici 2030 selon le ministre des énergies. Outre la production d'électricité, l'autre fonction de l'énergie éolienne est le pompage d'eau, dont une installée à Adrar en 1953. Ainsi, 77 éoliennes de pompage ont été installées dans les Hauts plateaux de l'Algérie. Ces éoliennes de pompage peuvent être mécaniques ou électriques, même si l'électrique reste plus fiable. Pour se faire, la puissance du vent doit être plus importante et surtout plus constante. Selon l'Européen Wind Énergie le coût de l'électricité est plus cher si la disponibilité du vent est plus fiable. En ce qui concerne l'Algérie, les énergies renouvelables n'ont pas encore connu à l'heure actuelle le développement qui permettrait leur exploitation, malgré le gisement en énergies renouvelables dont dispose l'Algérie. Ceci constitue un atout majeur qui pourra être valorisé pour faire de l'Algérie un fournisseur en énergie électrique.

Heureusement, En 2011 une décision présidentielle sur l'orientation de l'Algérie vers les énergies renouvelables a été prise. De ce fait, un programme très ambitieux de développement de ces énergies renouvelable a été adopté récemment par le gouvernement en visant une contribution de ces énergies à hauteur de 40% de la production nationale d'électricité à l'horizon 2030. Dans ce contexte, 65 projets pour la période 2011/2020, dont 10 projets pour la seule phase pilote 2011-2013 ont été identifiés. Ces projets seront menés dans le but de produire 22000 MW à l'horizon 2030, dont 10 000 MW pourraient être dédiés à l'exportation. En matière d'emploi, la réalisation du programme des énergies renouvelables prévoit la création de plus de 200 000 emplois directs et indirects.

L'Algérie vise ainsi l'investissement dans le domaine de la production électrique à partir de la filière éolienne pour atteindre 3% du bilan national à l'horizon 2027. Un premier pas a été fait par le groupe sonelgaz, qui a confié la réalisation de la première ferme éolienne à Adrar d'une puissance de 10 MW, au groupe français Vergnet. L'énergie produite par cette ferme, qui sera opérationnelle en 2014, sera injectée dans le réseau d'électricité de la Wilaya d'Adrar.

I.2.3. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne :

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

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer [1] :

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable propre, écologique, fiable, économique, et inépuisable. C'est une énergie respectueuse de l'environnement ce qui offre aux générations futures la possibilité d'en bénéficier.
- L'utilisation de l'énergie éolienne non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint aux énergies traditionnelles.
- L'énergie éolienne n'est pas une énergie à risque comme l'énergie nucléaire et ne produit pas de déchets radioactifs.
- L'énergie éolienne évite l'émission de 6,3 millions de tonnes de CO₂ et 21 millions de tonnes de SO₂ et 17,5 mille tonnes de NO₂, qui sont les principaux responsables des pluies acides.
- L'installation des turbines éoliennes est relativement simple par rapport à celle des centrales aux énergies traditionnelles.
- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes peuvent facilement être arrêtées.
- La durée de vie des éoliennes modernes peut aller jusqu'à 25 ans, ce qui est comparable aux autres centrales de production conventionnelles.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- C'est une source d'énergie universelle puisqu'elle ne concerne pas seulement quelques pays comme dans le cas d'énergie pétrolière.
- C'est une énergie moins coûteuse par rapport aux autres énergies renouvelables.
- Cette énergie est intéressante pour les pays en voie de développement puisqu'elle se développe et s'intègre facilement dans un système électrique existant.

Malgré tous les avantages, l'énergie éolienne présente des inconvénients tels que[1] :

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

I.3. Les aérogénérateurs éoliennes :

I.3.1. Aérogénérateur :

Un aérogénérateur, appelé généralement éolienne, est un dispositif qui capte l'énergie cinétique du vent pour la transformer en une énergie mécanique disponible (mouvement rotatif). Cette énergie est amplifiée par un système d'engrenage (multiplicateur), puis transmise à un arbre de rotation lié à une génératrice qui la convertit à son tour en une énergie électrique [1].

Les éoliennes sont classées selon leur puissance nominale en trois catégories [2] :

- Eoliennes de petites puissances : $P < 40 \text{ kW}$.
- Eoliennes de moyennes puissances : $40 \text{ kW} < P < 1 \text{ MW}$.
- Eoliennes de fortes puissances : $P > 1 \text{ MW}$.

La figure (I.2) illustre la correspondance taille et puissance des éoliennes.

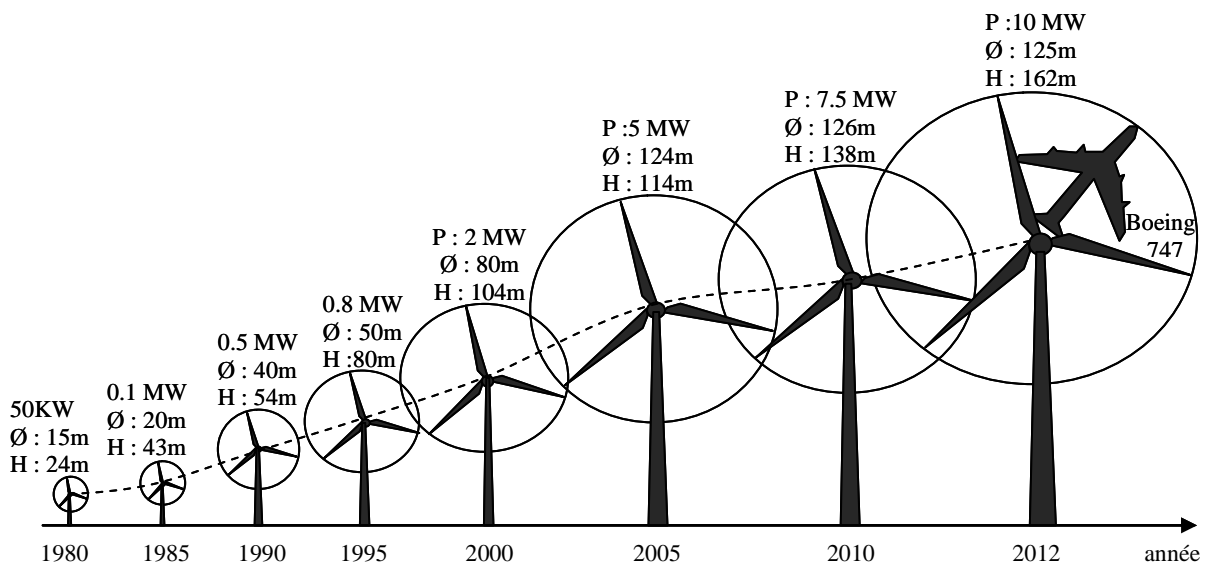


Figure (I.2) : Correspondance taille et puissance des éoliennes [2].

I.3.2. Différents types d'éoliennes :

Les turbines éoliennes sont classées selon leurs axes de rotation en deux catégories :

I.3.2.1 Eoliennes à axe vertical (VAWT) :

Ce type d'éoliennes est le premier à être utilisé dans la conversion d'énergie éolienne. Leur rotor est monté verticalement par rapport à la terre. Leur fonctionnement est basé sur la poussée axiale du vent et son incidence sur l'arbre du système. Cette catégorie d'éolienne a vu plusieurs prototypes, mais deux seulement ont atteint l'étape d'industrialisation [16].

- Rotor de Savonius : Il est constitué de deux sections semi circulaires cylindriques formant approximativement un S. Le couple moteur est obtenu par une pression exercée par le vent sur les surfaces des deux sections de la structure. Le meilleur rendement de dispositif est obtenu pour un rapport $e/d = 1/6$, et un coefficient C_p maximal qui peut atteindre 0.3. Le rotor de Savonius nécessite un grand couple de démarrage [2].

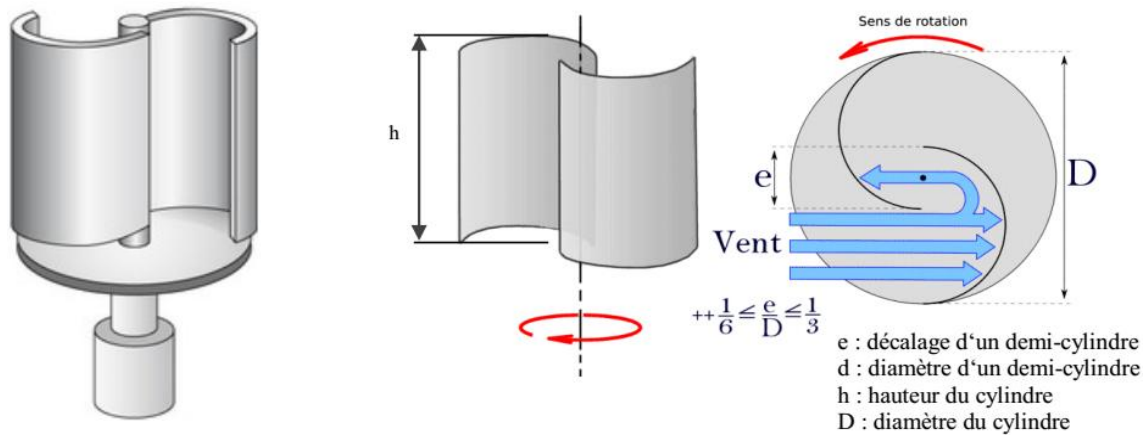


Figure (I.3) : Structure de Savonius [18].

- Rotor de Darrieus : Il est constitué de plusieurs pales biconvexes, en générale deux ou trois montées symétriquement et liées rigidement entre elles, tournant autour d'un axe vertical. Les formes utilisées pour les surfaces décrites par les pales sont cylindriques, tronconiques ou paraboliques. La rotation du système est basée sur le principe de variation cyclique du vent, le rotor est soumis à des forces de direction et intensité variables selon l'orientation de ce profil [17].

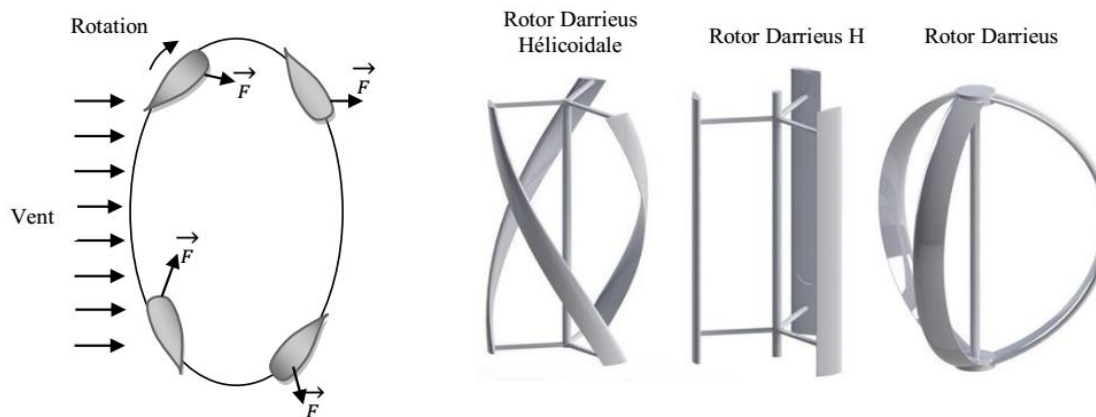


Figure (I.4) : Structure de Darrieus[18].

Les principaux avantages des éoliennes à axes verticales sont [17]:

- simplicité de conception.
- Facilité d'entretien et de maintenance de la génératrice et du multiplicateur qui sont posés directement au sol.
- Absence d'un système d'orientation du rotor car le vent peut faire tourner la structure quel que soit sa direction.
- Faible bruit du système puisque elles tournent à faible vitesse.

Ce type d'éoliennes a été abandonné à cause des inconvénients suivants [1]:

- Faible rendement et variations importantes de la puissance produite.
- Occupation importante du terrain pour les puissances élevées.
- Faible vitesse du vent à proximité du sol.
- nécessité d'un dispositif auxiliaire de démarrage.

I.3.2.2. Éoliennes à axe horizontal (HAWT) :

Ce sont les structures les plus répandues et sont largement utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne grâce aux avantages qu'elles apportent. Suivant leur orientation en fonction du vent, les HAWT sont dites en « amont » ou en « aval » figure (I.5).

Les forces aérodynamiques appliquées sur les pales créent un couple moteur qui entraîne la rotation du rotor de ce dispositif .

Les aérogénérateurs à axe horizontal utilisés pour la production d'énergie électrique sont à trois pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Cependant, il existe d'autres structures à une ou deux pales.

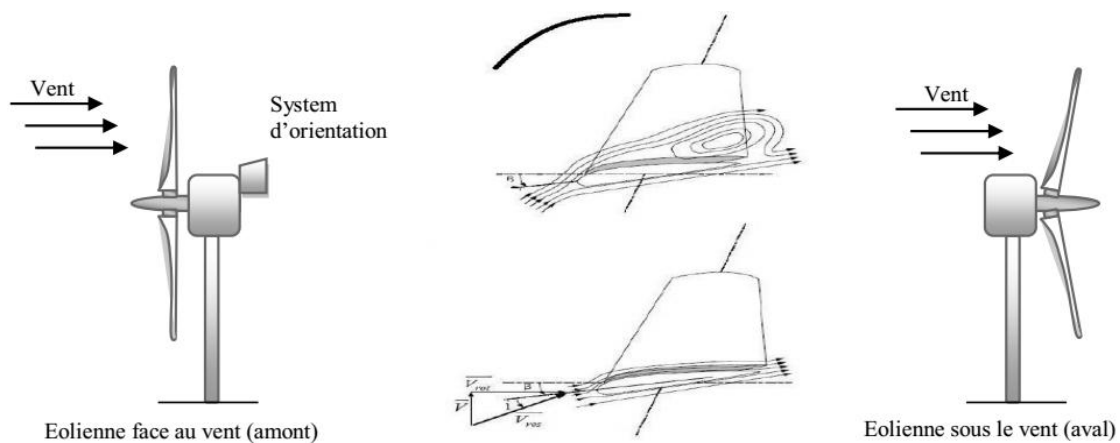


Figure (I.5) : Aéro-générateur à axe horizontal [1].

Les principaux avantages des éoliennes à axe horizontal sont [17, 19]:

- Une faible occupation du sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- Cette structure capte le vent en hauteur mieux qu'au voisinage du sol ce qui permet d'obtenir une plus grande de vitesse de rotation.
- Possibilité du contrôle de la vitesse pour avoir le maximum de la puissance générée.
- Elles ne nécessitent pas de dispositif auxiliaire de démarrage.
- Elles sont efficaces et possèdent un bon rendement.
- Le générateur et le système de commande sont inclus dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage.

Les principaux inconvénients des éoliennes à axe horizontal sont [17,19]:

- Le coût de construction très élevé.
- La difficulté d'intervention pour la maintenance des appareils qui se trouvent au sommet de la tour.
- La nécessité d'un système d'orientation des pales.

I.3.3. Connexions d'éolienne :

L'exploitation de l'énergie électrique produite par une éolienne peut se faire de deux manières, soit pour être connecter au réseau, soit pour alimenter une charge isolée.

I.3.3.1 Eolienne connectée au réseau :

C'est la méthode la plus utilisée grâce aux avantages qu'elle apporte. Elle permet de compenser le manque de puissance de l'éolienne par la puissance générée par les centrales conventionnelles connectées aux mêmes réseaux. Cette méthode est moins complexe puisqu'elle facilite le système de commande de l'éolienne pour avoir une puissance optimale.

Les éoliennes raccordées au réseau électrique sont généralement regroupées dans un parc éolien d'environ 5 à 50 machines. On peut aussi retrouver des éoliennes isolées connectées au réseau.

Le raccordement de l'éolienne au réseau électrique exige la même fréquence et la même tension que celles du réseau quel que soit la vitesse du vent, soit en gardant la vitesse de rotation de la génératrice constante par l'orientation des pales, soit par l'insertion d'un convertisseur statique [17,20].

I.3.3.2. Eolienne alimentant une charge isolée :

L'énergie éolienne est aussi utilisée pour fournir de l'énergie à des sites isolés comme : l'alimentation des îles par l'énergie électrique, le pompage d'eau pour l'irrigation des champs agricoles, l'alimentation en électricité des voiliers, des phares et des balises [17,20].

I.4. Classement des éoliennes :

Il existe essentiellement deux technologies d'éoliennes, celles dont la vitesse est constante et celles dont la vitesse est variable. La partie suivante décrit d'une manière assez générale le fonctionnement de ces deux procédés.

I.4.1. Les éoliennes à vitesse fixe :

Les éoliennes à vitesse fixe sont les premières à avoir été développées. Dans cette technologie, la génératrice asynchrone est directement couplée au réseau. Sa vitesse Ω_{mec} est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paires de pôles de la génératrice figure (I.6).

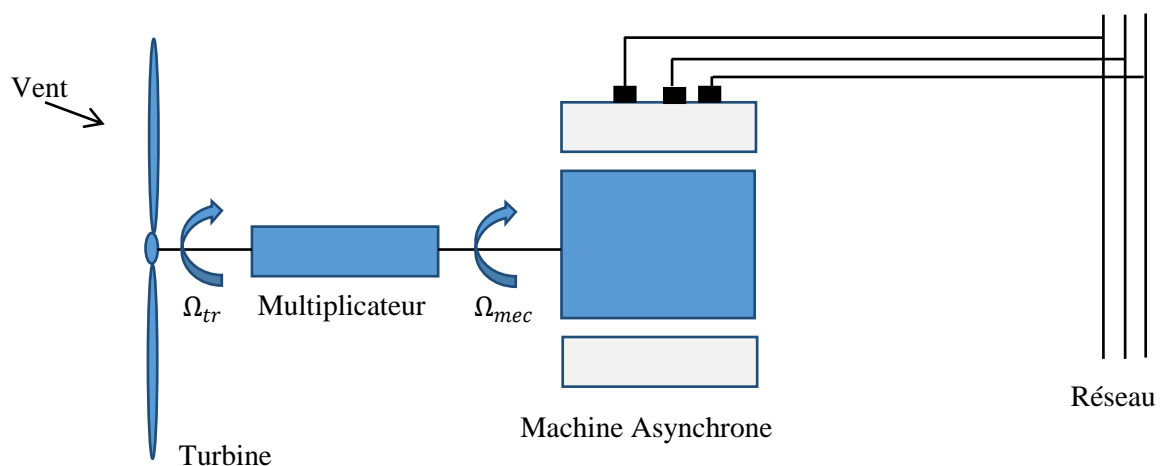


Figure (I.6) : Eolienne à vitesse fixe.

Le couple mécanique entraînant (produit par la turbine) tend à accélérer la vitesse de la génératrice. Cette dernière fonctionne alors en hyper-synchrone et génère de la puissance électrique sur le réseau. Pour une génératrice standard à deux paires de pôles, la vitesse mécanique Ω_{mec} est

légèrement supérieure à la vitesse du synchronisme 1500 tr/min ce qui nécessite l'adjonction d'un multiplicateur pour adapter la génératrice à celle du rotor de l'éolienne.

I.4.2. Les éoliennes à vitesse variable :

A cause des inconvénients du système éolien à vitesse fixe, les industriels ont développé d'autres systèmes plus performants fonctionnant pour une gamme de vitesse plus large, ces systèmes sont basés sur l'exploitation optimale de puissance extraite de l'énergie cinétique de vent en ajustant en permanence la vitesse de la génératrice à celle de vent. Cette technique s'effectue par des commandes sur la chaîne globale de système à savoir : la turbine, le générateur et le convertisseur utilise qui sert à synchroniser la fréquence et l'amplitude générée par le générateur avec celles de réseau [22-21].

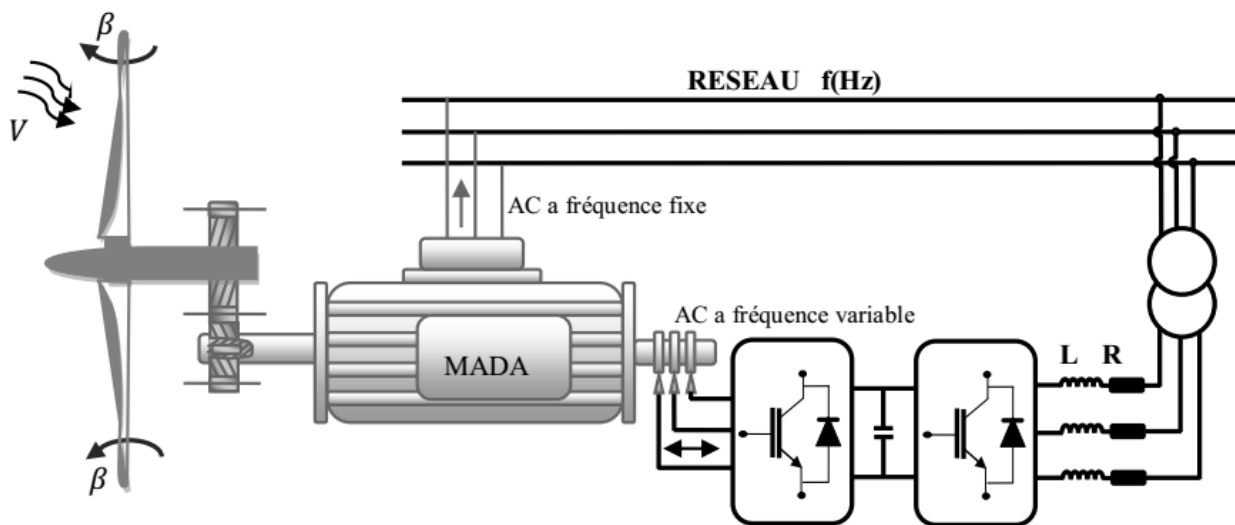


Figure (I.7) : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA

I.5. Modélisation du système éolien :

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

- La turbine éolienne et sa commande pour maximiser et limiter le capteur de la puissance pendant les faibles et fortes vitesses du vent.
- la machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui a un stator directement connecté au réseau, et un rotor alimenté par un onduleur permettant l'application des commandes qui contrôlent les puissances générées par le stator.
- l'alimentation de l'onduleur qui semble une solution efficace pour l'amélioration du facteur de puissance côté réseau et le réglage de bus continu. Pour ce faire, nous allons décrire les modèles mathématiques de chaque élément du système, (Figure I.8).

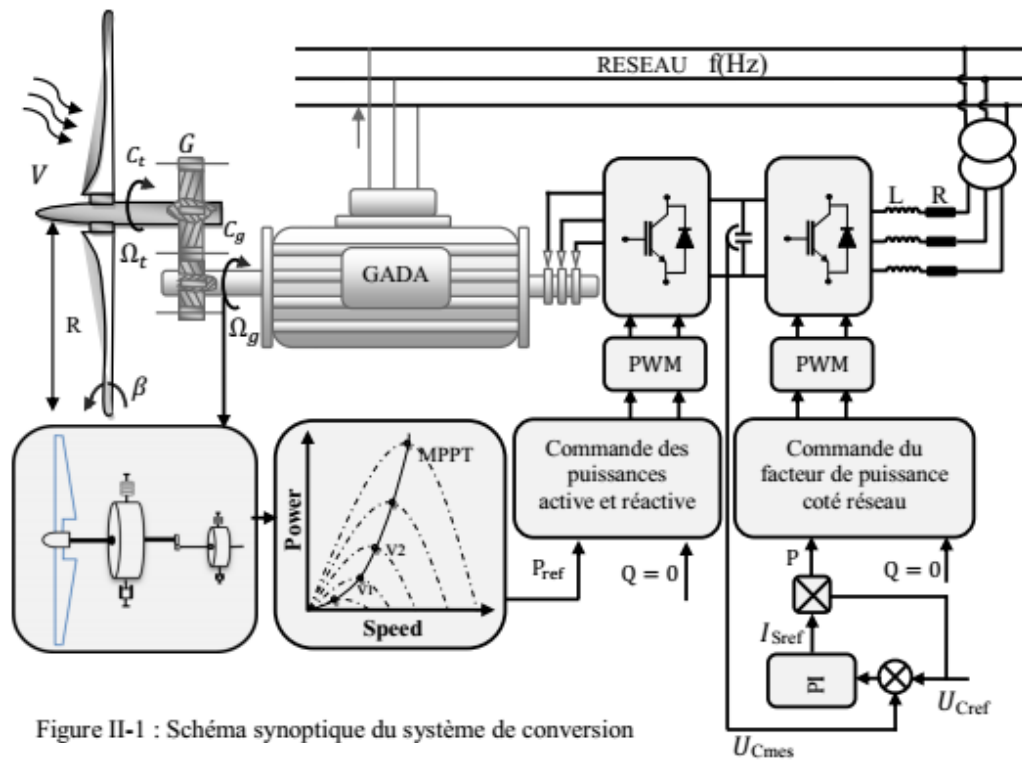


Figure II-1 : Schéma synoptique du système de conversion

Figure (I.8) : Schéma synoptique du système de conversion d'énergie éolienne et sa commande.

I.5.1. Modélisation de la turbine éolienne :

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

La turbine assure une transformation d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Elle est composée de trois pales identiques de longueur R_T fixées à un arbre d'entraînement relié à un multiplicateur de vitesse ayant un rapport de transformation G . Ce multiplicateur entraîne à son tour l'arbre de la génératrice électrique, (Figure I.9) [23].

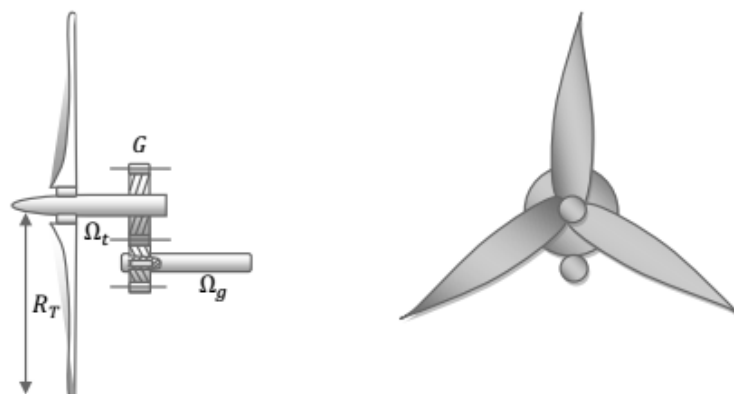


Figure (I.9) : Schéma de la turbine éolienne

1. Source primaire (le vent) : L'énergie cinétique du vent est l'élément primaire et fondamental du système de conversion d'énergie éolienne. Le vent est un champ de déplacement de masses d'air caractérisé par une vitesse variable et une direction aléatoire. Son déplacement au niveau de la

turbine éolienne crée des forces sur les surfaces de ses pales, qui génèrent un mouvement rotatif du dispositif. La vitesse du vent en un point de l'espace $V_0(t)$ est la résultante de deux composantes; l'une V varie lentement, alors que l'autre $V(t)$ varie en turbulence en fonction de temps. Son expression est donnée par la formule (I.1) [23] :

$$V_0(t) = V + V(t) \quad (I.1)$$

La composante V représente trois niveaux de vitesse du vent :

$V = 6$ m/s Pour une faible vitesse du vent;

$V = 12$ m/s Pour une vitesse moyenne du vent;

$V = 18$ m/s Pour une forte vitesse du vent.

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

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

Où σ_v est le coefficient de dispersion du vent.

Dans notre étude, le profil du vent appliqué possède une faible vitesse $V = 8$ m/s. Sa variation en fonction du temps est représentée par la figure (I.10).

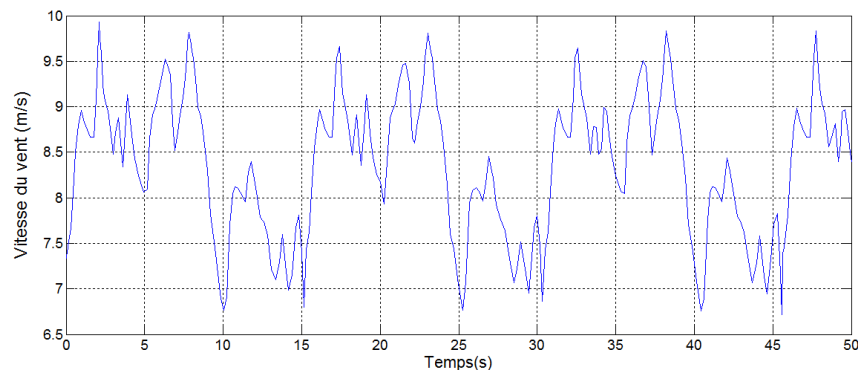


Figure (I.10) : Profil du vent appliqué à la turbine [1].

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

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

représente la densité de l'air (approximativement 1.22 kg/m³ à une pression atmosphérique normale et une température de 15°C).

La puissance P_T de la turbine selon la théorie de Betz (voir annexe) est [46]:

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

R_T : le rayon des pales de la turbine.

$C_p(\lambda, \beta)$: le rendement aérodynamique de la turbine appelé souvent coefficient de puissance. C'est un coefficient spécifique à chaque éolienne qui dépend de la vitesse spécifique λ et de l'angle d'orientation des pales β .

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

$$C_p(\lambda, \beta) = (0,5 - 0,0167 \cdot (\beta - 2)) \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot (\lambda + 0,1)}{18,5 - 0,3 \cdot (\beta - 2)} \right] - 0,00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (I.5)$$

Un tracé de la variation de ce coefficient en fonction de la vitesse spécifique λ pour différentes valeurs de l'angle d'orientation des pales β , (Figure I.4), permet d'avoir le point maximum de ce coefficient ($C_p = 0.5$) qui correspond aux valeurs optimales $\lambda = 9.2$ et $\beta = 2$. Avec ces valeurs, la turbine fonctionnera avec un rendement maximum et fournira ainsi une puissance mécanique optimale [45].

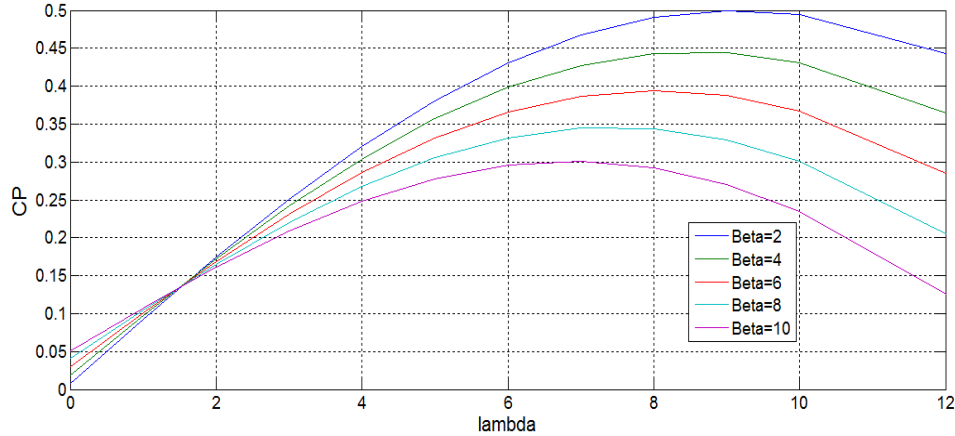


Figure (I.11) : Evolution du coefficient de puissance avec la variation de la vitesse relative de la turbine et de l'angle d'orientation des pales.

Une commande adaptée à ce système sera élaborée par la suite pour atteindre ce point de fonctionnement. Pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne, on utilise la vitesse réduite (spécifique) λ qui est le rapport de la vitesse linéaire au bout de la pale de la turbine ramenée à la vitesse du vent, soit:

$$\lambda = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{V} \quad (I.6)$$

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

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

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

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

$$G = \frac{C_T}{C_{Mec}} = \frac{\Omega_g}{\Omega_T} \quad (I.9)$$

3. Equation dynamique de la turbine : Le train de transmission de la puissance captée par le rotor éolien, est constitué de pales reliées au moyeu couplé à l'arbre lent est relié à son tour à un adaptateur. Cet adaptateur multiplie la vitesse de rotation de l'arbre lent est relié à un arbre rapide qui est relié à son tour à la génératrice [24]. Le modèle est représenté par la Figure (I.12).

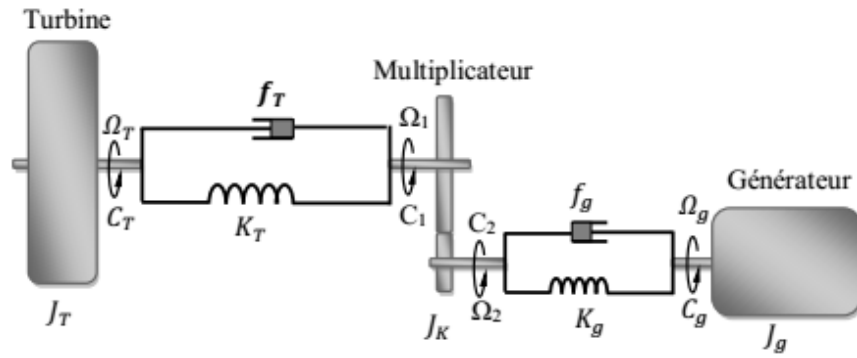


Figure (I.12) : Modèle de la turbine.

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

$$C_{Mec} - C_g = \left(\frac{J_T}{G^2} + J_g\right) \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + \left(\frac{f_T}{G^2} + f_g\right) \cdot \Omega_g \tag{I.10}$$

$$\frac{C_T}{G} - C_g = \left(\frac{J_T}{G^2} + J_g\right) \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + \left(\frac{f_T}{G^2} + f_g\right) \cdot \Omega_g \tag{I.11}$$

Ou :

C_T, C_{Mec}, C_g sont respectivement : le couple de la turbine, le couple mécanique issu du multiplicateur et le couple électromagnétique généré par la génératrice;

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

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

G : le rapport du multiplicateur de vitesse;

Ω_g : la vitesse de rotation de la génératrice (axe rapide).

I.5.2. Techniques de commandes de la turbine éolienne :

Dans la production d'énergie éolienne, chaque turbine est généralement caractérisée par une courbe qui trace la puissance convertie en fonction de la vitesse, et qui représente les différentes zones de fonctionnement pour répondre aux exigences de la commande.

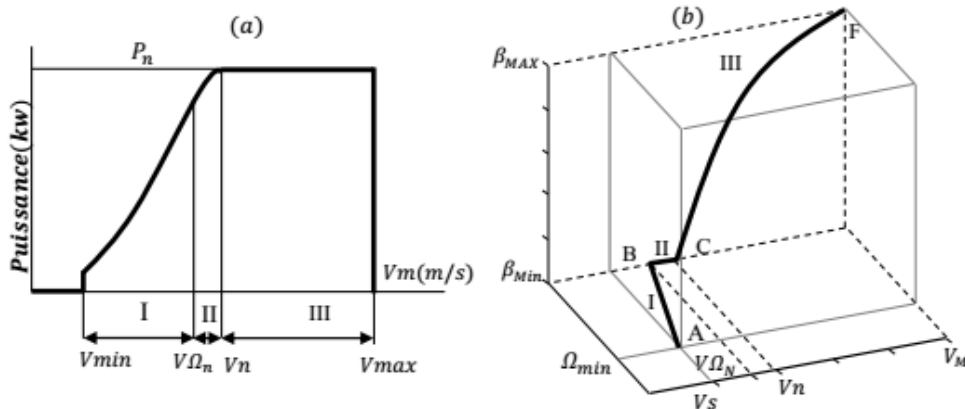


Figure (I.13) : caractéristique idéale d'une éolienne à vitesse variable.

(a). dans le plan (V, P) . (b). dans le plan (V, Ω, β) .

Dans notre cas, la turbine est caractérisée par la courbe de la figure (I.13) qui représente trois zones de fonctionnements pour trois vitesses différentes exigeant des commandes distinctes [18,1].

1. Techniques d'extraction du maximum de la puissance (MPPT) : La technique MPPT est une méthode de contrôle de la puissance très fiable, robuste et simple à implanter. Elle consiste à déterminer et à maintenir la vitesse de la turbine à une certaine valeur qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Il existe deux façons pour appliquer cette technique selon le genre de la vitesse de référence qu'elle soit mesurée ou estimée.

Parmi les commandes utilisées, la commande en rapport de vitesse ainsi que la commande en puissance dites méthodes directes, ont besoin d'une vitesse de référence mesurée qui est un inconvénient vu la difficulté d'avoir une mesure exacte et instantanée du vent. Par contre, la commande de vitesse de référence estimée dite méthode indirecte qu'on va appliquer dans notre cas est une méthode adéquate qui n'exige pas une mesure exacte, mais une simple estimation [3].

La mesure de la vitesse du vent est généralement faite par un anémomètre monté sur la nacelle. Cette mesure est peu précise car elle donne la vitesse du vent en un seul point de l'espace sachant que le diamètre de la surface balayée par les pales est important, ce qui donne une mesure erronée de la vitesse donc une diminution de la puissance captée. C'est pourquoi, la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse et une estimation de cette dernière est souvent utilisée pour contourner ce problème [1].

La vitesse du vent sera déduite de l'équation de la vitesse spécifique comme suit :

$$V = \frac{\Omega_T \cdot R_T}{\lambda_{opt}} \quad (I.12)$$

λ_{opt} : La vitesse spécifique optimale.

Le couple optimal est :

$$C_{T_{opt}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}} \quad (I.13)$$

En remplaçant la vitesse du vent dans l'équation(I.13), le couple optimal devient :

$$C_{T_{opt}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^5 \cdot \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_T^2 \quad (I.14)$$

On constate que le couple aérodynamique optimal est proportionnel au carré de la vitesse du rotor :

$$C_{T_{opt}} = k_{opt} \cdot \Omega_T^2 \quad (I.15)$$

Tel que :

$$k_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^5 \cdot \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \quad (I.16)$$

En régime permanent, l'équation mécanique s'écrit sous la forme :

$$\frac{C_T}{G} - C_g - f \cdot \Omega_g = 0 \quad (I.17)$$

En remplaçant (I.16) dans l'équation(I.17), l'équation mécanique devient :

$$\frac{k_{opt}}{G} \cdot \Omega_T^2 - f \cdot \Omega_g - C_g = 0 \quad (I.18)$$

Avec : $\Omega_g = G \cdot \Omega_T$

Si le couple électromagnétique C_g est commandé de manière à suivre le couple optimal, l'éolienne demeure autour de sa courbe de rendement optimal, le couple devient un couple optimal C_{gopt} .

$$C_{gopt} = \frac{k_{opt}}{G^3} \cdot \Omega_g^2 - f \cdot \Omega_g \tag{I.19}$$

Cette expression donne le couple qui doit être imposé à la génératrice pour assurer le fonctionnement optimale de l'éolienne. Le schéma bloc de cette structure de commande est donné par la figure ci-dessous [1].

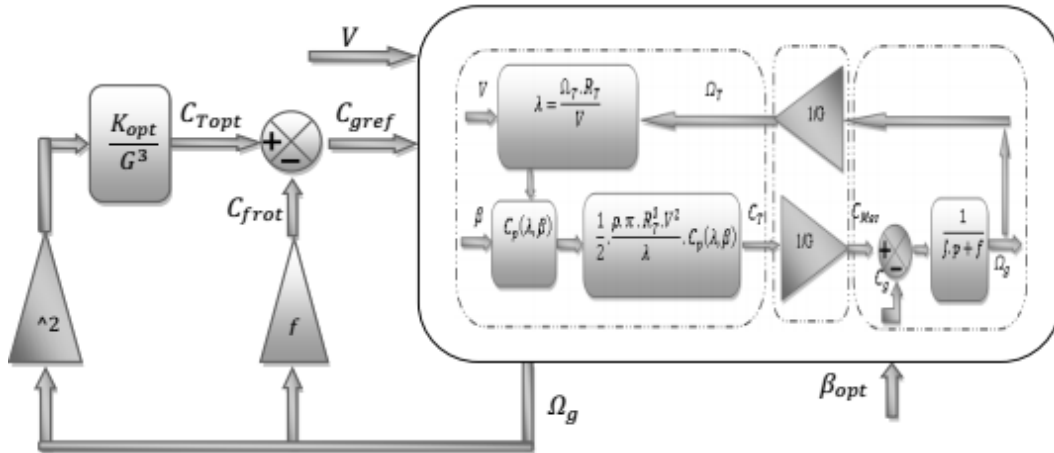


Figure (I.14) : Commande indirecte de vitesse (Zone I).

2. Commande dans la zone III (limitation de la puissance) : Dans cette zone, la commande appliquée a pour objectif de limiter la puissance extraite de la génératrice à sa valeur nominale. Pour cela, nous avons deux méthodes à savoir :

- Système d'orientation des pales : C'est un système qui joue sur l'angle β de calage des pales à une valeur de référence β_{ref} souhaitée. Le choix de cet angle est généralement utilisé pour régler la vitesse de la turbine et la puissance mécanique générée. Il existe plusieurs systèmes de réglages de l'angle de calage des pales. Ces systèmes sont, soit hydrauliques comme ceux utilisés dans les aérogénérateurs de moyennes puissances, soit des moteurs électriques qui nécessitent une source d'énergie externe qui sont utilisés dans les aérogénérateurs de fortes puissances. En réglant l'angle d'orientation des pales, on modifie les performances de la turbine plus précisément le coefficient de puissance.

Les pales sont face au vent en faible vitesse du vent et s'inclinent pour des fortes vitesses du vent pour diminuer le coefficient de puissance [27].

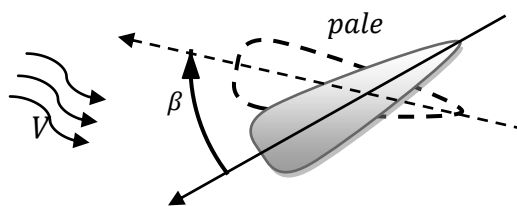


Figure (I.15) : Orientation des pales.

Généralement, le système d'orientation des pales est approché par une fonction de transfert de 1^{er} ordre avec une constante de temps T_β . Lors de la modélisation de ce système, il est très important de modéliser la vitesse de variation de l'angle β qui doit être limitée aux environs de $10^\circ/s$ lors d'un fonctionnement normal et aux environs de $20^\circ/s$ pour des cas d'urgence [23, 27, 28].

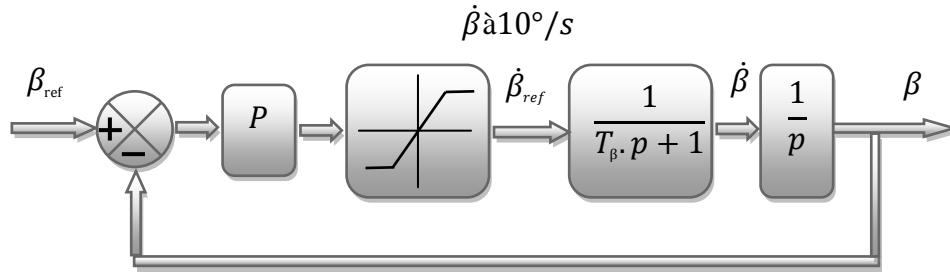


Figure (I.16) : Schémas bloc du système d'orientation des pales.

- Régulation du système d'orientation des pales « pitch control » : Le but est de limiter et de maintenir la puissance active produite à sa valeur nominale P_{nom} afin de préserver tous les éléments de la chaîne éolienne autour de cette puissance. Une action sur l'angle de calage des pales permet de diminuer le coefficient de puissance et limiter ainsi la puissance convertie [1, 23].

Pour obtenir l'angle de référence β_{ref} , on corrige la puissance mesurée (générée) $P_{Gén}$ à celle de référence (nominale) P_{nom} en utilisant un correcteur (régulateur) de type PI, et pour obtenir la vitesse de variation de l'angle de référence $\dot{\beta}_{ref}$, on corrige l'angle de calage β à celui de référence β_{ref} déjà obtenu; cette vitesse de référence $\dot{\beta}_{ref}$ sera limitée. On utilise un intégrateur $\frac{1}{p}$ pour obtenir l'angle de calage β , voir figure (I.17) [23, 28-29].

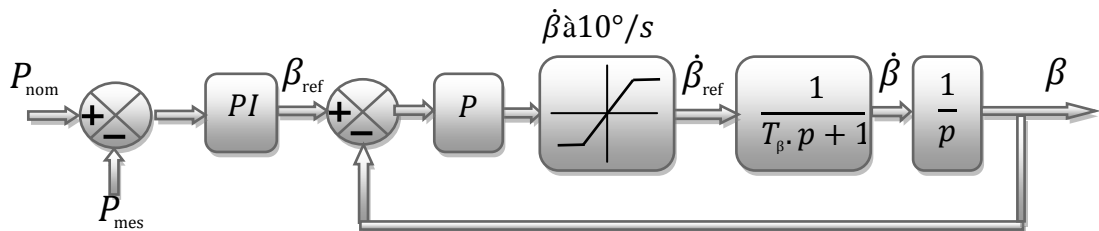


Figure (I.17) : Schémas bloc de la commande de l'angle de calage des pales.

I.6- Modélisation de la GADA :

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

I.6.1- Hypothèses simplificatrices :

Afin de modéliser le moteur nous nous appuyeront sur un certains nombres d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées [4]. Nous supposons que :

- La machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator ;
- Le rotor est bobiné, les bobinages sont triphasés au stator et au rotor et possèdent P paires de pôles ;
- L'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, donc l'effet d'encoche est négligé ;
- La saturation du circuit magnétique est négligeable et sa perméabilité constante ;
- Les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables ;
- Les pertes mécaniques sont négligeables ;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- L'effet de peau est négligé, donc la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs ;
- La résistance des différents enroulements de la machine est constante ;
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- Les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes ;
- Les inductances propres entre les enroulements rotoriques sont constantes ;
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements ;
- Les flux magnétiques sont additifs.

I.6.2 Modèle mathématique de la MADA :

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence R_a et l'axe fixe de la phase statorique de référence S_a .

Les axes rotoriques tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (I.18).

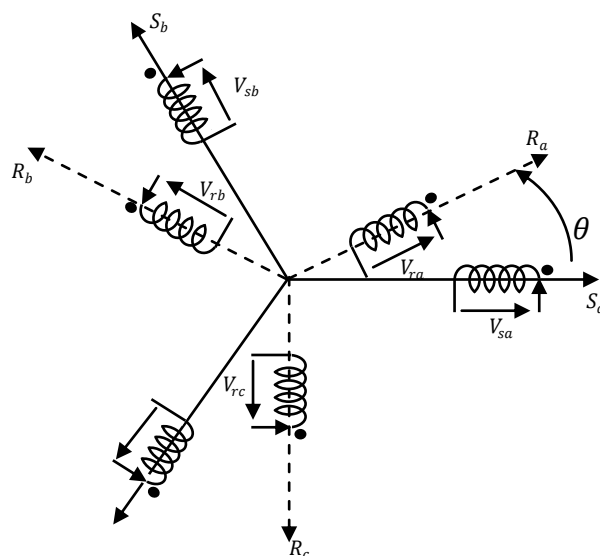


Figure (I.18) : Représentation schématique de la MADA dans le système triphasé.

I.6.2.1 Equations électriques

De la figure (I.18), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

V , I et φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

I.6.2.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

l_s , l_r : inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s , M_r : inductances mutuelles entre deux phases statoriques et celles rotoriques.

M_1 , M_2 , M_3 : inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \tag{I.25}$$

$$[\varphi_{rabc}] = [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \tag{I.26}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \tag{I.27}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \tag{I.28}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{I.29}$$

I.6.2.3 Equation mécanique

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

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \tag{I.30}$$

Avec : C_{em} : le couple électromagnétique de la machine; C_r : le couple résistant; f : 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.

I.6.3. Transformation de PARK

Le modèle de la MADA dans le référentiel (A, B, C) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constants [30,1,4].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet le passage du système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d, q)).

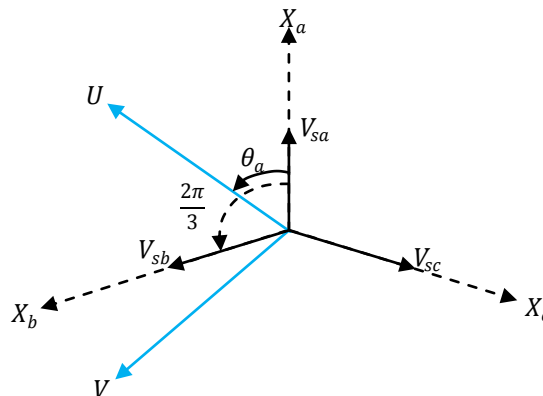


Figure (I.19) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.19) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} \cdot \cos\theta_a + V_{sb} \cdot \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cdot \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_{sv} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} \cdot \sin\theta_a + V_{sb} \cdot \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cdot \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (I.31)$$

Le terme $\sqrt{2/3}$ exprime le passage du système triphasé au système biphasé avec conservation de puissance.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.31) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.32)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.31) et (I.32) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

I.6.3.1 Equations électriques

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v) .

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

I.6.3.2 Equations magnétiques

De même, les équations (I.22) et (I.23), et après le développement du calcul on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sv} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2}M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.3.3.3 Equation électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique par la transformation de Park est exprimée par quatre formules selon le choix des variables d'états (flux statorique/rotorique et courant statorique/rotorique).

$$C_{em} = P[\varphi_{su}I_{sv} - \varphi_{sv}I_{su}] \quad (\text{I.41})$$

$$C_{em} = P[\varphi_{rv}I_{ru} - \varphi_{ru}I_{rv}] \quad (\text{I.42})$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s}[\varphi_{su}I_{rv} - \varphi_{sv}I_{ru}] \quad (\text{I.43})$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r}[\varphi_{ru}I_{sv} - \varphi_{rv}I_{su}] \quad (\text{I.44})$$

p : Nombre de paire de pôles

I.6.4. Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (I.20).

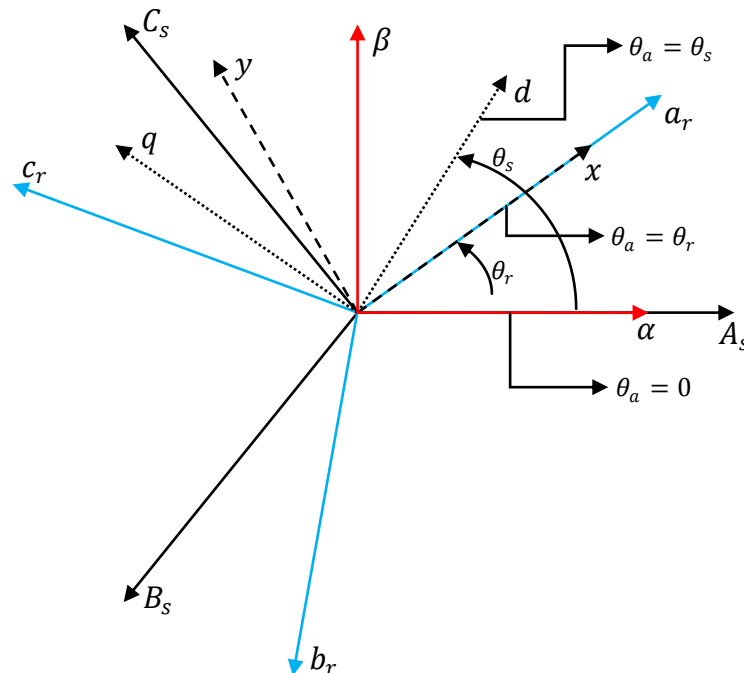


Figure (I.20) : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

Dans le référentiel (d, q) , Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} u = d \\ v = q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s, \text{ avec : } \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Les expressions des flux d'après les équations (I.39) et (I.40) sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} & (a) \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} & (b) \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} & (c) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} & (d) \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

I.6.5. Mise en équations d'états

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension, tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et tensions rotoriques (V_{rd}, V_{rq}) , et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les flux statoriques et les courants rotoriques $(\varphi_{sd} \ \varphi_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq})$.

Après l'arrangement des équations (I.45), (I.46) et (I.47) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_s L_s I_{sq} - \omega_s M I_{rq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_s L_s I_{sd} + \omega_s M I_{rd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_r L_r I_{rq} - \omega_r M I_{sq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} - \omega_r L_r I_{rd} + \omega_r M I_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{I.49})$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.50})$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.51})$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de commande du système.

Telle que :

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

α, β et δ sont des constantes définies comme suit :

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

$$\text{Où : } T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

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

$$[A] = [A_1] + \omega_s [A_2] + \omega [A_3] \quad (\text{I.52})$$

Telle que :

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

I.6.6. Résultats de simulation :

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

6.6.1. Fonctionnement moteur :

Initialement, la simulation s'effectue par un démarrage à vide de la machine. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine. Dès que la machine atteint son régime permanent, sa vitesse de rotation se rapproche de la vitesse du synchronisme (un très faible glissement). Les fréquences des courants rotoriques deviennent presque nulles, (Figure II.20). De plus, le couple électromagnétique et les courants rotoriques se stabilisent à des valeurs proches de zéro (présence de frottements visqueux).

A l'instant ($t=2s$), on applique une charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.21). L'application d'un couple résistant se traduit par des augmentations du couple électromagnétique, d'amplitudes des courants statoriques et rotoriques et une diminution de la vitesse de rotation à cause du glissement qui devient plus important.

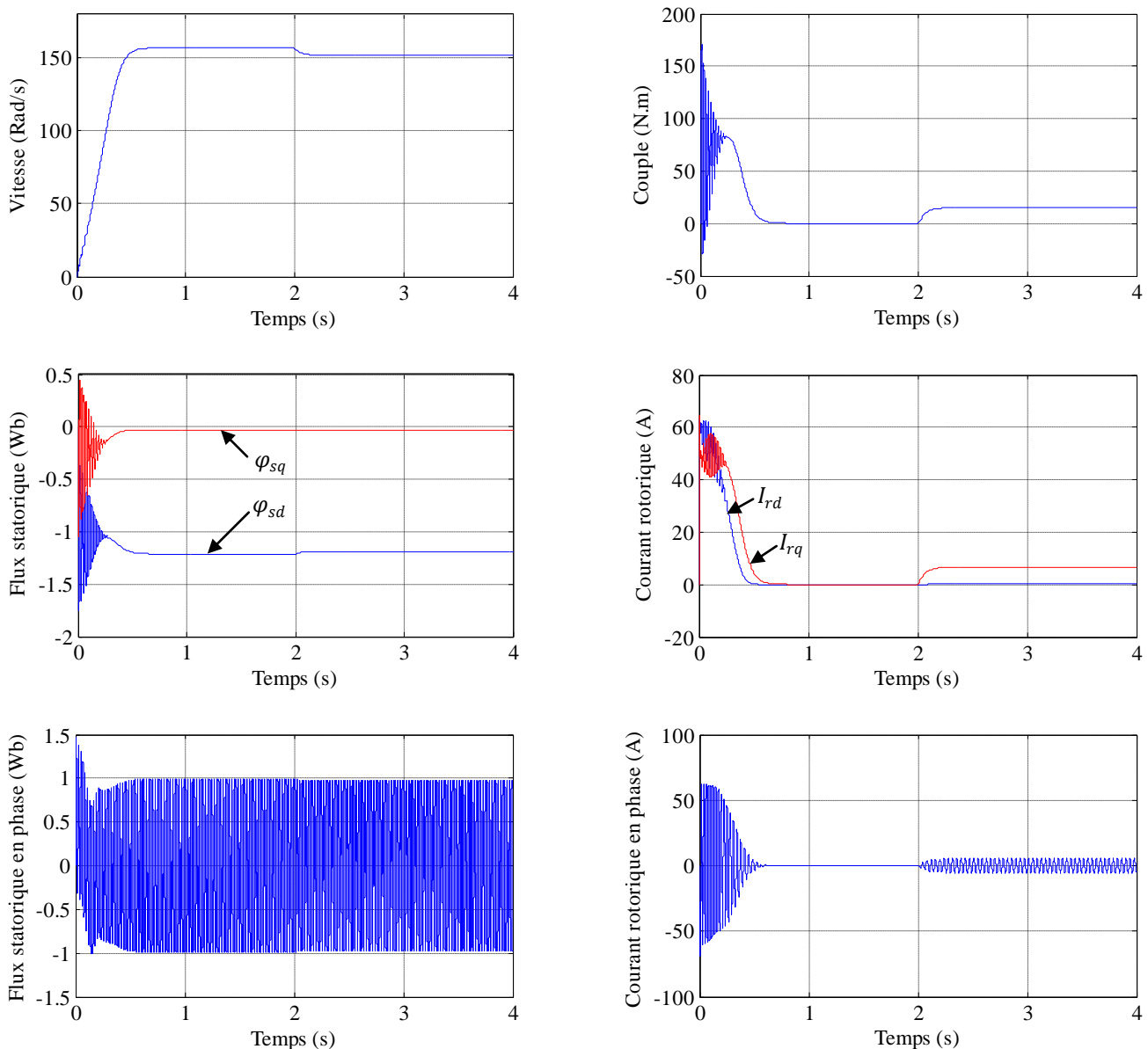


Figure (I.21) : Résultats de simulation de la MADA fonctionne en moteur.

I.6.6.2. Fonctionnement générateur :

Les résultats de simulation montrent que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif et atteint au démarrage une valeur maximale de: -120 N.m . On constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage. Après un temps égal aux environs de $0,05s$, ces courants se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de 50 Hz . La machine est entraînée à une vitesse fixe égale à 1425 tr/min et le stator est alimenté par une source triphasée de 220 V de fréquence 50 Hz , alors que le rotor par une source triphasée 12 V de fréquence égale à la fréquence de rotation.

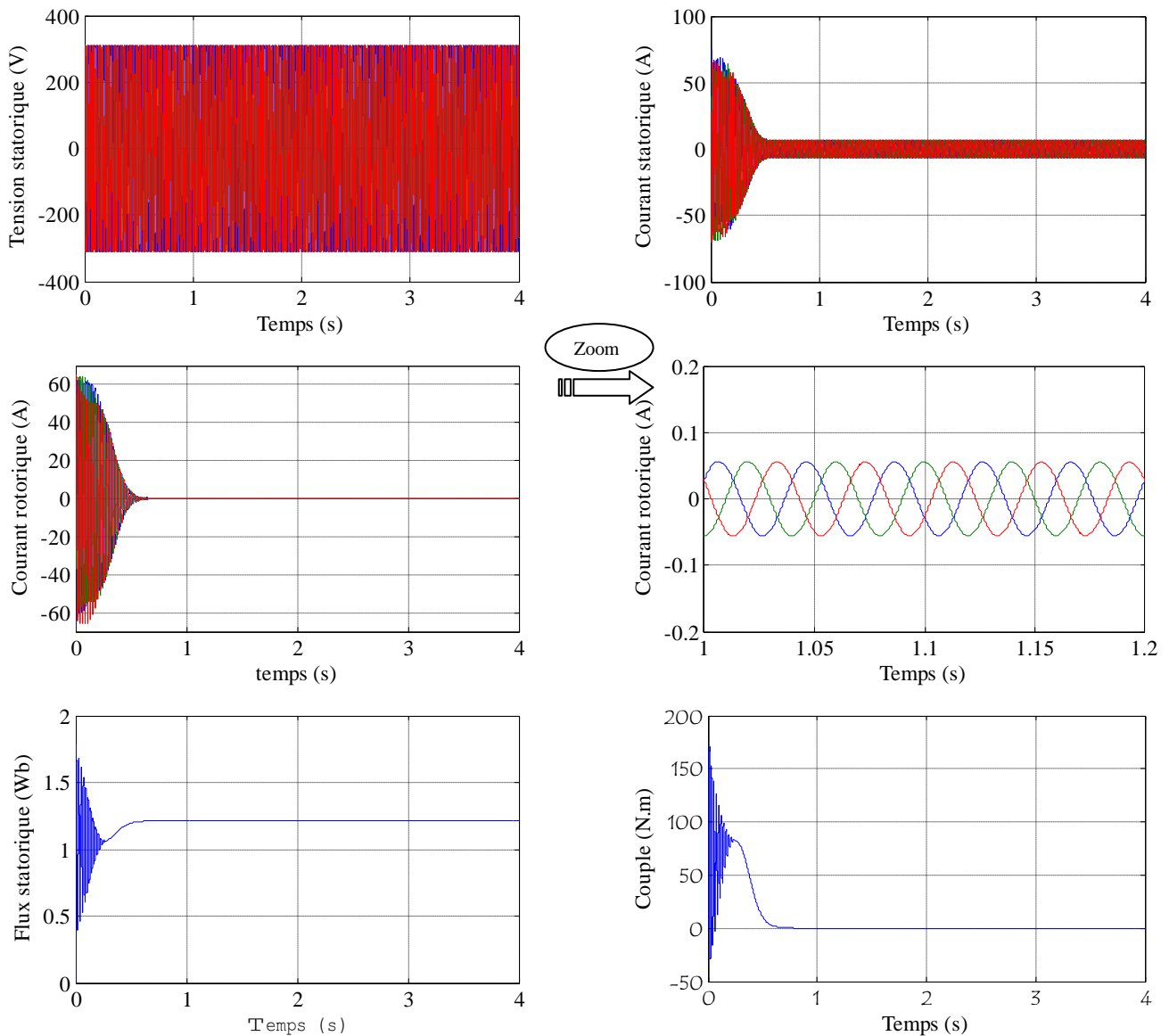


Figure (I.22) : Résultats de simulation de la MADA fonctionne génératrice.

I.7. Modélisation du système d'alimentation

Pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones, on utilise d'ordinaire des onduleurs de tension. L'alimentation de la machine de la notre étude est basée sur deux convertisseurs MLI à deux niveaux bidirectionnels, comme indiquée dans la figure (I.33), entre le rotor de la machine et le réseau. L'utilisation de ce type de convertisseurs permet d'obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d'impulsion qui permet de limiter les perturbations harmoniques.

I.7.1. Modélisation du convertisseur côté machine

Les onduleurs de tension sont présents dans différents domaines d'application de l'électronique de puissance et notamment dans le domaine de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif. Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. La principale objective de ce convertisseur est ondulé la tension du bus continu pour la fournir au bobinage du rotor et permettre l'application des commandes pour contrôler les variables d'états de cette machine. Cet onduleur est

équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET soit IGBT associés à des diodes en tête bêche [4].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, les couples d'interrupteurs (k_1, k_4) , (k_2, k_5) et (k_3, k_6) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [4]. Les diodes D_i ($i=1, \dots, 6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

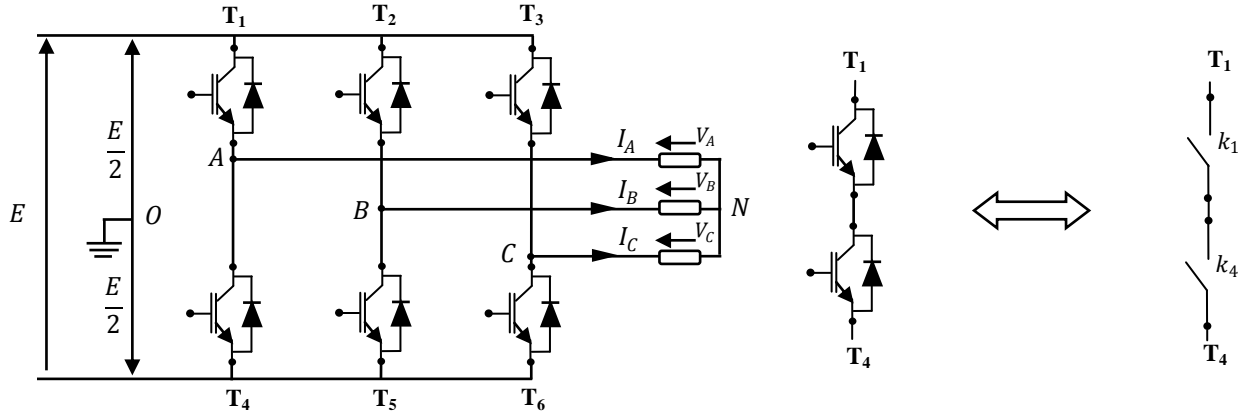


Figure (I.23) : Schéma simplifié d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que [4] :

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

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (I.53)$$

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique. Donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0 \quad (I.54)$$

Où :

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (I.55)$$

En remplaçant (I.54) dans (I.53), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (I.56)$$

On peut écrire le système (I.56) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (I.57)$$

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

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (I.58)$$

Telle que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 \end{cases} \quad (I.59)$$

En remplaçant (I.59) dans (I.58), on aura le système suivant [120] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (I.60)$$

Le système (I.60) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

I.7.2. Modélisation de la commande par modulation de largeur d'impulsion

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse. Les impulsions des commandes (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). Le résultat de la comparaison entre de ces deux signaux (références et l'onde triangulaire) détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture ou fermeture) [1,4].

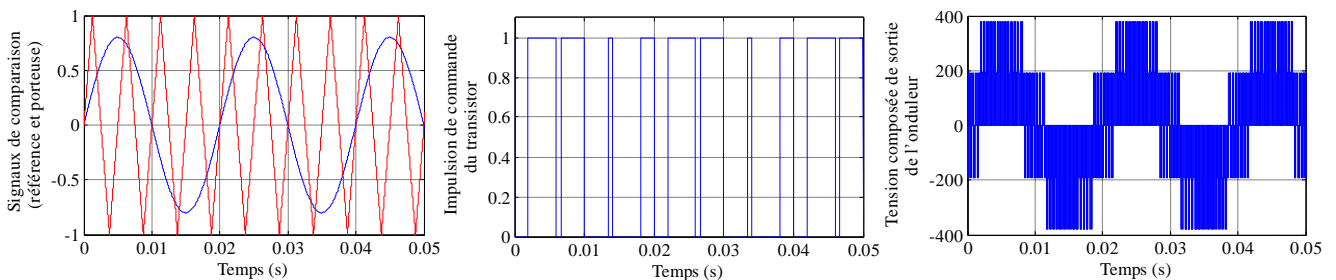


Figure (I.24) :Principe de la commande MLI sinus-triangle.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation « m » qui définit le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la référence f_{ref} :

$$m = f_p / f_{ref} \quad (I.61)$$

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

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \tag{I.62}$$

I.7.3. Modélisation du convertisseur côté réseau

L'avantage de convertisseur côté réseau, en plus de la bidirectionnalité de puissance, permet le contrôle de la puissance active en maintenant la tension du bus continue constante, et fixer la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour ne pas altérer la qualité du réseau (facteur de puissance du réseau unitaire).

Le convertisseur côté réseau a la même conception que le convertisseur côté machine qui présentait précédemment. La figure (I.25) représente la structure d'un redresseur à MLI triphasé, qui peut être décomposé en trois parties : La source, le convertisseur et la charge [4].

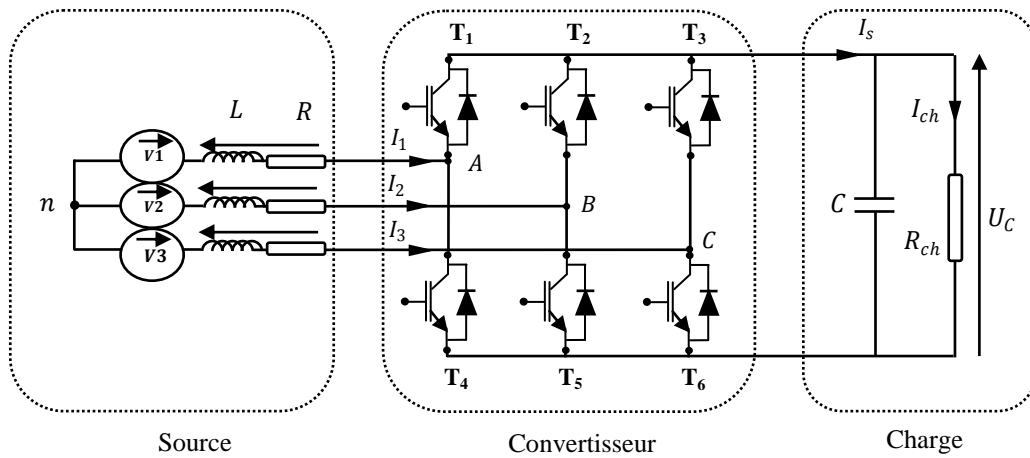


Figure (I.25) : Structure du redresseur à MLI.

La source d'alimentation est triphasée où le système de tension est équilibré, d'amplitude de tension et de fréquence constantes en série avec une résistance R et une inductance L , représentant respectivement la résistance et l'inductance totales de la ligne [1,4].

Les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} V_1 = RI_1 + L \frac{dI_1}{dt} + V_{An} \\ V_2 = RI_2 + L \frac{dI_2}{dt} + V_{Bn} \\ V_3 = RI_3 + L \frac{dI_3}{dt} + V_{Cn} \end{cases} \tag{I.63}$$

Où : V_{An}, V_{Bn} et V_{Cn} sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Les courants de chaque phase sont donnés par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{An} \\ V_2 - V_{Bn} \\ V_3 - V_{Cn} \end{bmatrix} \tag{I.64}$$

La structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur qui modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (I.57) [1].

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (I.65)$$

De plus, le courant redressé est donné par :

$$I_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (I.66)$$

La charge est constituée d'une capacité C en parallèle d'une résistance R qui représente une charge continue. Elle est régie par les deux équations électriques suivantes [4,1] :

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_s - I_{ch}) \\ U_c = R_{Ch} \cdot I_{ch} \end{cases} \quad (I.67)$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre la tension et le courant redressés :

$$\frac{U_c}{I_s} = \frac{R_{Ch}}{1 + R_{Ch} \cdot C \cdot p} \quad (I.68)$$

À partir les équations (I.63), (I.64), (I.65) et (I.67), on peut établir le schéma fonctionnel global d'un redresseur MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut (S_1, S_2, S_3) et comme sortie la tension redressée U_c .

La régulation du redresseur MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Deux boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité comme indique dans la figure (I.26).

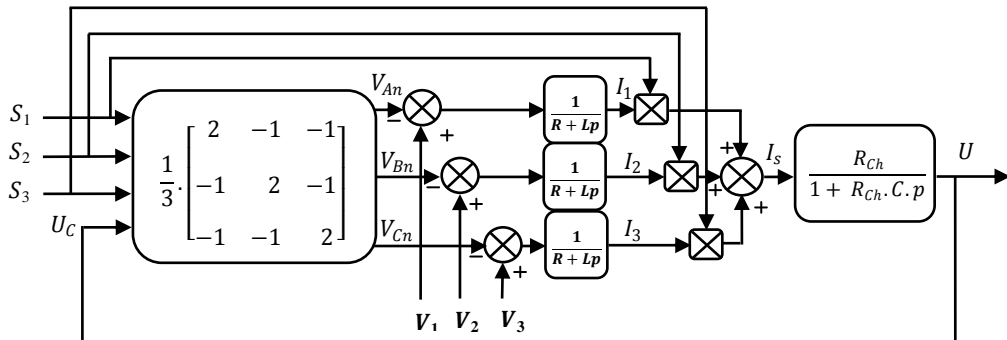


Figure (I.26) : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

I.7.4. Contrôle du convertisseur côté réseau

L'objectif de la commande de convertisseur côté réseau est de contrôler deux grandeurs importantes à savoir :

- Maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, on doit régler la tension de bus continu par rapport à la valeur de référence ;
- Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer le facteur de puissance unitaire.

Les équations régissant les tensions de lignes dans le repère (d, q) sont :

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - RI_d - L \frac{dI_d}{dt} + L\omega I_q \\ V_{pq} = V_q - RI_q - L \frac{dI_q}{dt} - L\omega I_d \end{cases} \quad (I.69)$$

Avec : V_{pd}, V_{pq} : les composantes des tensions à l'entrée du convertisseur ; V_d, V_q : les composantes des tensions du réseau ; I_d, I_q : les composantes des courants du réseau ; ω : la pulsation du réseau.

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [V_d I_d + V_q I_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [V_q I_d - V_d I_q] \end{cases} \quad (I.70)$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (I.71)$$

Le schéma bloc de la commande de convertisseur côté réseau est représenté par la figure ci-dessous [87, 88]. On pose :

- La puissance active $P_{ref} = U_{c_{mes}} I_{red_{ref}}$ et la puissance réactive $Q_{ref} = 0$
- La tension de référence du bus continu $U_{c_{ref}}$ est comparée avec la tension mesurée aux bornes du condensateur $U_{c_{mes}}$.
- Les courants de références sont obtenus à partir des tensions mesurées et des puissances de références et seront comparés avec les courants mesurés.
- Les erreurs de comparaison des courants sont réglées par des régulateurs PI qui génèrent des tensions de références qui seront comparées à leur tour avec les tensions mesurées.
- Les erreurs de comparaisons des tensions génèrent des tensions qui seront comparées à leur tour avec les tensions du filtre.
- Les erreurs de comparaisons des courants génèrent des tensions de commande employées pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture.

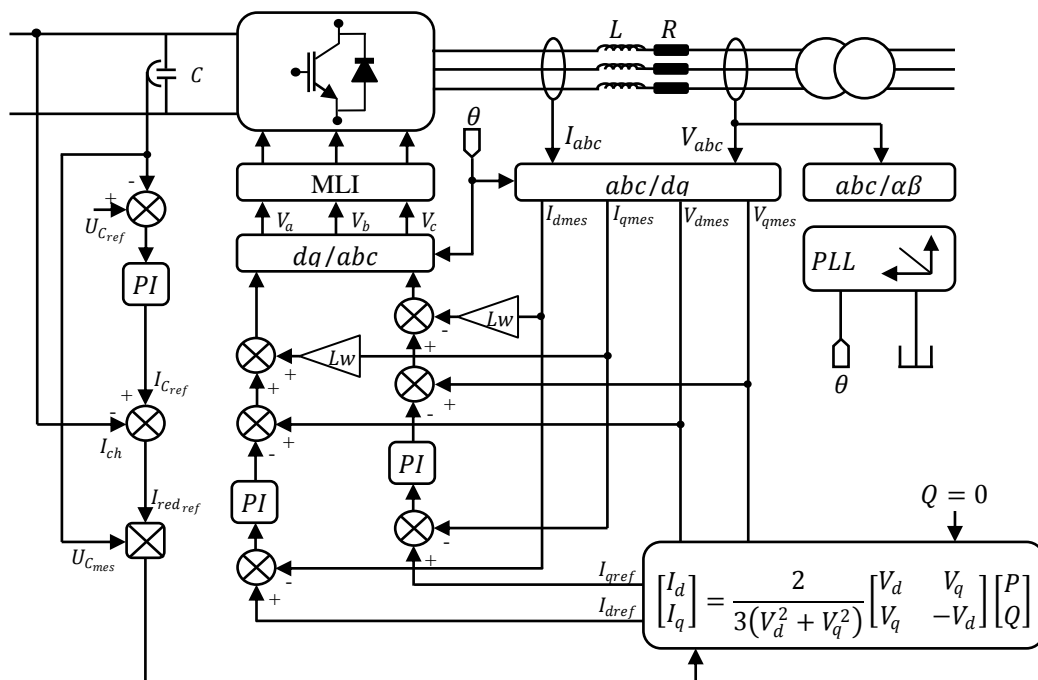


Figure (I.27) : Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI.

Le calcul des gains des régulateurs se fait avec la méthode classique (voir annexe D), pour les deux boucles internes des courants et la boucle externe de tension représentée dans la figure (I.28).

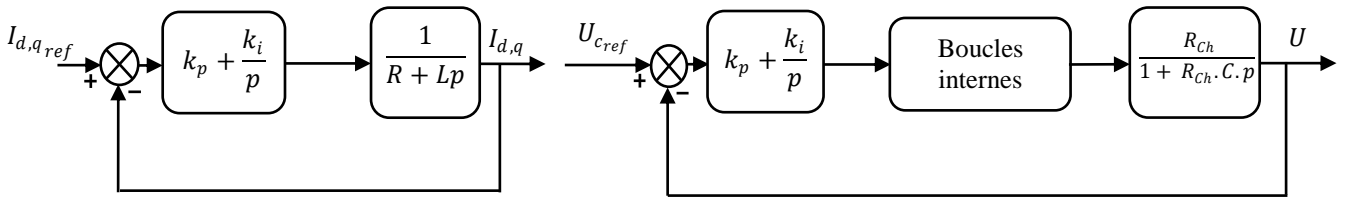


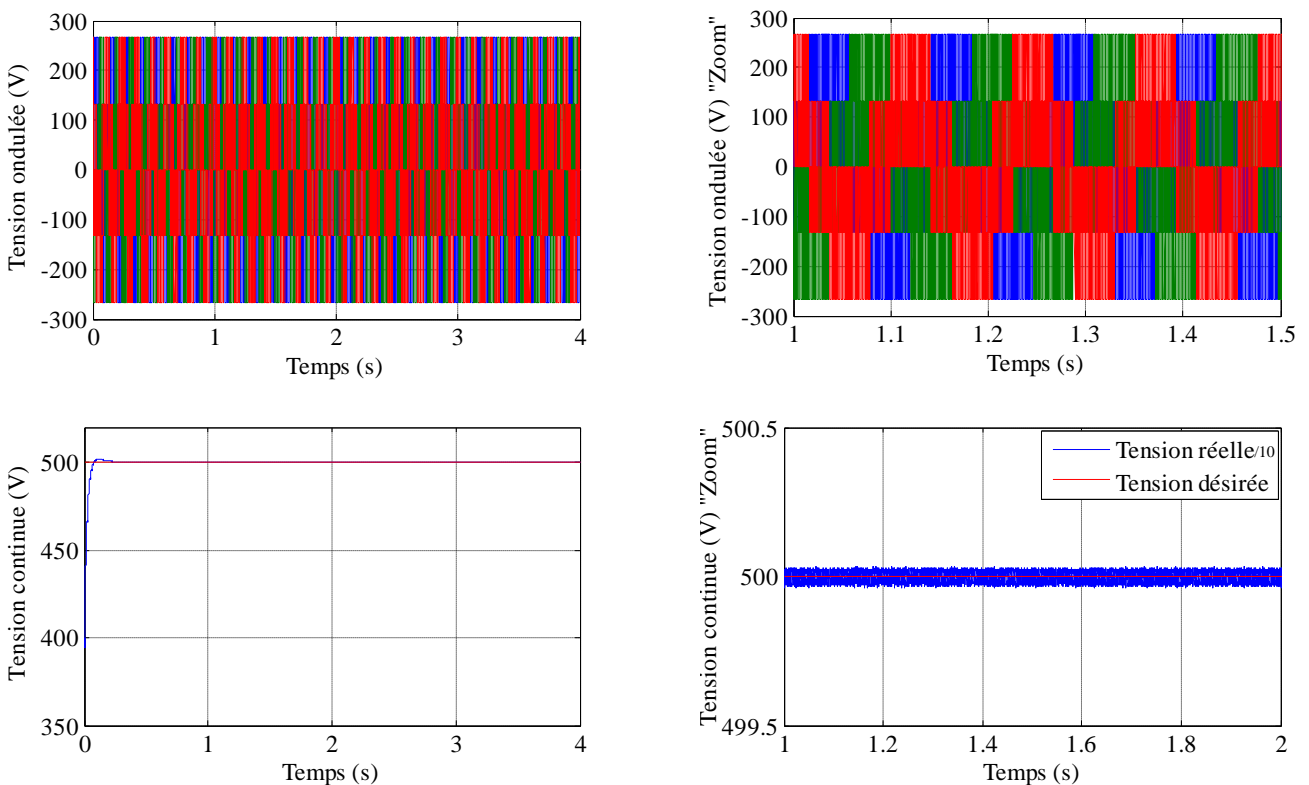
Figure (I.28) : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.

I.7.5. Simulation de la MADA avec convertisseur a MLI

La machine est alimentée par deux sources de tension, le stator connecté directement au réseau triphasé [220/380V, 50Hz] et le rotor piloté au moyen de deux convertisseurs de puissance bidirectionnelle fonctionné en MLI.

La figure (I.29) représente les résultats de simulation avec des zooms de la tension et le courant de la chaîne d'alimentation de la machine, on remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée avec une fréquence désirée. La tension continue suivie l'allure de la tension de référence imposée. De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité et la robustesse de la commande en courant dans le repère (d, q) du convertisseur côté réseau pour la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance.



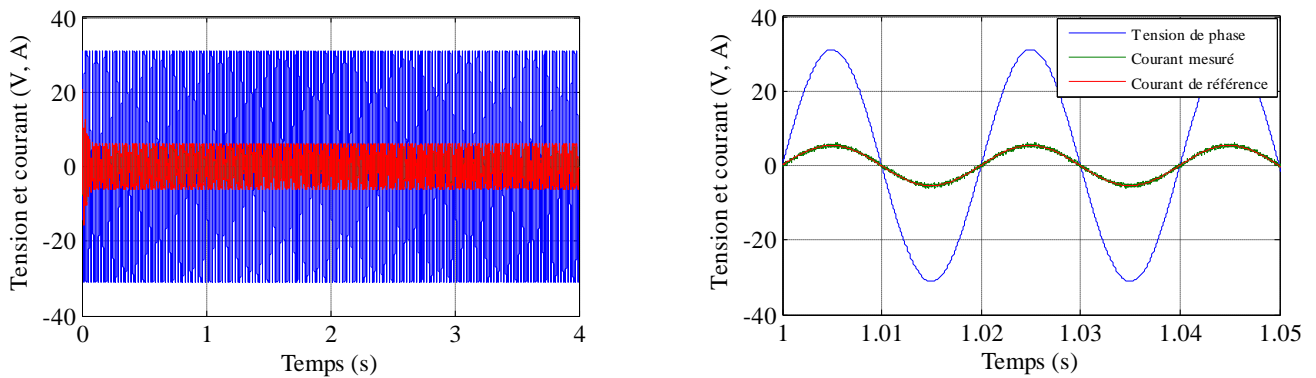


Figure (I.29) : Résultats de simulation de la chaîne d'alimentation.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre on a introduit certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter dans ce travail et la transformation de Park, ce qui nous a permis de donner le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation liée au champ tournant (d, q). Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine.

Par la suite, nous avons modélisé et simulé la machine asynchrone à double alimentation dans le repère biphasé (d, q) lié au champ tournant qui réduit la complexité du modèle, puis, dans une seconde étape, l'onduleur qui alimente le rotor de la MADA permettant ainsi l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de la machine. Enfin, on est passé à la modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un redresseur triphasé, ainsi qu'à sa commande afin de contrôler par la suite le bus continu et le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance du côté réseau.

Chapitre II

Commande par mode glissant d'une GADA

II.1. Introduction :

Pour avoir une bonne qualité d'énergie électrique produite par un système éolien basé sur une MADA, il faut appliquer des techniques de commandes adéquates permettant le contrôle des puissances générées par le stator de la machine à savoir : la puissance active qui sera réglée à celle de référence générée par la turbine pour assurer un meilleur rendement du système éolien et la puissance réactive qui sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire du côté stator.

Ce chapitre est consacré dans un premier lieu à quelques notions de la théorie du concept de base de la commande par mode glissant (SMC), ensuite on s'intéresse à l'étude de la commande par mode glissement d'une GADA. Pour cela on considère en premier lieu, l'aspect théorique du mode glissant. En second lieu, une application de l'algorithme pour le contrôle des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA sera effectuée.

II.2. Généralités sur les systèmes de réglage à structure variable

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [04]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique (Emelyanov 1967, Utkin 1974), et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème (Gao et Hung 1993).

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autres (1998), Hung et d'autres (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires du système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées [31].

II.2.1. Principe

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

II.2.2. Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable [04, 18, 30, 31]. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une

contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différent comme illustré dans la figure ci-dessous.

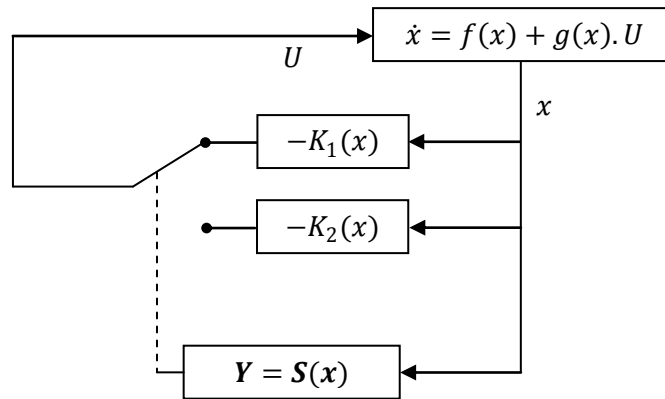


Figure (II.1) : Configuration par changement de retour d'état.

Suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par :

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

U : Tension de commande.

$S(x)$: Surface de glissement.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $S(x) = 0$.

Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande U ne prenne que deux valeurs constantes U_{max} et U_{min} , voire la figure (II.2).

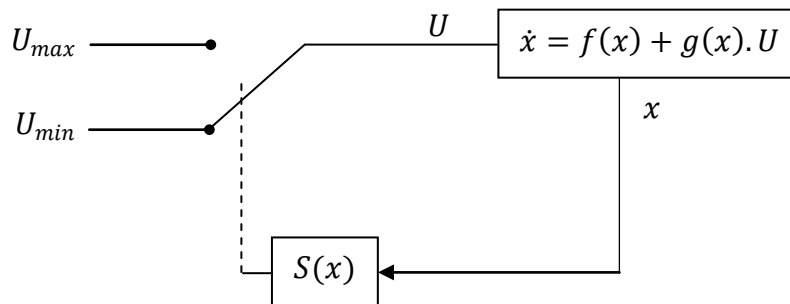


Figure (II.2) : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

I.3. Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable est une commande de nature non linéaire et du type discontinu. Elle implique une modification intentionnelle de la topologie du système forçant ainsi la trajectoire

d'état du système (la dynamique du système) bouclé à commuter autour d'une hyper surface prédéfinie (ou désirée), dite de glissement, et à glisser sur elle jusqu'au point d'équilibre grâce à un dispositif et une logique de commutation [4].

Lorsque le point représentatif du mouvement du système est maintenu sur la surface de glissement (Figure (II.3)), le système est dit en régime glissant et il est alors plongé dans la dynamique d'un système réduit et libre. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux incertitudes de modélisation, aux variations des paramètres du système et à certaines perturbations externes.

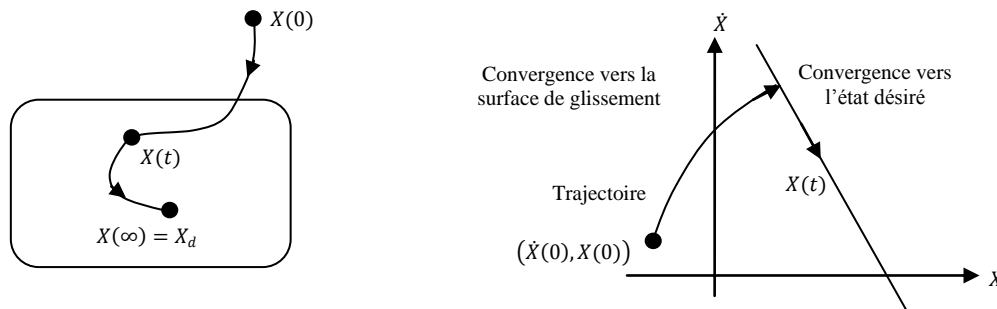


Figure (II.3) : Convergence du système glissant.

II.3.1. Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

II.3.2. Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (II.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2 [4].

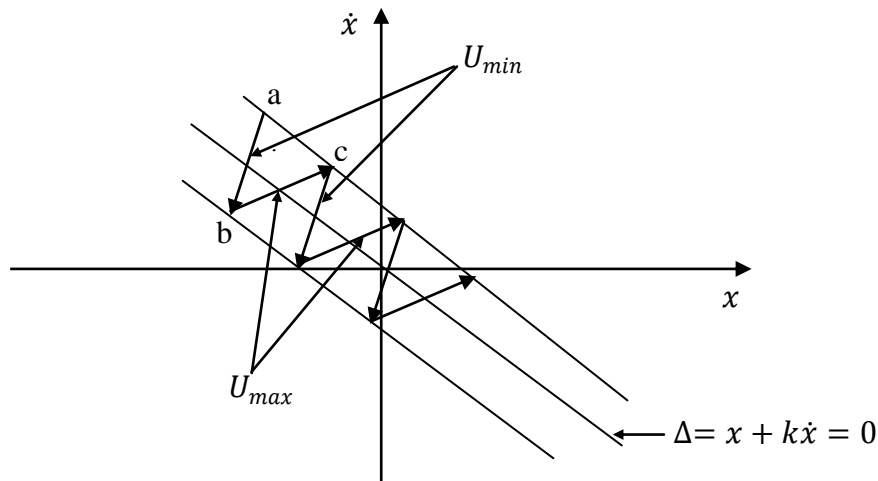


Figure (II.4) : Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm\Delta S$. Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U = U_{min}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

II.4. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes : le choix de la surface, l'établissement des conditions d'existence de la convergence et la détermination de la loi de commande [4,34-35].

II.4.1. Choix des Surfaces de Glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension m . Deux possibilités se présentent, l'espace de phase ou l'espace d'état. Dans le dernier cas, on trouve la méthode de la loi de commutation par contre réaction d'état, utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. L'inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{II.4})$$

Avec :

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

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour apparaître la commande.

Pour $r = 1, S(x) = e(x)$

Pour $r = 2, S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

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

$S(x)$: Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x) = 0$. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte 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 .

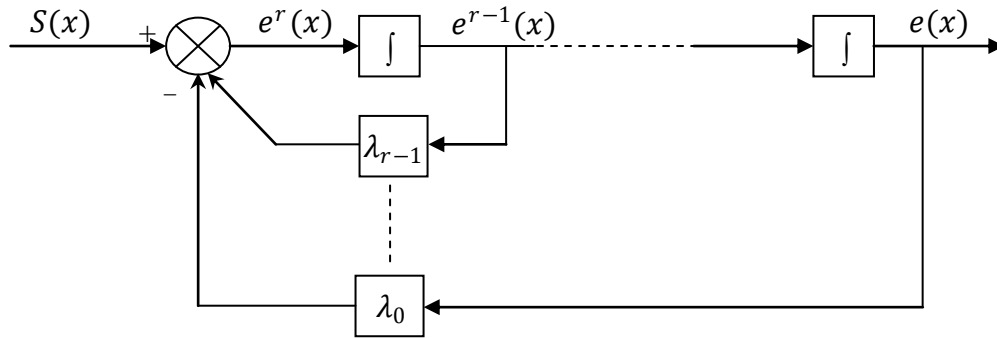


Figure (II.5) : Linéarisation exacte de l'écart.

II.4.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

II.4.2.1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [4] :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \tag{II.5}$$

IV.4.2.2 Fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, elle a la forme suivante [2, 4].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{II.6}$$

Où $S(x)$ décrit la distance du point x de la surface de glissement $S(x) = 0$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, nous devons assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{II.7}$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction, $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande " u " telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure (II.6)). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

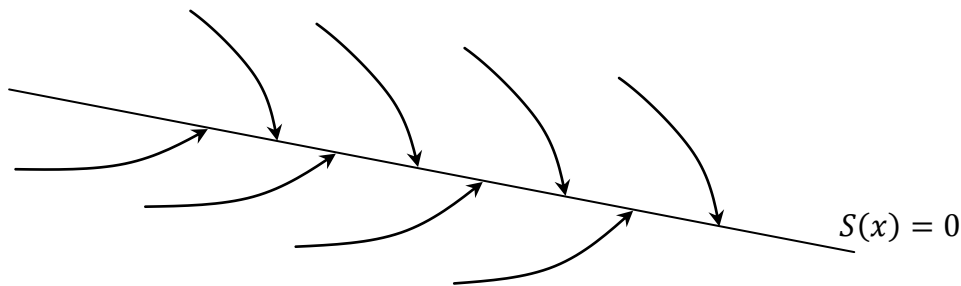


Figure (II.6) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

II.4.3. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure (II.7)). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

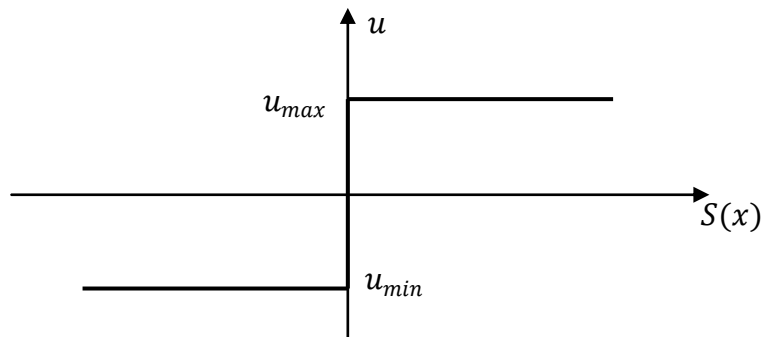


Figure (II.7) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

II.4.3.1. Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, 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 adjoint pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{II.9})$$

$u_{eq}(t)$: Correspond à la commande équivalente proposée par Utkin et Filipov [1,4]. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

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

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} .

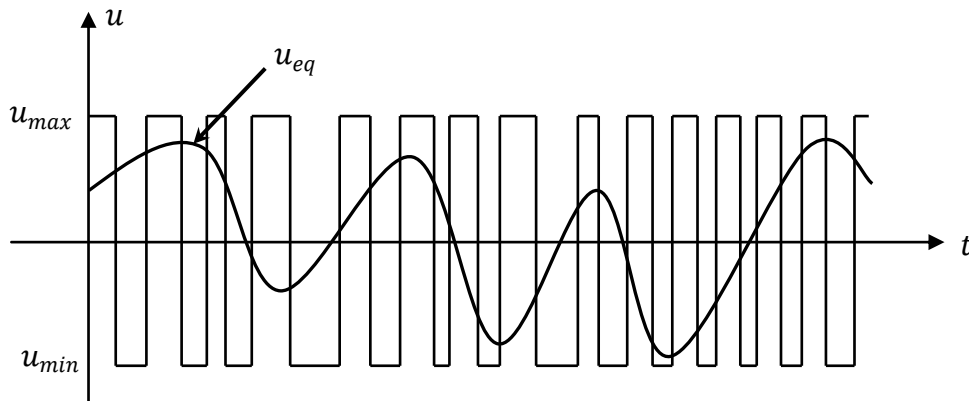


Figure (II.8) : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

II.4.3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II.10) [35].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_n , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{II.11})$$

Nous avons :

$$S(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \quad (\text{II.12})$$

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 :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (\text{II.13})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (équation II.13) dans l'équation (II.10). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \quad (\text{II.14})$$

Le problème revient à trouver u_n tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} < 0 \quad (\text{II.15})$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais (Figure (II.9)). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.16})$$

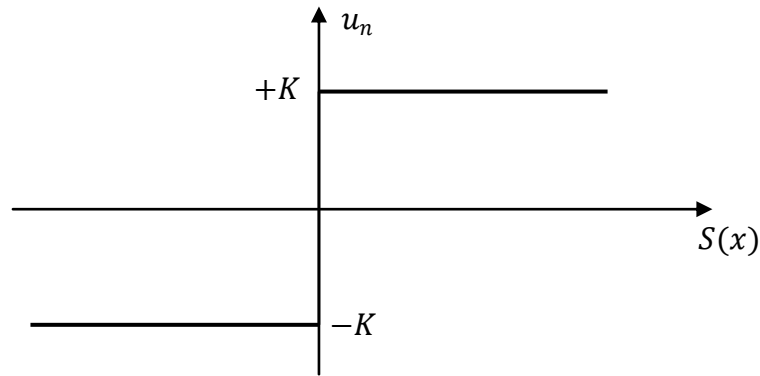


Figure (II.9) : Représentation de la fonction « SIGN ».

En remplaçant l'expression (II.16) dans (II.15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{II.17})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (II.17). 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 choisi 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 [32].

II.4.3.3. Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences ou par la fonction smooth. Ci-dessous un exemple pour les deux fonctions [4, 36] :

– Fonction SAT :

$$sat(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 1 & \text{si } S > \varepsilon \end{cases} \quad (II.18)$$

Ou : ε est un paramètre petit et positif.

– Fonction SMOOTH :

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure (II.10)) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \varepsilon} \quad (II.19)$$

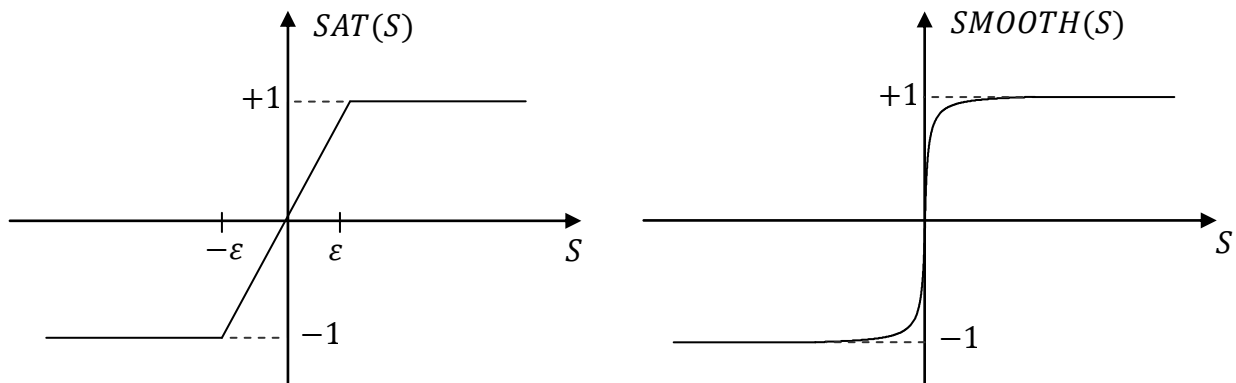


Figure (II.10) : Fonction « SAT » et Fonction « SMOOTH ».

II.5. Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par les modes de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation est au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente" [4].

II.5.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (II.11) :

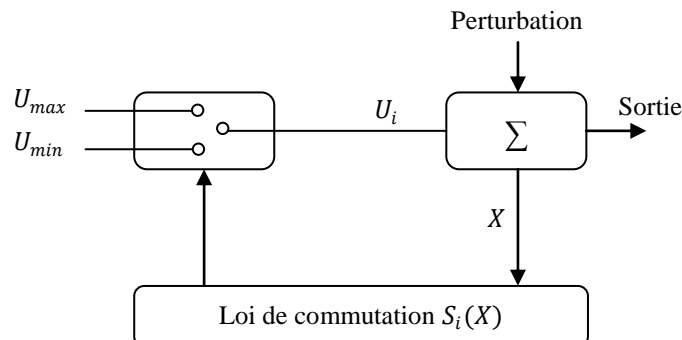


Figure (II.11) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse [7, 1,4].

II.5.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Cette structure, figure (IV.12), est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [4].

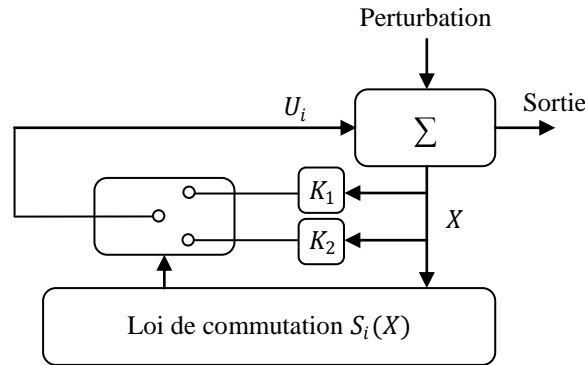


Figure (II.12) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

II.5.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (II.13), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente [4].

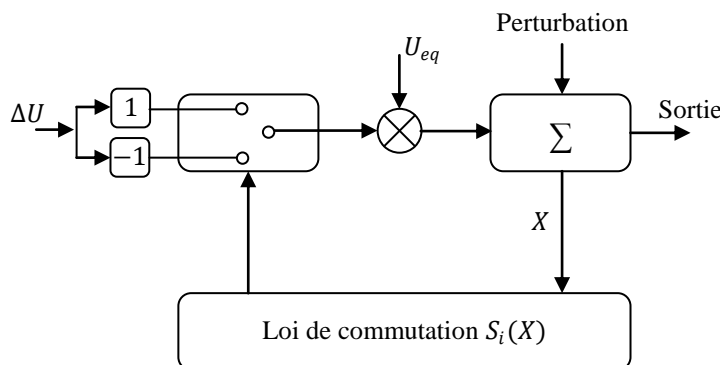


Figure (II.13) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

II.6. Application de la commande par mode de glissement à la MADA

Dans cette étude, l'objectif est d'appliquer la technique de réglage par mode glissant au système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation est une commande robuste qui résout beaucoup de problèmes liés aux incertitudes et aux variations du système à régler. Dans ce travail, nous appliquons cette commande pour contrôler indépendamment les

puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à flux orienté. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne.

II.6.1. Principe de la Commande Vectorielle

La commande par orientation de flux proposée par Blaschke, est une technique de commande classique dite la commande vectorielle en anglais (FOC : field oriented control) ou la commande par orientation du flux, pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, i_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{dq} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{dr} et i_{dq} sont mutuellement découplées [16].

La figure (II.14) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une MADA.

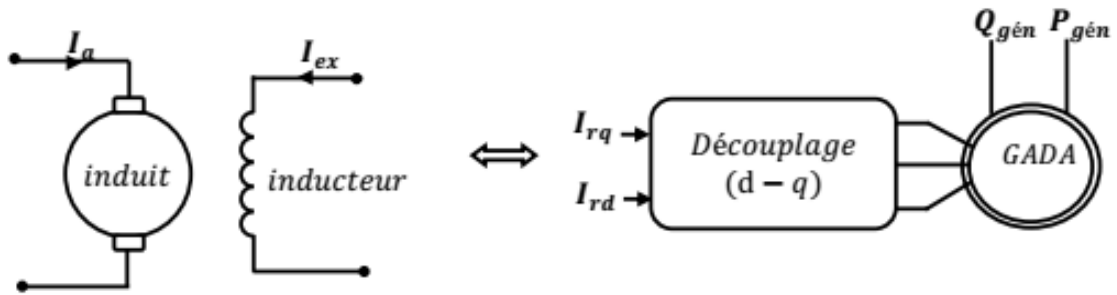


Figure (II.14) : Principe de la commande vectorielle.

II.6.2. Modèle de la MADA à flux statorique orienté

Dans cette commande, la machine est conçue de telle façon à ce que le flux statorique dans le repère de Park suivant l'axe q soit nul. Ce choix est justifié par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau de tension et de fréquence constante [6, 8, 25, 37,38].

Rappelons le système d'équations différentielles (II.20) décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

Un flux statorique direct constant $\varphi_{sd} = \varphi_s$

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

Ces équations peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + w_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - w_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + w_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Si on néglige la résistance R_s , qui est une hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée dans la production d'énergie éolienne, les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante [8, 38, 39] :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = w_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - w_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + w_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.6.2.1 Relations entre les courants statoriques et rotoriques

A partir des équations des composantes directes et en quadratures du flux statoriques (équation(II.23)), les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques seront:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.6.2.2 Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

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

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

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

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{w_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Il ressort de l'expression (II.27) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{V_s^2}{w_s \cdot L_s}$ imposée par le réseau.

II.6.2.3 Relations entre les tensions et courants rotoriques

A partir du système d'équation(II.24), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + \frac{V_s \cdot M}{w_s \cdot L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)s\right] I_{rd} - g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)s\right] I_{rq} + g \cdot w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

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

Avec :

$\left(\frac{V_s \cdot M}{L_s}\right)$: le terme de couplage entre les deux axes;

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

II.6.3 Réglage des puissances active et réactive de la GADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté présenté précédemment (II.29) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère (d, q) .

– Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (II.33)$$

– Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (II.34)$$

II.6.4 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:

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (II.35)$$

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (II.36)$$

II.6.5 Conditions de convergences

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

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ \cdot i \\ \cdot i \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (II.37)$$

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 Lyapunov soit inférieure à zéro; c'est à dire $s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0$

II.6.6 Loi de commande par mode glissant

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq-Equi} + V_{rq-attrib} \quad (II.38)$$

$$V_{rd} = V_{rd-Equi} + V_{rd-attrib} \quad (II.39)$$

Avec :

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

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

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

– Contrôle de la puissance active

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

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (II.40)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(P) = (\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq}) \quad (II.41)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{rq}^{ref} et \dot{I}_{rq} par leurs expressions données par les équations (II.40) et (II.41), on obtient :

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot (V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s}) \right) \quad (II.42)$$

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{L_s}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} \right) \right) \quad (II.43)$$

$$\dot{s}(P) = -k_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (II.44)$$

$$-\frac{L_s}{M.V_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} \right) = -v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (II.45)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} - \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} \right) + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (II.46)$$

$$V_{rq} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} + L_r \cdot \sigma \cdot v_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (II.47)$$

$$\begin{cases} V_{rq-Equi} = -\frac{L_s \cdot L_r \sigma}{M.V_s} \cdot \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M.V_s}{L_s} \\ V_{rq-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot k_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \end{cases} \quad (II.48)$$

– Contrôle de la puissance réactive

De la même manière que précédemment, pour contrôler la puissance réactive on prend $\gamma = 1$.

L'expression de la surface de glissement devient :

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (II.49)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(Q) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \quad (II.50)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{rd}^{ref} et \dot{I}_{rd} par leurs expressions données par les équations (II.33) et (II.34), on obtient :

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (II.51)$$

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (II.52)$$

$$\dot{s}(Q) = -k_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (II.53)$$

$$\left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) = -v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (II.54)$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) - (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (II.55)$$

$$V_{rd} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} + L_r \cdot \sigma \cdot v_2 \cdot \operatorname{sgn}(s(Q)) \quad (II.56)$$

$$\begin{cases} V_{rd-Equi} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \\ V_{rd-attr} = L_r \cdot \sigma \cdot k_2 \cdot sgn(s(Q)) \end{cases} \quad (II.57)$$

Les équations (II.48) et (II.47) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une génératrice asynchrone double alimentation, figure (II.15).

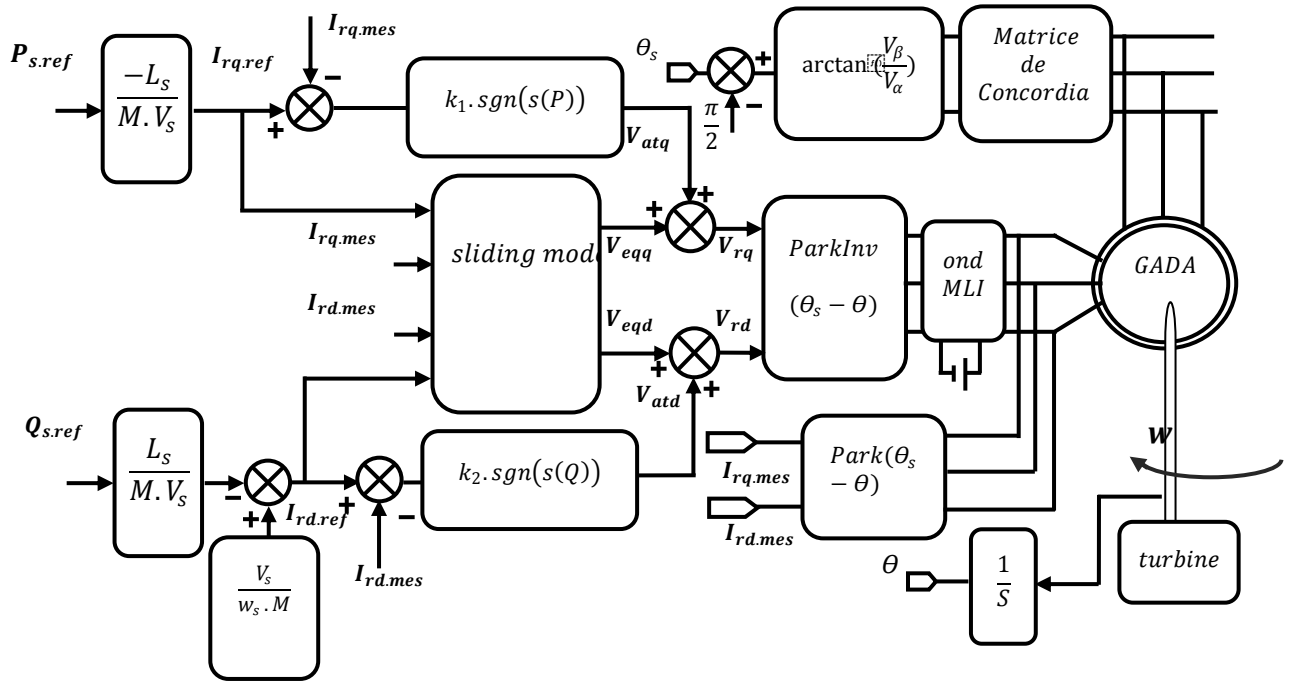


Figure (II.15) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

II.7 Résultats de simulation :

La figure ci-dessous montre 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 ;
- machine entraînée à une vitesse fixe 1440 *tr/min* ;
- entre les instants $t=1s$ et $t=3s$: échelon négatif pour la puissance active (*passede* 0 à - 3000W);
- entre les instants $t=2s$ et $t=4s$: échelon positif pour la puissance réactive (*passede* 0 à 1000 VAR).

D'après les courbes qui représentent les résultats de simulation, il est bien clair que la commande par mode de glissant permette 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 cette commande arrive à maintenir les puissances active et réactive à leurs valeurs désirées avec une amélioration remarquable des résultats obtenus 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.

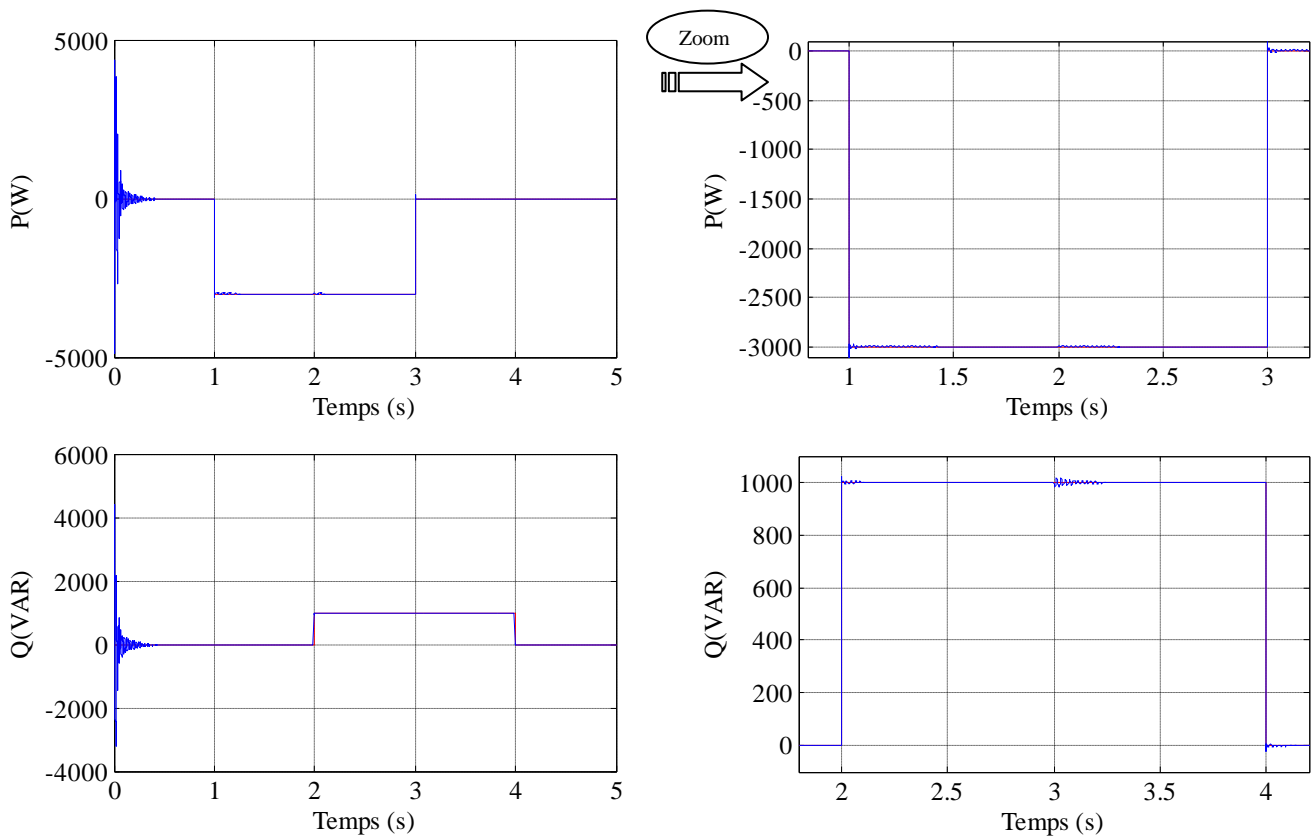


Figure (II.16) : Résultat de simulation de la commande par mode glissant.

II.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, une technique de commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la MADA dans un système de production d'énergie éolienne couplé au réseau sera établie. Cette commande met en évidence le fait d'agir sur les tensions rotoriques afin d'obtenir des puissances générées aux bornes du stator de la MADA désirées.

Nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Par la suite, on a présenté l'approche au moyen de laquelle on peut réduire le phénomène de chattering qui résulte de la loi de commande. L'application de cette commande à flux orienté sur le système a permis de régler indépendamment les puissances produites par la MADA. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de la commande précédent sur le système qu'il soit entraîné avec une vitesse fixe ou variable, avec ou sans convertisseur montrent l'efficacité de commande implémentée. On remarque que les résultats obtenus par la technique du mode glissant sont meilleurs et plus performants (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...); plus de ces avantages, la commande par mode glissant garantit à l'utilisateur de la MADA une bonne robustesse et une fiabilité élevée, ainsi qu'une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Chapitre III

Commande par mode glissant-flou d'une

GADA

III.1 Introduction :

La commande par mode glissant (SMC) est une méthodologie de commande robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externes et de la dynamique non modélisée [40]. L'inconvénient majeur de cette approche est la fréquence de commutation élevée (chattering). Le phénomène de chattering n'est pas souhaitable car il peut exciter les modes non modélisés à haute fréquence dans le système contrôlé.

Pour remédier ce phénomène, une commande qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu est nécessaire. Cette commande doit également s'adapter aux variations des paramètres ou des perturbations externes. Ces types de commandes sont généralement appelés «commande intelligente», travaillant essentiellement sur les principes de la logique floue et algorithmes génétiques.

Dans ce chapitre nous appliquons le principe de la commande floue (FLC) sur le GADA pour remédier cet inconvénient, ce que nous voulons démontrer est que la commande par mode glissant flou (FSMC) peut traiter efficacement ce phénomène.

III.2 Commande par la logique floue :

Le concept d'ensemble flou a été introduit pour éviter le passage brusque d'une classe à une autre (par exemple, de la classe noire à la classe blanche) et autoriser des éléments à n'appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre (par exemple gris), ou encore à appartenir partiellement à chacune (par exemple, avec un fort degré à la classe noire et un faible degré à la classe blanche comme c'est le cas du gris foncé).

La définition d'un ensemble flou répond au besoin de représenter des connaissances imprécises, soit parce qu'elles sont exprimées en langage naturel par un opérateur expert ou obtenues par des instruments de mesure qui manquent de fidélité [41].

III.2.1 Historique de la logique floue :

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle [4].

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [2,4] :

- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur ;

- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue [42] ;
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès;
- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegnoau Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aisaigo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

III.2.2 Domaine d'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [43] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...).
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.).
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...).
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules.
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

III.2.3 Principe de la logique floue :

La théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. Les ordinateurs avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 et 0) ont commencé à se répandre sur une large échelle. Par contre, la logique floue permet de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts, et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision [44].

III.2.4 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

III.2.4.1 Ensembles flous :

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs

réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [1].

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont «nets» tandis que pour les ensembles flous les contours sont «graduels» ou encore flous [43].

Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (III.1)[45].

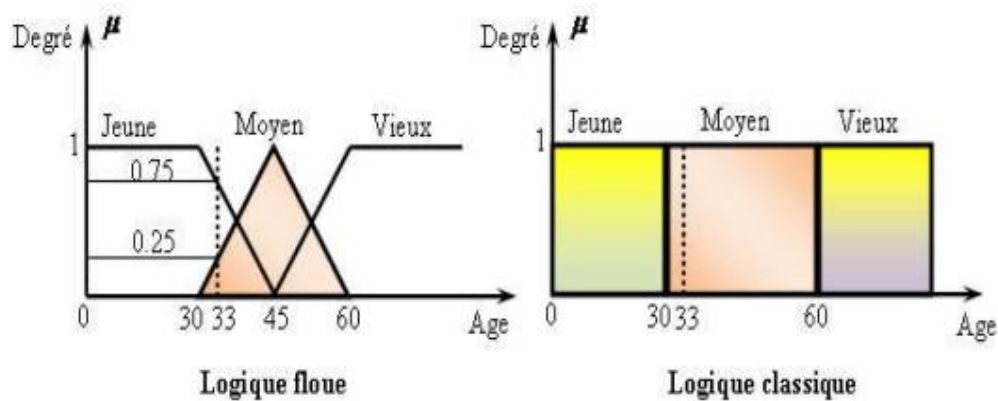


Figure (III.1) : Classification des ensembles flous.

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyen" avec une valeur $\mu = 0.25$. La figure (III.2) donne donc le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

- Variable linguistique : Âge
- Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...
- Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...
- Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60, ...)
- Fonction d'appartenance : $\mu_E = a$ telle que $0 \leq a \leq 1$
- Degré d'appartenance : a

III.2.4.2 Caractéristique d'un ensemble flou :

- **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 [46]. Il est donné par :

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

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

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \tag{III.2}$$

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

$$H(A) = \max_{x \in X} \mu_A(x) \tag{III.3}$$

III.2.4.3 Fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions. Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux. Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous [4, 47].

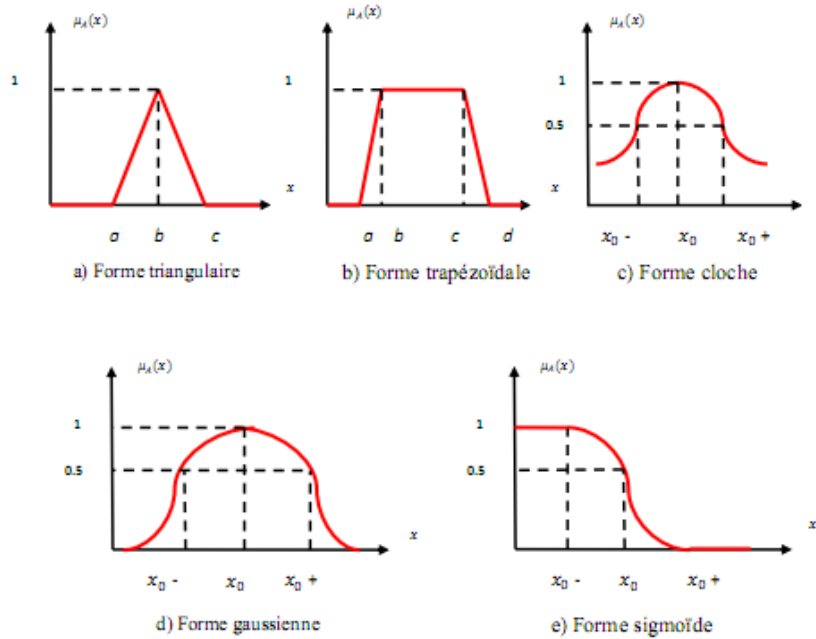


Figure (III.2) : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure (III.3). Elles prennent alors le nom de «fonction d'appartenance singleton». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable [48].

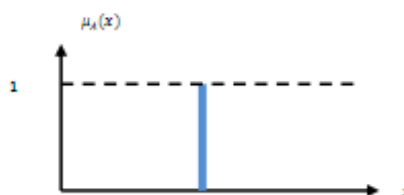


Figure (III.3) : Fonction d'appartenance singleton.

III.2.4.4 Variables linguistiques :

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X et $T(x)$ 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 :

$T(\text{erreur}) = (\text{Négative Grand}(NG), \text{Négative Petite}(NP), \text{Environ zéro}(EZ), \text{Positive Petite}(PP), \text{Positive Grand}(PG))$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure (III.4) [1].

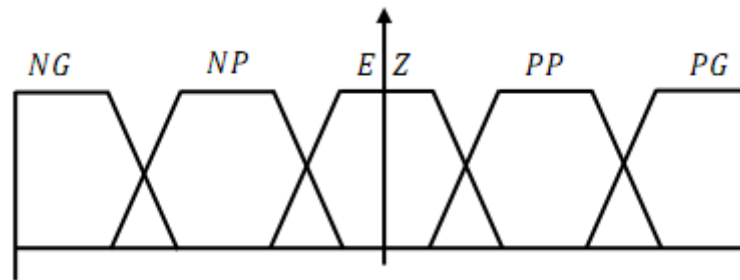


Figure (III.4) : Fonctions d'appartenance de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

III.2.4.5 Opérations flous :

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [4-46].

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

$$\forall x \in X: \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{III.4})$$

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 :

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.5})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III.6})$$

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

$$\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{III.7})$$

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 :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.8})$$

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

$$\forall x \in X : \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.9})$$

– **Egalité floue** :

Deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.10})$$

III.2.3 Structure d'un contrôleur flou :

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc., appliquées à des variables linguistiques [49].

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification.

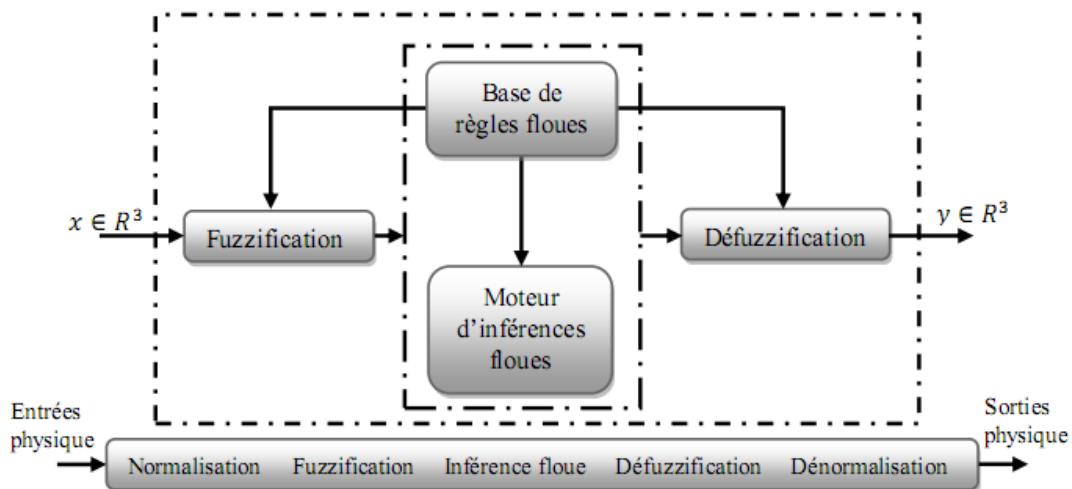


Figure (III.5) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

III.2.3.1 Interface de fuzzification :

Elle représente le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée [50,51].

III.2.3.2 Base de règles :

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres

composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée[1].

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si <condition> Alors <conséquence>.

III.2.3.3 Inférence des règles floues :

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [43] :

- la méthode d'inférence max-min (Méthode de Mamdani)
- la méthode d'inférence max-produit (Méthode de Larsen).
- la méthode d'inférence somme-produit.

On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole *SI* et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole *ALORS*. Selon la stratégie du réglage adopté. Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables flou x_1 et x_2 qui forment les variables d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie x_r exprimée elle aussi comme la description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

$SI(x_1 \text{ est négatif grand } ET x_2 \text{ environ zéro})ALORS(x_r \text{ est négatif grand}),$ Où

$SI(x_1 \text{ est négatif grand } ET x_2 \text{ est positif moyen})ALORS(x_r \text{ est positif moyen}),$

Symboliquement il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

$$SI (x_1 \text{ est } NG \text{ } ET x_2 \text{ } EZ)ALORS x_r = NG$$

Où

$$SI (x_1 \text{ est } NG \text{ } ET x_2 \text{ } PM)ALORS x_r = PM$$

Ainsi de suite.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes [45-52] :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :** La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur «*ET*» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «*ALORS*», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «*OU*» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :** La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par «ALORS» est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.
- **Méthode d'inférence Somme-produit (méthode de Sugeno) :** L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

III.2.3.4 Defuzzification :

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 valeurs sont dénormalisées et appliquées 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 [45,53].

- **La technique du maximum :** Est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.
- **La technique de la moyenne pondérée :** Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.
- **La technique du centre de gravité :** Est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.11})$$

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

- **La technique des hauteurs pondérées :** Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^K(x)$ en x^{-K} et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$x = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_B^K(\bar{x}) x^{-K}}{\sum_{K=1}^M \mu_B^K(\bar{x})} \quad (\text{III.12})$$

Où x^{-K} dénote le centre de gravité de l'ensemble flou B^K 'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance. Elle n'utilise que le centre x^{-K} du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, et ceci sans tenir compte du fait que la fonction d'appartenance soit étroite ou large.

III.2.4 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [54] :

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus.
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas.

III.3 Commande par mode glissant flou :

L'approche de la commande par mode de glissement est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une «surface de glissement ». Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue gardée la trajectoire sur la surface, de tel sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [45-55]. L'inconvénient de la CMG est que le terme de commutation de commande produit un phénomène de chattering. Afin de le réduire, on le remplace par une structure floue.

Dans ce qui suit, les régulateurs de la puissance active et réactive sont substitués par un régulateur mode glissant-flou pour obtenir une régulation performante robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC) sont contenues dans la présente commande (FSMC), figure (III.6), proposée par l'équation suivante :

$$U_{FSMC} = U_{eq} + U_f \quad (III.13)$$

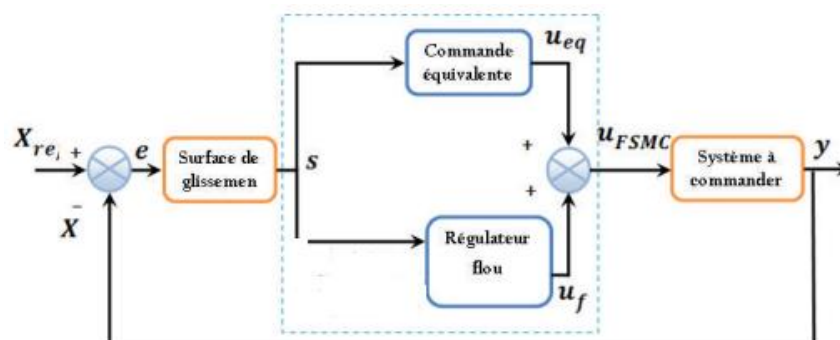


Figure (III.6) :Schéma de la commande hybride glissant-flou.

Où :

U_{eq} est la commande équivalente qui indique la notion de la trajectoire d'état sur le long de la surface de glissement.

U_f est la commande floue (attractive), est une constante, qui est établie pour satisfaire l'exigence de robustesse le développement mathématique de cette commande est donné dans le chapitre II.

III.3.1 Développement d'un régulateur flou :

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur flou RLF au sein d'une commande par mode glissant du GADA. Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est présenté par la figure (III.7) il est composé :

- Un facteur de normalisation K_i associé à l'erreur (e) et K_f associé à la variation de la commande Δu .
- Un bloc de fuzzification de l'erreur.
- Des règles de contrôle flou, décident des gains de contrôle k_i en fonction de l'état de fonctionnement actuel du système contrôlé.
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.

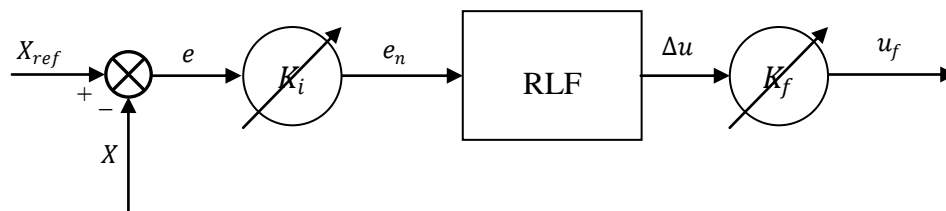


Figure (III.7) : Schéma synoptique d'un régulateur flou.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

e : L'erreur, elle est définie par :

$$e = X_{ref} - X \quad (III.14)$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$u_f = K_f \Delta u \quad (III.15)$$

Dans le schéma ci-dessus, nous notons il est important de bien choisir les valeurs du k_i et k_f . Un bon choix et avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [4].

Les fonctions d'appartenance pour l'entrée et le sortie, sont illustré respectivement sur les figures (III.8) et la figure (III.9).

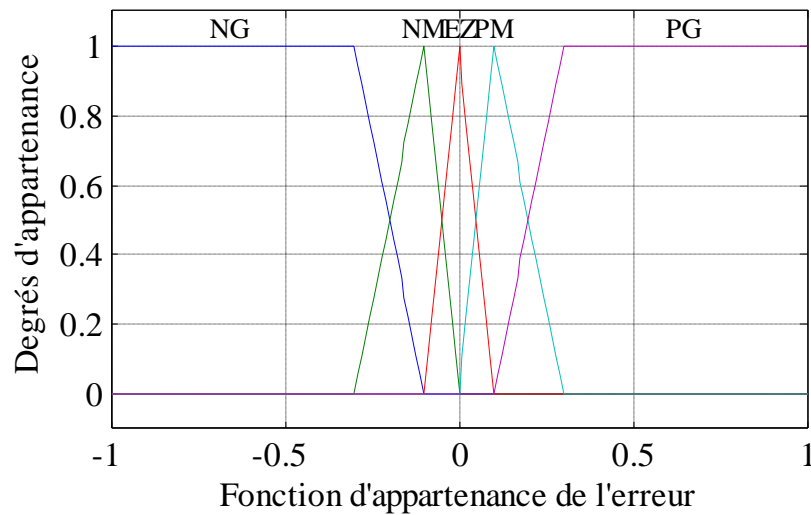


Figure (III.8) : Fonctions d'appartenance de l'erreur.

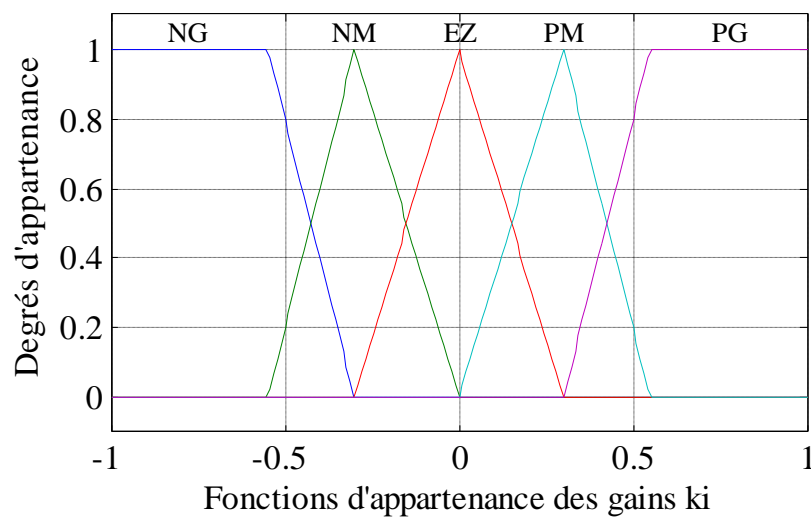


Figure (III.9) : Fonctions d'appartenance de la sortie k_i .

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [45]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec l'entrée. Les règles de commande proposée sont :

Entrée floue	NG	NM	EZ	PM	PG
Sortie floue	Très grand	grand	moyen	petit	très petit

Table (III.1) : La base des règles de CMGF.

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.

Les avantages de la proposition de la commande par mode glissant flou seront vérifiés par la simulation des résultats.

III.3.2 Structure d'une commande floue à la GADA :

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé.

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de la commande par mode de glissant présentée dans le chapitre précédent avec un changement des régulateurs SMC par des régulateurs flous de mêmes types (régulateur de type Mamdani à cinq classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenance. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles).

Le schéma bloc de la commande glissant-flou d'une GADA est illustré par la figure ci-dessous :

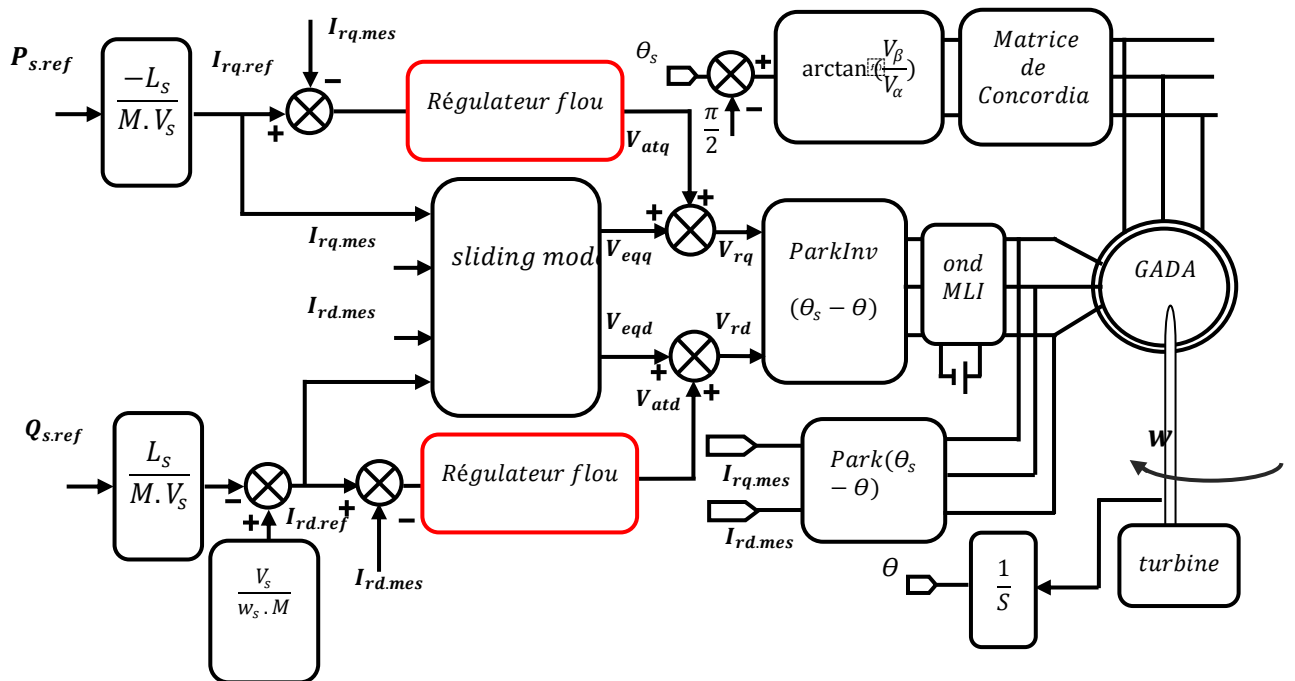


Figure (III.10) :Schéma bloc de la structure de la commande glissant-flou d'une GADA.

III.4 Résultats de simulation :

Durant toute la période de simulation de la commande par mode glissant-flou, la MADA est entraînée par une turbine éolienne étudiée au chapitre précédent. Les résultats sont obtenus pour les conditions similaires au chapitre précédent.

Les différents résultats de la simulation obtenue montrent l'amélioration des performances et la robustesse de cette commande. On remarque un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique active et réactive, le problème de chattering est diminué par rapport à la première commande.

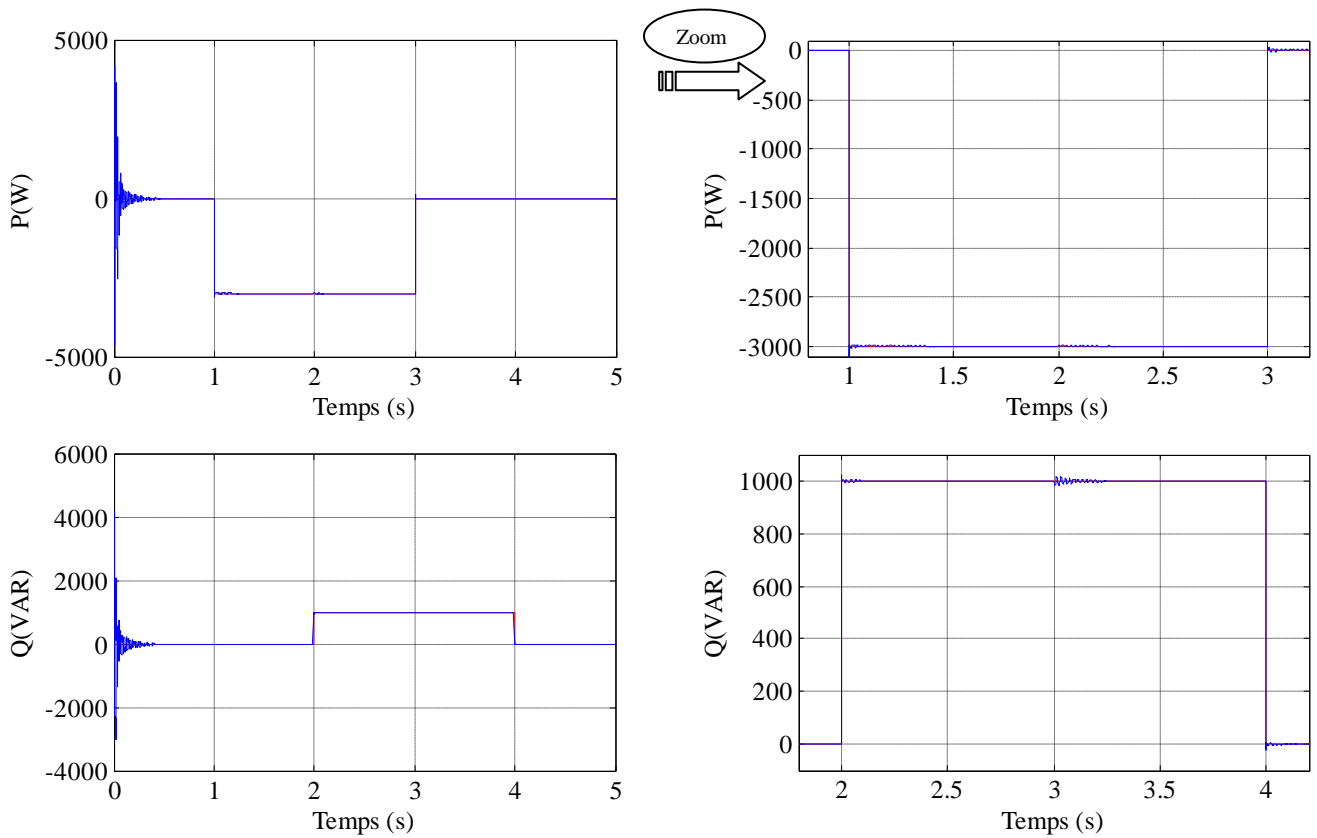


Figure (III.11) : Résultat de simulation de la commande hybride glissant-flou d'une GADA.

III.5 Conclusion :

Dans ce travail, nous nous sommes intéressé à la commande par la logique floue, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique; par la suite, nous avons présenté la structure de la commande floue composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification pour synthétiser une commande floue à sept fonctions d'appartenance pour le réglage indépendant des puissances générées.

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application de cette commande sur le système qu'il soit entraîné à vitesse fixe ou variable, avec ou sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les puissances active et réactive est toujours maintenu. Une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques est à signaler. De plus, une garantie d'utilisation de la MADA est assurée au vu des performances obtenues et affichées aux niveaux de la robustesse, de la fiabilité et de la stabilité.

Conclusion Générale

La consommation d'énergie électrique croissante dans le monde, la limitation et l'épuisement progressif des ressources fossiles (pétrole, gaz, charbon...) caractérisées des émissions du gaz carbonique produit lors de leurs combustions d'une part, et le risque des centrales nucléaires (les radiations d'uranium) avec une production de déchets radioactifs difficiles à traiter dans le cas du nucléaire d'autre part, sont des problèmes bien réels qui ont poussé les chercheurs à exploiter d'autres sources d'énergies durables et plus respectueuses de l'environnement. Ces moyens de substitutions dont on parle, sont bien sûr les « énergies renouvelables ».

Le travail ici présenté avait pour principal objectif de contrôler les puissances de la chaîne de conversion aéro-électrique à base d'une machine asynchrone à double alimentation.

En premier lieu, on a fait un rappel sur l'énergie éolienne et les systèmes utilisés pour produire cette énergie le principe de conversion a caractéristique aérodynamique, ainsi la modélisation des différents composants de ce système a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux. Les performances de ces deux dernières commandes ont été justifiées par la simulation, tout en garantissant une performance rapide, stable, sans des erreurs pour atteindre un rendement et une qualité élevée du système. On a appliqué deux techniques de commandes qui ont été détaillées dans le deuxième et troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau, on a commencé par la commande par mode glissant puis la commande par logique flou.

Dans le deuxième chapitre et afin de mieux commander la puissance active et réactive statorique de l'aérogénérateur asynchrone à double alimentation, on a appliqué la technique de la commande par mode glissant à la GADA, cette commande nous a donné de bons résultats (temps de réponse, dépassement) des puissances produites par la MADA. La commande par mode glissant garantit à l'utilisateur de la MADA une bonne robustesse et une fiabilité élevée, ainsi qu'une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissant-flou. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporté des améliorations remarquables par rapport a la commande par mode glissant. En générale, le régulateur par mode de glissant-flou offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet quasi-total de la perturbation.

Bibliographie

- [1] R.Rouabhi, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2016.
- [2] L.Zineb, O. kheira "Commande par mode glissant d'ordre supérieur d'une machine asynchrone à double alimentation intégrée dans un système éolien", Master (LMD) en électrotechnique, Université Dr. Tahar Moulay de Saïda .2017
- [3] DEHIRI redha, AICHAOUI Farouq "Commande par mode glissant et flou d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA): Application à l'énergie éolienne", Master Académique en automatisme, Université mohamedboudiaf, M'sila, 2017
- [4] A.Herizi, "Amélioration des performances de la commande non lineaire robuste d'un moteur asynchrone a double alimentation "MADA", Thèse Doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila 2021.
- [5] mohammadFarshadnia, Seyed Abbas Taher, "Current-based direct power control of a DFIG under unbalanced grid voltage". *Electr Power Energy and Syst*, Vol. 62, November 2014, pp.571–582.
- [6] Ahmed M. Kassem, Khaled M. Hasaneen , Ali M. Yousef , « Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid ». *Electr Power and Energy Syst* 44 (2013).pp: 375–382.
- [7] H.M. Hasanien & S.M. Muyeen, "Speed control of grid connected switched reluctance generator driven by variable speed wind turbine using adaptive neural network controller". *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 84, March 2012, pp. 206-213.
- [8] Z. Song, Kaibiao Sun, "Adaptive backstepping sliding mode control with fuzzy monitoring strategy for a kind of mechanical system". *ISA Transactions*, Vol. 53, Issue. 1, January 2014, pp. 125-133
- [9] NabanitaAdhikary, ChitralekhaMahanta, « Integral backstepping sliding mode control for underactuated systems: Swing-up and stabilization of the Cart–Pendulum System ». *ISA Transactions*, Vol. 52, 2013, pp. 870-880.
- [10] D. Aguglia, « Conception globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes ». Thèse doctorat, Université Laval Québec, 2010
- [11] <https://www.connaissancedesenergies.org/fiche-pedagogique/energie-eolienne>
- [12] N.Ghoul (réglage de puissances active et réactive de la génératrice asynchrone a double alimentation par des régulateurs pis)
- [13] H.Camblong, 'Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération électricité par des aérogénérateurs à vites se variable' These de doctorat. Ecole Nationale superieurs d'Artss et Méties, Centre de Bordaux,2003.
- [14] M. Lopez, « Contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée ». Thèsedoctorat, Université Paris Sud - Paris XI, 2008.
- [15] N. Zargari, By B. Wu, Y. Lang, and S. Kouro, « Power conversion and control of wind energy systems ». © 2011 the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Published 2011 by John Wiley & Sons, Inc.
- [16] N. Hamdi, « Amélioration des performances des aérogénérateurs ». Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Alger, Le 03/ 07/ 2013.
- [17] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ». Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 2006.
- [18] A. Abdelli, « Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive ». L'institut national polytechnique de Toulouse, 2007
- [19] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi, « Wind energyhandbook ».John Wiley& Sons 2001
- [20] G. ESPANA, « Étude expérimentale du sillage lointain des éoliennes à axe horizontal au moyen d'une modélisation simplifiée en couche limite atmosphérique ». Thèse de doctorat, Université D'orléans, 18 Décembre 2009
- [21] P. Monjean, « Optimisation de l'architecture et des flux énergétiques de centrales àénergies renouvelables offshore et on shore équipées de liaisons en continu ». Thèse de Doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers 2012.
- [22] V. Courtecuisse, "Supervision d'une centrale multi-sources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique". Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, le 20 novembre 2008
- [23] S. EL AIMANI, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension ». Thèse de doctorat, ÉcoleCentrale De Lille 2004.
- [24] L. Louze, « Production décentralisée de l'énergie électrique : Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée ». Thèse de doctoratD'universitémentouri - Constantine. 08/07/2010.
- [25] S. Abdeddaim, A. Betka, « Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine ». *Int J Electr Power Energy Syst* 2013; 49(01), pp.: 234–242
- [26] 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.
- [27] N. Khezami, « Commande multi-modèle optimale des éoliennes : Application à la participation des éoliennes au réglage de la fréquence ». Thèse de Doctorat, l'écolecentrale de Lille 2011

- [28] Y. EL TOUS, « Pitch angle control of variable speed wind turbine ». American J. of Engineering and Applied Sciences 1 (2), pp 118-120, 2008
- [29] N. Laverdure, « Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires ». Thèse doctorat, Institut National Polytechnique De Grenoble 2005
- [30] H. W. Van der Broeck, H.-C. Skudelny & G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [31] S. A. E. Ardjoun, M. Abid, A. Aissaoui & A. Tahour, "A robust sliding mode control applied to the double fed induction machine", IU-JEEE, vol. 12, no. 1, pp. 1445-1451, 2012.
- [32] R. Ouiguini, R. Bouzid & Y. Sellami, "Une commande robuste par mode glissant flou appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile non holonome", Conférence Internationale sur les Systemes de Télécommunications, d'Electronique Médicale et d'Automatique, Tlemcen, Algeria, 2003.
- [33] B. Dehiba, A. Meroufel, A. Bendaoud & M. B. Benabdellah, "Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation", ACTA Electrotechnica, vol. 48, no. 3, pp. 194-200, 2007
- [34] N. Hamdi, "Amélioration des performances des aérogénérateurs", Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2013
- [35] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed & K. Ghedamsi, "Sliding mode control of a dual stator induction generator for wind energy conversion systems", Electrical Power and Energy Systems, vol. 42, no. 1, pp. 60-70, 2012.
- [36] J. J. E. Slotine & W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [37] F. Hachicha, L. Krichen, « Performance Analysis Of A Wind Energy Conversion System Based On A DFIG ». 8th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. 2011 IEEE.
- [38] K. Ouari a, T. Rekioua a,* , M. Ouhrouche b, « Real time simulation of nonlinear generalized predictive control for wind energy conversion system with nonlinear observer ». ISA Transactions, Vol. 53, 2014, pp. 76-84.
- [39] K. Ghedamsi, E.M. Berkouk, « Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system ». Renewable Energy, Vol 33, Issue 9, Elsevier (2008), pp 2145-2156.
- [40] M. S. Vicatos & A. J. Tegopoulos, "A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 2, pp. 225-230, 2003.
- [41] L. Holdsworth, X. G. Wu, J. B. Ekanayake & N. Jenkins, "Comparison of fixed speed and doubly fed induction wind turbines during power system disturbances", IEE Proc. - Generation, Transmission and Distribution, vol. 150, no. 3, pp. 343-352, 2003.
- [42] F. Poitiers, "Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne: machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [43] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 2nd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 1996.
- [44] A. Chaiba, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2010.
- [45] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 3rd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2001.
- [46] M. Bodson & J. Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motor", International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 8, no. 11, pp. 923-954, 1998.
- [47] M. Pinard, "La commande électronique des machines", Dunod, Paris, 2013.
- [48] J. Pyrhonen, V. Hrabovcova & R. S. Semken, "Electrical machine drives control: an introduction", First edition, John Wiley & Sons Ltd, 2016.
- [49] S. K. El khil, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2006.
- [50] A. M. Trzynadlowski, "The field orientation principle in control of induction motors", Springer Science+Business Media, New York, 1994.
- [51] N. P. Quang & J. A. Dittrich, "Vector control of three-phase AC machines: system development in the practice", Second edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2015.
- [52] R. Marino, S. Peresada & P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 2, pp. 208-221, 1993.
- [53] S. Li, X. Yu, L. Fridman, Z. Man & X. Wang, "Advances in variable structure systems and sliding mode control: theory and applications", Springer International Publishing AG, 2018.
- [54] S. Chaouch, A. Herizi, H. Serrai & M. Nait said, "Lyapunov and Backstepping Control Design of induction Motor System", 4th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SDD 07), Hammamet, Tunisie, 2007.
- [55] M. Krstic, I. Kanellakplis & P.V. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design", John Wiley & Sons, Inc., 1995.

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme Master Académique en ELECTROMECHANIQUE

Thème:

Commande par mode glissant-flou d'une génératrice asynchrone à double alimentation

Par: GHOU Nacer

Résumé:

L'efficacité d'une éolienne dépend principalement de la puissance du vent, de la courbe de puissance de l'éolienne et de la capacité du générateur à répondre aux fluctuations du vent. Cet travail propose donc une stratégie pour un contrôle robuste du système éolien basé sur une machine à induction à double alimentation avec double alimentation entraînée par une turbine à pas variable des pales et commandée à travers les variables du rotor par deux convertisseurs bidirectionnels.

Les puissances active et réactive, qui pourraient être générées par le biais du DFIM, peuvent être découplées par l'orientation du flux statorique. La commande proposée est mixte entre commande à modes glissants et logique floue, cette approche est puissante aux incertitudes de modélisation du générateur et de l'éolienne et permet d'acquérir une performance excessive et une qualité de production ultime sur ce domaine. Enfin, les performances du système ont été testées en termes de suivi d'instructions et de robustesse vis-à-vis des variations de paramètres du DFIM.

Mots clés:

Générateur à induction à double alimentation, énergie éolienne, convertisseur bidirectionnel, contrôle de mode glissant, logique floue.

Abstract:

The efficiency of a wind turbine depends primarily on the power of the wind, the power curve of the turbine and the ability of the generator to respond to fluctuations in the wind. This work, therefore proposes a strategy for a robust control of the wind power system based on a doubly-fed induction machine with double power supply driven by a variable-pitch turbine of the blades and controlled through the rotor variables by two bidirectional converters.

The active and reactive powers, which might be generated through the DFIM, can be decoupled through the orientation of the stator flux. The proposed control is mixed among the sliding mode control and fuzzy logic, this approach is powerful to the modelling uncertainties of the generator and the wind generator and permits acquiring a excessive performance and an ultimate quality of production on this field. Finally, the performance of the system was tested in terms of follow-up of instructions and the robustness with respect to the parameter variations of the DFIM.

Keywords:

doubly fed induction generator, wind power, bidirectional converter, sliding mode control, fuzzy logic.

ملخص:

تعتمد كفاءة توربينات الرياح بشكل أساسي على قوة الرياح ومنحنى طاقة التوربين وقدرته المولد على الاستجابة لتقلبات الرياح. يقترح هذا العمل إستراتيجية للتحكم القوي في نظام طاقة الرياح على أساس آلة الحث ذات التغذية المزدوجة مع مصدر طاقة مزدوج مدفوع بواسطة توربين متغير من الشفرات ويتم التحكم فيه من خلال متغيرات الدوار بواسطة محولين ثنائي الاتجاه. يمكن فصل القوى النشطة والمتفاعلة، والتي يمكن إنشاؤها من خلال DFIM، من خلال اتجاه تدفق الجزء الثابت. يتم خلط عنصر التحكم المقترح بين التحكم في الوضع المنزلق والمنطق الضبابي، وهذا النهج قوي لنمذجة عدم اليقين في المولد ومولد الرياح ويسمح بالحصول على أداء مفرط وجوده نهائية للإنتاج في هذا المجال. أخيرًا، تم اختبار أداء النظام من حيث متابعة التعليمات والمتانة فيما يتعلق بتغيرات المعلمات لـ DFIM.

الكلمات المفتاحية:

المولد التعريفي ذو التغذية المزدوجة، طاقة الرياح، المحول ثنائي الاتجاه، التحكم في الوضع المنزلق، المنطق الضبابي.