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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA



FACULTE DE SCIENCE ET TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

FILIERE: AUTOMATIQUE

OPTION: AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

Mémoire Présenté pour L'obtention
Du Diplôme de Master Académique

Par: *OULHA IBRAHIM*

CHELIHI NARIMANE

Intitulé

***COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING FLOUE TYPE 1 ET TYPE 2
D'UN SYSTÈME DE CONVERSION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE BASÉ SUR
UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATIONS(MADA)***

Soutenu devant le jury composé de:

Sabir MESSALTI	Pr	Président
Riyadh ROUABHI	MCA	Encadreur
Abdelghafour HERIZI	MCA	Co-Encadreur
Faysal OUAGHNI	MCA	Examineur

Année universitaire : 2022/2023

Remerciement

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas été possible sans l'aide et l'encadrement de Mr Rouabhi Riyadh, nous le remercions pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité lors de notre préparation de cette

- *thèse*

Adresse également mes sincères remerciements aux membres des jurys

- *pour avoir bien voulu examiner et juger ce travail*

Nous tenons également à remercier tous les membres de notre famille,

- *nos frères et nos chères sœurs*

Enfin, nous voudrions exprimer notre gratitude à tous nos amis et collègues pour le soutien apporté.

اهداء

أهدي عملي المتواضع هذا إلى من كانا سببا في وجودي، ... إلى من قرن
الله تعالى الاحسان إليهما بتوحيده،... وجعل طاعتهما من طاعته، ... إلى
من تعبنا من أجل نجاحي وسعادتي،... وخاصة إلى القلب الطيب وأعلى
إنسان في الوجود أبي الحبيب رحمه الله الذي كان سببا في نجاحي وهو من
علمني معنى الحياة ولم يبخل علي بما يملك وكان لي سندا وعونا طيلة
حياتي،... و إلى من حملتني تسعة أشهر في بطنها وعشت الطفولة في
حضانها،... إلى من لو بقيت الدهر كله أعد محاسنها ما وفيتها حقها، ...
بهجة البيت وبسمة الحياة ومصدر الحب و الافراح أمي الغالية
حفضك الله لنا ،

إلى جميع إخوتي العزاء و سندي و الى جميع العائلة الفاضلة وجميع .
الاصدقاء .

IBRAHIM

اهداء

اهدي تحياتي الى امي حبيبتي التي لطالما كانت سندي طول مسيرتي
الدراسية احبك امي واشكركي جزاء الشكر فلولاك لما وصلت الى ما انا
عليه الان ادامك وحفظك الله لنا واطال عمرك ورزقك بالصحو والعافية، ولا
انسى ابي كتفي وظهري و نور حياتي الذي يسعى من اجلنا ومن اجل
راحتنا جعلك الله تاجا فوق رؤوسنا.
واخوتي اكرم ورؤوف ادعو الله ان يبقيكم بجانبني فانتهم الطمانينة و السند
واخوتي اميرة ومنيرة ومنى حبيباتي ورفيقات دربي انتم الدنيا
باكملها، احبكم يا اجمل عائلة.

NARIMANE

REMERCIEMENT.....	I
DEDICACES.....	II
SOMMAIRE.....	IV
LIST DE FIGURES.....	VIII
LISTE DES TABLEAUX	IX
LIST DES SYMBOLES.....	X
INTRODUCTION GENERALE.....	VIII
CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DE LA MACHINES ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)	
I.1 INTRODUCTION.....	2
I.2 GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA).....	2
I.2.1 Définition	2
I.2.2 Histoire de MADA	3
I.2.3 Structure de la MADA	1
I.2.4 Mode de fonctionnement de la MADA	3
I.2.5 Les avantages et les inconvénients de la MADA	6
I.2.5.1 Les avantages et de la MADA.....	6
I.2.5.2 Les inconvénients de la MADA	7
I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA).....	7
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	7
I.3.2 Equations mathématiques de la MADA	8
I.3.2.1 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (a,b,c)	8
I.3.2.1.1 Equations électriques.....	9
I.3.2.1.2 Equations magnétiques.....	10
I.3.2.1.3 Equations mécanique.....	11
I.3.2.2 Transformation de Park	12
I.3.2.3 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (d, q)	13
I.3.2.3.1 Equation électrique	14
I.3.2.3.2 Equations magnétiques.....	15
I.3.2.3.3 Equations mécaniques	17
I.3.2.4 Choix de repère de référence de PARK	17
I.3.2.5 Modèle d'état de la MADA.....	18
I.4 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE NOTRE MACHINE	21
I.4.1 Modélisation du convertisseur coté machine (onduleur).....	21
I.4.2 Modélisation du filtre	23
I.4.3 Modélisation du convertisseur coté réseaux (Redresseur).....	25
5.I CONCLUSION	27

CHAPITRE II :L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES DEVELOPPEES

II.1	INTRODUCTION.....	30
II.2	COMMANDE PAR BACKSTEPPING DES PUISSANCES ACTIVE ET	30
II.2.1	Définition	30
II.2.2	Domaines d'application.....	30
II.2.3	Importance pour les machines à induction à double alimentation.....	30
II.2.4	Principe de la commande par Backstepping.....	30
II.2.4.1	Algorithme de bas	30
II.2.4.2	Cas des systèmes d'ordre N	34
II.3	COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING FLOUE TYPE 1 DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	35
II.3.1	L'adaptation des gains de réglages par des régulateurs floues type 1.....	35
II.3.2	Notions fondamentales de la logique floue type 1.....	36
II.3.2.1	Variables linguistiques et ensembles flous	36
II.3.2.2	Fonctions d'appartenance.....	36
II.3.2.3	Propriétés des ensembles flous.....	38
II.3.2.4	Operateurs de la logique floue	38
II.3.2.5	Règles floues	38
II.3.3	Structure d'un régulateur floue.....	39
II.3.3.1	Fuzzification.....	39
II.3.3.2	Base de règles.....	39
II.3.3.3	Mécanisme d'inférence floue.....	39
II.3.3.4	Défuzzification.....	39
II.4	COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING FLOUE TYPE 2 DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE	40
II.4.1	L'adaptation des gains de réglages par des régulateurs floues type 2.....	40
II.4.2	Notions fondamentales de la logique floue type.....	40
II.4.2.1	Représentation d'un ensemble floue type 2	40
II.4.2.2	Définitions.....	41
II.4.3	La structure d'un contrôleur floue type 2.....	44
II.4.3.1	Fuzzification.....	44
II.4.3.2	Mécanisme d'inférence.....	44
II.4.3.3	Réduction de type	45
II.4.3.4	Défuzzification.....	45
II.5	CONCLUSION	46

CHAPITRE III :L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPE

III.1 INTRODUCTION48

III.2 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING48

 III.2.1 Synthèse de la loi de commande48

 III.2.2 Structure de la commande par backstepping50

 III.2.3 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe52

 III.2.4 Interprétation des résultats.....54

III.3 APPLICATION DE LA COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING FLOUE TYPE154

 III.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisé.....54

 III.3.2 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe55

 III.3.3 Interprétation des résultats.....57

III.4 APPLICATION DE LA COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING FLOUE TYPE257

 III.4.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisé.....57

 III.4.2 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fix.....59

 III.4.3 Interprétation des résultats.....60

III.5 CONCLUSION60

**CHAPITRE IV :ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDE
DEVELOPPEES**

IV.1 INTRODUCTION63

IV.2 LES DIFFERENTES COMPARAISONS UTILISEES ENTRE LES TECHNIQUES PROPOSEES63

IV.3 COMPARAISON QUALITATIVE.....63

 IV.3.1 Résultats de simulation numérique.....64

 IV.3.2 Interprétation des résultats.....65

IV.4 COMPARAISON QUANTITATIVE65

 IV.4.1 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe66

 IV.4.2 Interprétation des résultats.....66

IV.5 COMPARAISON ROBUSTESSE66

 IV.5.1 Model d'état pour appliquer le test robustesse67

 IV.5.2 Résultats de simulation qualitativement67

 IV.5.3 Interprétation des résultats.....69

 IV.5.4 Résultats de simulation quantitativement69

 IV.5.5 Interprétation des résultats.....70

IV.6 CONCLUSION70

CONCLUSION GENERALE74

BIBLIOGRAPHIE.....75

ANNEXE.....80

List des figures

FIGURE I.1 : MADA STRICTION	3
FIGURE I.2 : MADA FONCTIONNEMENT	6
FIGURE I.3: REPRESENTASION (A,B,C) DE MADA.....	9
FIGURE I.4 : TRANSFORMATION DE PARK.....	13
FIGURE I.5 : SCHEMA SYNOPTIQUE PROPOSE POUR L'ALIMENTATION DE LA MADA.	21
FIGURE I.6 : FILTRE RLC PASSE-BAS	24
FIGURE I.7 : REPRESENTATION DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES.	25
FIGURE I.8 : REPRESENTATION DE LA TENSION REDRESSEE.	27
FIGURE II.1 : REPRESENTATION DE LA FONCTION TRIANGULAIRE.	37
FIGURE II.2 : REPRESENTATION DE LA FONCTION TRAPEZOÏDALE.	37
FIGURE II.3 : REPRESENTATION DE LA FONCTION GAUSSIENNE.....	38
FIGURE II.4 : FOURNIT UNE REPRESENTATION SCHEMATIQUE DES QUANTITES FLOUES EXPLIQUEES.	42
FIGURE II.5 : FOURNIT UNE REPRESENTATION SCHEMATIQUE DES ENSEMBLES FLOUS DE TYPE 2 INTERVALLES. (A) APPARTENANCE PRIMAIRE. (B) APPARTENANCE SECONDAIRE... ..	43
FIGURE III.1 : SCHÉMA BLOC DE LA STRUCTURE DE COMMAND PAR BACKSTEPPING	50
FIGURE III.2 : PUISSANCE ACTIVE AVEC ZOOM	53
FIGURE III.3 : PUISSANCE REACTIVE AVEC ZOOM	53
FIGURE III.4 : STRUCTURE DE BASE D'UN CONTRÔLEUR FLOU TYPE 1.....	54
FIGURE III.5 : LES FONCTIONS D'APPARTENANCE POUR (E), (ΔE) ET (ΔU)	55
FIGURE III.6 : PUISSANCE ACTIVE	56
FIGURE III.7 : PUISSANCE REACTIVE.....	56
FIGURE III.8 : STRUCTURE DU CONTRÔLEUR FLOU TYPE-2.	58
FIGURE III.9 : LES FONCTIONS D'APPARTENANCE POUR (E), (ΔE) ET (ΔU)	58
FIGURE III.10 : PUISSANCE ACTIVE	59
FIGURE III.11: PUISSANCE RÉACTIVE	60
FIGURE IV.1 : PUISSANCE ACTIVE PRODUITE POUR LES TROIS COMMANDES AVEC UN ZOOM	64
FIGURE IV.2 : PUISSANCE REACTIVE PRODUITE POUR LES TROIS COMMANDES AVEC UN ZOOM	65
FIGURE IV.3 : PUISSANCE ACTIVE PRODUITE POUR LES TROIS COMMANDES AVEC UN ZOOM (VARIATION INTERNE).	68
FIGURE IV.4: PUISSANCE REACTIVE PRODUITE POUR LES TROIS COMMANDES AVEC UN ZOOM (VARIATION INTERNE).	68

List des tableaux

TABLE III-1 : TABLE DES RÈGLES DE DÉCISION POUR LE CONTRÔLEUR FLOU TYPE1	55
TABLE III-2 : TABLE DES RÈGLES DE DÉCISION POUR LE CONTRÔLEUR FLOU TYPE2	58
TABLE IV-1 : ÉTUDE COMPARATIVE DES COMMANDES DÉVELOPPÉES POUR LE SYSTÈME CONSIDÉRÉ.	66
TABLE IV-2 : ÉTUDE COMPARATIVE DES COMMANDES DÉVELOPPÉES	70

List des symboles

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

List des symboles

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

Introduction générale

Ces dernières années, la préoccupation mondiale croissante pour les sources d'énergie durables et la réduction de la dépendance aux combustibles fossiles a conduit à un intérêt accru pour les technologies énergétiques renouvelables, et plus particulièrement, l'énergie éolienne qui est l'un des secteurs les plus prometteurs et en évolution rapide. L'utilisation de l'énergie éolienne comme source d'énergie propre et abondante a fait l'objet de nombreux efforts de recherche et de développement à travers le monde.

Parmi les différentes technologies utilisées pour la conversion de l'énergie éolienne, les génératrices asynchrones à double alimentation (GADA) se sont imposées comme un choix populaire en raison de leurs nombreux avantages, notamment une haute efficacité, un fonctionnement à vitesse variable et de meilleures capacités d'intégration au réseau. Les GADA sont largement utilisées dans les éoliennes modernes car elles permettent de capturer efficacement l'énergie éolienne et offrent un meilleur contrôle de la qualité de l'énergie et de la stabilité du réseau.[ROUA 15']

Cependant, malgré leurs nombreux avantages, les systèmes de conversion d'énergie éolienne basés sur les GADA sont confrontés à des défis liés aux stratégies de contrôle, en particulier dans les scénarios où le système fonctionne dans des conditions de vent variables et est soumis à des perturbations. Pour relever ces défis, des techniques de contrôle avancées ont été étudiées afin d'améliorer les performances et la stabilité des systèmes GADA.

Une stratégie de contrôle qui a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années est le contrôle hybride, qui combine les avantages de plusieurs techniques de contrôle pour obtenir une meilleure réponse du système et une meilleure robustesse. Dans ce contexte, le contrôle hybride associe les principes du contrôle par backstepping et du contrôle logique flou pour améliorer les performances des systèmes de conversion d'énergie éolienne basés sur les GADA [ROU 15].

Le contrôle par backstepping est une technique de contrôle non linéaire bien établie qui a été largement appliquée à divers systèmes. Elle est particulièrement adaptée aux systèmes dont les dynamiques et les incertitudes sont connues, car elle permet de concevoir des lois de contrôle qui régulent efficacement le comportement du système. Le contrôle par backstepping divise le système en sous-systèmes interconnectés et conçoit des lois de contrôle pour chaque sous-système, conduisant finalement à la stabilisation de l'ensemble du système.

Introduction générale

D'autre part, le contrôle logique flou (CLF) est une technique de contrôle basée sur des règles qui permet de gérer efficacement les incertitudes et les non-linéarités. Le CLF utilise des variables linguistiques et des règles floues pour approximer les processus de prise de décision semblables à ceux des êtres humains, permettant ainsi un contrôle adaptatif et robuste. En combinant les points forts du contrôle par backstepping et du contrôle logique flou, une stratégie de contrôle hybride peut fournir des performances améliorées, une meilleure robustesse et une meilleure adaptabilité aux systèmes de conversion d'énergie éolienne.[MAR 21]

Notre objectif est d'introduire un système de contrôle de l'énergie éolienne basé sur une technologie hybride entre le backstepping et la logique floue du premier et du second type.

Ce travail contient quatre sections et chapitres qui traitent des points les plus importants du travail.

Dans le premier chapitre, nous donnerons un aperçu du système et de ses composants, en particulier la machine MADA, où nous allons la modéliser et extraire les différentes équations que MADA représente, en plus de l'aspect conversion.

Dans le deuxième chapitre, nous parlerons du système de contrôle, où nous définirons et expliquerons les trois techniques séparément, avant de parler d'hybridation avec elles.

Dans le quatrième chapitre, nous appliquerons le système de contrôle hybride et le simulerons sur le programme MATLAB pour obtenir les résultats requis.

Enfin, au chapitre 4, nous comparons les résultats pour nous assurer que le système de contrôle hybride est efficace et applicable en fournissant de bons résultats par rapport aux autres technologies.

**Chapitre I : ETAT DE L'ART ET LA
MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE
ALIMENTATION (MADA).**

I.1 Introduction

L'utilisation croissant des machine asynchrone à double alimentation (MADA) soit comme moteur dans l'industrie ou soit comme génératrice dans les stations de production d'énergie électrique poussé les chercheurs ver l'étude et la commande de cette machine, et pour faciliter ces derniers sur la MADA, on utilise la modélisation mathématique car il est étape essentielle pour comprendre tous les phénomènes qui se produisent durant son fonctionnement

Dans ce chapitre, notre objectif est de présenter l'état de l'art de la MADA (son définition, son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, la modélisation de notre machine qu'est choisir comme génératrice dans notre système et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveaux avec un redresseur non commandé) sera donné.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone a doublé alimentation (MADA).

I.2.1 Définition

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est une configuration spécifique d'une machine asynchrone, également connue sous le nom de moteur asynchrone, qui est utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie électrique. La MADA se distingue des moteurs asynchrones conventionnels par la présence de deux circuits d'alimentation électrique distincts, l'un pour le stator et l'autre pour le rotor.[MUL 03]

Dans une MADA, le stator est alimenté par le réseau électrique principal, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur de puissance. Cette configuration permet à la machine d'avoir un contrôle indépendant du stator et du rotor, ce qui offre des avantages significatifs en termes de contrôle de la vitesse, de la puissance réactive et de l'amélioration de l'efficacité globale du système.

La puissance électrique est transférée entre le stator et le rotor par le biais de deux chemins: le flux de puissance actif (puissance active) est transmis par le stator vers le rotor, tandis que le flux de puissance réactif (puissance réactive) est échangé entre le stator et le rotor. Cela permet une régulation plus précise de la vitesse et une meilleure gestion de la puissance réactive, ce qui rend la MADA adaptée à des applications nécessitant un contrôle avancé, telles que les systèmes de conversion d'énergie éolienne et les véhicules électriques.

Les machines asynchrones à double alimentation sont couramment utilisées dans les éoliennes à vitesse variable, où elles permettent d'optimiser la capture de l'énergie éolienne sur une large plage de vitesses du vent. De plus, leur capacité à fournir des caractéristiques de démarrage améliorées et à réguler la puissance réactive les rend attrayantes pour les systèmes de génération d'énergie renouvelable connectés au réseau électrique.[DAT 15][ROU 14]

I.2.2 Histoire de MADA

La machine à induction à double alimentation (MADA) a une histoire riche qui s'étend sur plusieurs décennies. Voici un bref aperçu de son évolution historique [KOT 10]:

19e siècle : Les principes fondamentaux des machines à induction ont été établis par des pionniers comme Nikola Tesla, Michael Faraday et Galileo Ferraris. Leur travail a jeté les bases du développement du MADA.

Début du 20e siècle : Le concept d'entraînements à vitesse variable utilisant des machines à induction à rotor bobiné a été exploré. Cependant, les limitations de ces machines, telles que le besoin de résistances externes dans le circuit du rotor, ont entravé leur utilisation généralisée.

Années 1960 : L'idée d'utiliser un convertisseur électronique de puissance partielle dans le circuit du rotor d'une machine à induction est proposée, conduisant à la naissance du MADA. L'introduction de l'électronique de puissance a permis un contrôle efficace des courants du rotor, permettant un fonctionnement à vitesse variable et des performances améliorées.

Années 1970 : Les efforts de recherche et développement se sont concentrés sur l'optimisation des stratégies de contrôle des MADA. Diverses techniques de contrôle, telles que le contrôle vectoriel et le contrôle orienté champ, ont été étudiées pour améliorer les performances et l'efficacité de la machine.

Années 1980-1990 : les MADA ont trouvé des applications dans diverses industries, notamment la production d'énergie éolienne et les entraînements industriels. La capacité de contrôler indépendamment les courants du rotor et d'ajuster la vitesse de la machine a rendu les MADA bien adaptés aux applications à vitesse variable.

Années 2000 à aujourd'hui : les progrès continus de l'électronique de puissance et des algorithmes de contrôle ont encore amélioré les performances et les capacités des MADA. Ces machines sont maintenant largement utilisées dans les systèmes d'énergie renouvelable, tels que les éoliennes, ainsi que dans d'autres applications industrielles et de transport.

I.2.3 Structure de la MADA

La machine à induction à double alimentation (MADA), également connue sous le nom de machine à induction à rotor bobiné (WRIM), est un type de machine électrique largement utilisé dans diverses applications, en particulier dans le domaine des énergies renouvelables, telles que la production d'énergie éolienne. Voici un bref aperçu de la construction du MADA[BLA 918] :

Stator : le stator est la partie fixe du MADA et se compose d'un noyau laminé avec des fentes pour accueillir les enroulements du stator. Les enroulements du stator sont généralement connectés à une alimentation en courant alternatif triphasé.

Etat de l'art et la modélisation de la machine asynchrone a double alimentation

Rotor : Le rotor est la partie tournante du MADA et est également constitué d'un noyau laminé. Il contient deux ensembles d'enroulements : les enroulements côté stator et les enroulements côté rotor. Les enroulements du rotor sont généralement connectés à un convertisseur électronique de puissance externe.

Enroulements du stator : les enroulements du stator sont placés dans les fentes du noyau du stator et sont généralement connectés dans un arrangement triphasé. Lorsqu'ils sont alimentés par une alimentation en courant alternatif, ils créent un champ magnétique tournant dans l'entrefer.

Enroulement du rotor : les enroulements du rotor sont constitués de deux ensembles d'enroulements : les enroulements côté stator et les enroulements côté rotor. Les enroulements côté stator sont connectés aux enroulements du stator par des bagues collectrices et des balais, permettant l'échange de puissance entre le rotor et le stator. Les enroulements côté rotor sont connectés à un convertisseur électronique de puissance externe, qui permet de contrôler les courants du rotor.

Bagues collectrices et balais : les bagues collectrices et les balais fournissent des connexions électriques aux enroulements côté rotor, permettant l'échange de puissance électrique et de signaux de commande entre le rotor et le convertisseur externe.

Roulements et structure mécanique : Le MADA comprend des roulements pour supporter l'arbre du rotor et assurer une rotation en douceur. La structure mécanique fournit le logement et la protection nécessaires pour le stator, le rotor et d'autres composants.

La construction du MADA permet un fonctionnement et un contrôle à vitesse variable, ce qui le rend adapté aux applications nécessitant un contrôle précis de la vitesse et du couple, telles

Etat de l'art et la modélisation de la machine asynchrone a double alimentation

que les éoliennes. L'échange de puissance entre le rotor et le stator à travers les enroulements du rotor permet d'améliorer les performances et la flexibilité dans diverses conditions de fonctionnement.

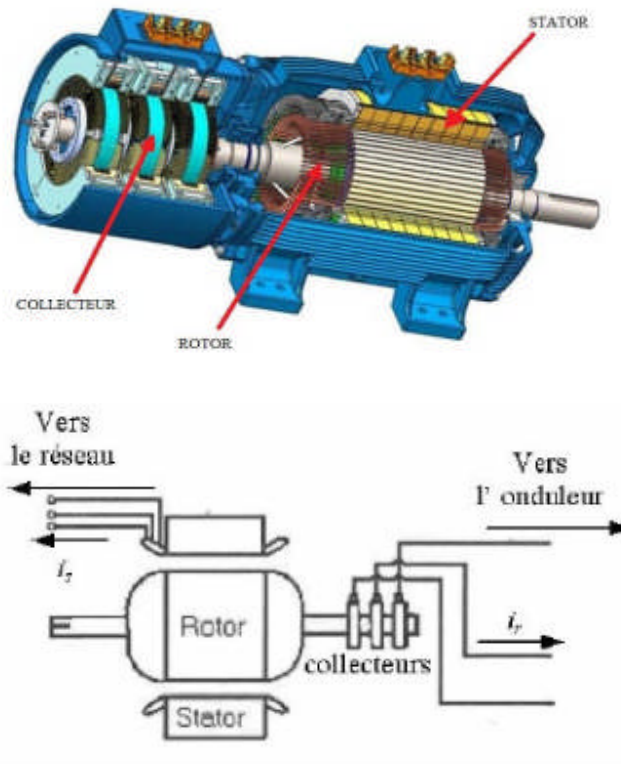


Figure I.1 : MADA striction

I.2.4 Mode de fonctionnement de la MADA

La machine à induction à double alimentation (MADA) fonctionne selon deux modes distincts : le mode générateur et le mode moteur. Voici un aperçu du mode de fonctionnement du MADA :

Mode générateur[GIE 08] : En mode générateur, le MADA convertit la puissance mécanique en puissance électrique. Ce mode est couramment utilisé dans des applications telles que les éoliennes, où l'énergie de rotation du vent est exploitée pour générer de l'électricité. Le fonctionnement du MADA en mode générateur peut se résumer comme suit :

- Entrée d'énergie mécanique : le rotor MADA est entraîné par une source d'énergie mécanique externe, telle que l'énergie éolienne, l'énergie hydraulique ou tout autre moteur principal. L'apport de puissance mécanique fait tourner le rotor.
- Conversion de puissance côté rotor : Les enroulements côté rotor du MADA sont connectés à un convertisseur électronique de puissance externe. Le convertisseur contrôle l'échange de puissance électrique entre le rotor et le réseau. Lorsque le rotor tourne, le convertisseur électronique de puissance facilite la conversion de l'énergie cinétique du rotor en énergie électrique, qui est réinjectée dans le réseau électrique.
- Fonctionnement du stator : les enroulements du stator du MADA sont connectés au réseau électrique. Les enroulements du stator créent un champ magnétique tournant, qui interagit avec le champ magnétique du rotor. Cette interaction induit des tensions dans les enroulements du stator et permet le transfert de puissance électrique vers le réseau.
- Régulation de puissance : Le convertisseur électronique de puissance côté rotor contrôle le flux de puissance entre le rotor et le réseau. En ajustant les paramètres du convertisseur, tels que le courant et la tension du rotor, la puissance de sortie du MADA peut être réglée en fonction des exigences du réseau.

Mode moteur[MUL 03] : En mode moteur, le MADA convertit la puissance électrique en puissance mécanique pour entraîner une charge. Ce mode est couramment utilisé dans diverses applications industrielles qui nécessitent un contrôle à vitesse variable. Le fonctionnement du MADA en mode moteur peut se résumer comme suit :

- Entrée d'alimentation électrique : les enroulements du stator du MADA sont connectés à une alimentation électrique, généralement une source CA triphasée. L'alimentation fournit de l'énergie électrique aux enroulements du stator.
 - Conversion de puissance côté stator : les enroulements côté stator créent un champ magnétique tournant lorsqu'ils sont alimentés par l'alimentation électrique. Ce champ magnétique tournant interagit avec le champ magnétique du rotor, provoquant la
-

- rotation du rotor. La conversion de puissance électrique en énergie mécanique se produit dans les enroulements du stator.
 - Fonctionnement du rotor : les enroulements du rotor sont excités par le champ magnétique induit par les enroulements du stator. L'interaction entre les champs magnétiques du stator et du rotor produit un couple qui entraîne le rotor et la charge mécanique connectée.
 - Contrôle de la vitesse et du couple : Le mode moteur du MADA permet un contrôle précis de la vitesse et du couple. En ajustant la puissance électrique fournie aux enroulements du stator et en contrôlant le courant et la tension du rotor à l'aide du convertisseur électronique de puissance, la vitesse et le couple du MADA peuvent être réglés pour répondre aux exigences de l'application spécifique.

Chaque mode a deux modes possibles :

Mode hypersynchrone : Dans ce mode, la vitesse du rotor du MADA est supérieure à la vitesse synchrone du réseau électrique. En tant que générateur, il renvoie de l'énergie au réseau et en tant que moteur, il fonctionne à une vitesse supérieure à la vitesse synchrone, aidant le moteur principal à fournir une puissance mécanique supplémentaire.

Mode hyposynchrone : Dans ce mode, la vitesse du rotor du MADA est inférieure à la vitesse synchrone du réseau électrique. En tant que générateur, il tire son énergie du réseau et en tant que moteur, il fonctionne à une vitesse inférieure à la vitesse synchrone, absorbant la puissance mécanique et aidant au contrôle de la charge.

La capacité du MADA à fonctionner à la fois en mode générateur et en mode moteur, associée à sa flexibilité de contrôle, le rend adapté à une large gamme d'applications, y compris les systèmes de conversion d'énergie éolienne, les entraînements industriels et les véhicules électriques hybrides.

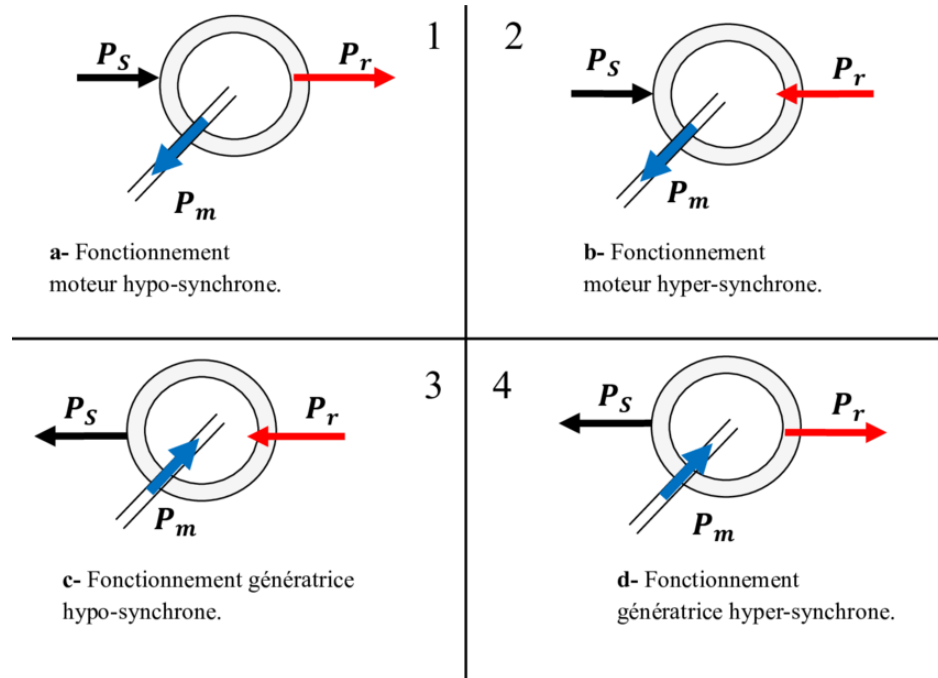


Figure I.2 : MADA fonctionnement

I.2.5 Les avantages et les inconvénients de la MADA

Comme toute machine, il y a des avantages et des inconvénients à l'utiliser. Parmi les avantages et les inconvénients les plus importants de l'utilisation de la MADA[MOH 02]:

I.2.5.1 Les avantages et de la MADA

- Fonctionnement à vitesse variable : Le MADA permet un fonctionnement à vitesse variable efficace, permettant un meilleur contrôle et une meilleure adaptation de la sortie de la machine aux différentes exigences de charge.
- Efficacité énergétique améliorée : en utilisant un convertisseur électronique de puissance partielle, le MADA peut optimiser le flux d'énergie entre le rotor et le réseau, ce qui améliore l'efficacité énergétique par rapport aux machines à induction traditionnelles.
- Stabilité améliorée du système : la capacité du MADA à contrôler la tension et la fréquence du rotor permet une meilleure stabilité du système, en particulier dans des conditions transitoires ou dans des applications connectées au réseau

- Contrôle de la puissance réactive : Le MADA fournit un contrôle efficace de la puissance réactive, permettant une meilleure régulation de la tension et une correction du facteur de puissance dans le système électrique.
- Économies de coûts : par rapport aux convertisseurs électroniques de puissance pleinement dimensionnés, le convertisseur électronique de puissance partielle utilisé dans MADA offre des économies de coûts en termes d'équipement et de maintenance.

I.2.5.2 Les inconvénients de la MADA

- Complexité du contrôle : le système de contrôle du MADA implique des algorithmes complexes et une coordination entre les circuits du rotor et du stator, ce qui nécessite des stratégies de contrôle avancées et des connaissances spécialisées pour la mise en œuvre.
- Composants supplémentaires : Le MADA nécessite des composants supplémentaires, tels que le convertisseur côté rotor, ce qui augmente la complexité globale et le coût du système.
- Potentiel d'harmoniques : L'électronique de puissance utilisée dans le MADA peut introduire des harmoniques dans le système, ce qui peut nécessiter des mesures de filtrage supplémentaires pour atténuer leurs effets.

I.3 Modélisation de la machine asynchrone a doublé alimentation (MADA).

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Lors de l'analyse de la machine à induction à double alimentation (MADA), certaines hypothèses simplificatrices sont souvent faites pour faciliter l'analyse et la modélisation de la machine. Ces simplifications aident à comprendre les principes de base et le comportement du MADA tout en négligeant certaines complexités. Certaines hypothèses simplificatrices courantes utilisées dans l'analyse MADA comprennent [SAL 22]:

- Fonctionnement équilibré : l'analyse suppose que le système fonctionne dans des conditions équilibrées, avec des tensions et des courants symétriques.

- Circuit magnétique idéal : On suppose que le circuit magnétique du MADA a des caractéristiques idéales, telles que des matériaux magnétiques linéaires et une fuite magnétique négligeable.
- Pas de saturation magnétique : l'analyse suppose que le noyau magnétique du MADA ne connaît pas de saturation, ce qui simplifie la modélisation magnétique.
- Aucune perte de noyau : les pertes de noyau, telles que les pertes par hystérésis et par courants de Foucault, sont négligées pour simplifier l'analyse.
- Paramètres constants : les paramètres de la machine, tels que la résistance et la réactance, sont supposés être constants sur toute la plage de fonctionnement.
- Pertes mécaniques négligeables : les pertes par frottement et vent dans le système mécanique sont ignorées pour des raisons de simplicité.
- Contrôle linéaire : Les techniques de contrôle linéaire sont souvent supposées dans l'analyse, négligeant les aspects non linéaires du système de contrôle.
-

I.3.2 Equations mathématiques de la MADA

I.3.2.1 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (a,b,c)

La MADA représentée par la figure (II.3) se compose :

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

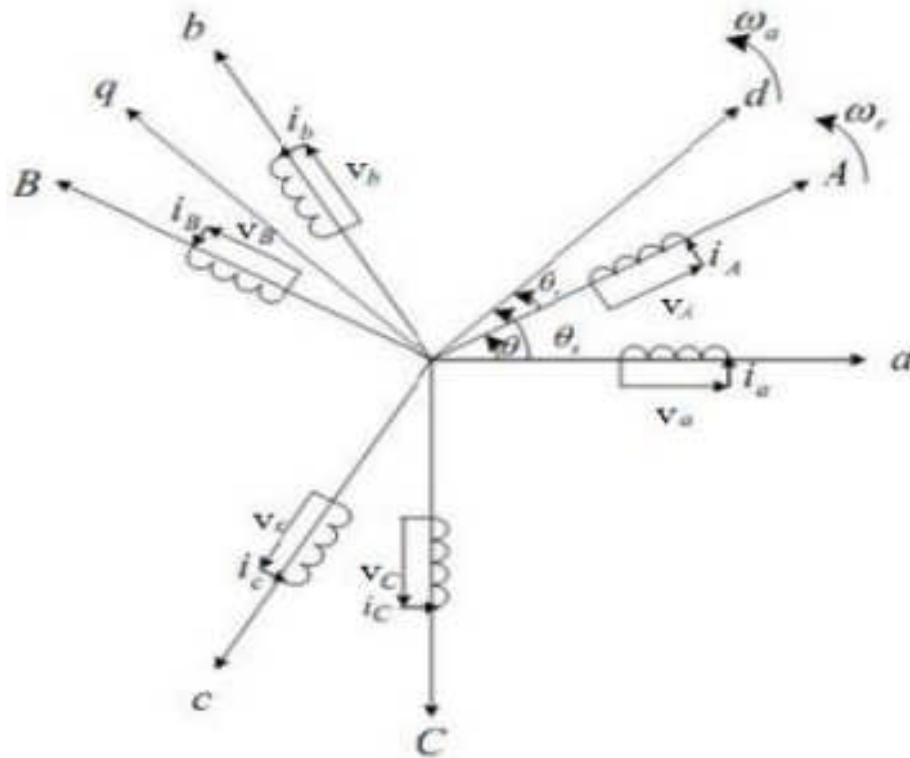


Figure I.3: Représentation (a,b,c) de MADA

Les équations mathématiques de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans le repère (a,b,c) peuvent être formulées en utilisant des matrices pour représenter les grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques. Voici les équations dans une forme matricielle[SHA 15] :

I.3.2.1.1 Equations électriques

Équation de tension statorique :

$$[v_{ABC}]_S = [R_S] \cdot [i_{ABC}]_S + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_S \quad (I.1)$$

Équation de tension induite rotorique :

$$[\mathbf{v}_{ABC}]_r = [\mathbf{R}_r] \cdot [\mathbf{i}_{ABC}]_r + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\phi}_{ABC}]_r \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$$\text{Grandeurs statoriques : } [\mathbf{v}_{ABC}]_s = \begin{cases} [\mathbf{v}_{ABC}]_s = [\mathbf{v}_{As} \ \mathbf{v}_{Bs} \ \mathbf{v}_{Cs}]^T \\ [\mathbf{i}_{ABC}]_s = [\mathbf{i}_{As} \ \mathbf{i}_{Bs} \ \mathbf{i}_{Cs}]^T \\ [\boldsymbol{\phi}_{ABC}]_s = [\boldsymbol{\phi}_{As} \ \boldsymbol{\phi}_{Bs} \ \boldsymbol{\phi}_{Cs}]^T \end{cases}$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } [\mathbf{v}_{ABC}]_r = \begin{cases} [\mathbf{v}_{ABC}]_r = [\mathbf{v}_{Ar} \ \mathbf{v}_{Br} \ \mathbf{v}_{Cr}]^T \\ [\mathbf{i}_{ABC}]_r = [\mathbf{i}_{Ar} \ \mathbf{i}_{Br} \ \mathbf{i}_{Cr}]^T \\ [\boldsymbol{\phi}_{ABC}]_r = [\boldsymbol{\phi}_{Ar} \ \boldsymbol{\phi}_{Br} \ \boldsymbol{\phi}_{Cr}]^T \end{cases}$$

Vecteur des tensions statoriques/rotoriques dans le repère (a,b,c) :

$$[\mathbf{v}_{ABC}]_s = [\mathbf{v}_{As} \ \mathbf{v}_{Bs} \ \mathbf{v}_{Cs}]^T / [\mathbf{v}_{ABC}]_r = [\mathbf{v}_{Ar} \ \mathbf{v}_{Br} \ \mathbf{v}_{Cr}]^T \quad (\text{I.3})$$

Vecteur des courants statoriques/rotoriques dans le repère (a,b,c) :

$$[\mathbf{v}_{ABC}]_r = [\mathbf{v}_{Ar} \ \mathbf{v}_{Br} \ \mathbf{v}_{Cr}]^T / [\mathbf{i}_{ABC}]_r = [\mathbf{i}_{Ar} \ \mathbf{i}_{Br} \ \mathbf{i}_{Cr}]^T \quad (\text{I.4})$$

vecteur des flux magnétiques statoriques/rotoriques dans le repère (a,b,c) :

$$[\boldsymbol{\phi}_{ABC}]_s = [\boldsymbol{\phi}_{As} \ \boldsymbol{\phi}_{Bs} \ \boldsymbol{\phi}_{Cs}]^T / [\boldsymbol{\phi}_{ABC}]_r = [\boldsymbol{\phi}_{Ar} \ \boldsymbol{\phi}_{Br} \ \boldsymbol{\phi}_{Cr}]^T \quad (\text{I.5})$$

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

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

I.3.2.1.2 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont données par:

Stator :

$$[\boldsymbol{\phi}_{ABC}]_s = [L_s] \cdot [\mathbf{i}_{ABC}]_s + [M_{sr}] [\mathbf{i}_{ABC}]_r \quad (\text{I.6})$$

Rotor :

$$[\Phi_{ABC}]_r = [L_r] \cdot [i_{ABC}]_r + [M_{sr}][i_{ABC}]_s \quad (1.7)$$

Avec :

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

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

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

$$[M_{sr}]^T = [M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Avec :

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

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

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

Il est clair que la solution de ce type de système d'équations est complexe et ses coefficients sont variables dans le temps, et pour résoudre ce problème, il existe de nombreuses méthodes, mais la plus courante et utilisée est la transformation de Park afin d'obtenir un modèle plus simple. traiter avec :

I.3.2.1.3 Equations mécanique

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

$$C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{d\theta} \quad (I.9)$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique de la machine

C_r : Le couple résistant.

f_r : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA.

Ω : La vitesse de rotation de l'axe de la MADA.

J : L'inertie des parties tournantes.

I.3.2.2 Transformation de Park

La transformation de Park, également connue sous le nom de transformation $\alpha\beta 0$, permet de convertir les grandeurs triphasées dans un repère fixe (abc) en une représentation bidimensionnelle dans un repère tournant (d,q). Cette transformation est couramment utilisée dans l'analyse et le contrôle des machines électriques à courant alternatif, notamment les moteurs synchrones et les générateurs.

La transformation de Park du repère abc vers le repère dq consiste à effectuer une rotation du système triphasé autour de l'axe d du repère abc pour l'aligner avec l'axe d du repère dq. Cette rotation permet d'obtenir deux grandeurs indépendantes dans le repère dq, appelées courant direct (id) et courant en quadrature (iq), qui sont essentielles pour l'analyse des systèmes électriques.

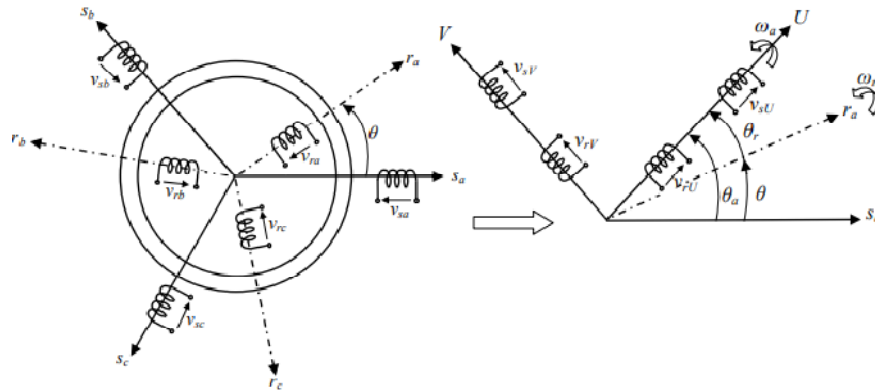


Figure I.4 : Transformation de Park

La formule de transformation de Park du repère abc vers le repère dq est la suivante :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left[\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

I.3.2.3 Equations mathématiques de la MADA dans le repère (d, q)

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

$$[x_{dq0}] = [A(\theta)] \cdot [x_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

Et sa transformation inverse comme suit

$$[x_{abc}] = [A(\theta)]^{-1} \cdot [x_{dq0}] \quad (\text{I.11})$$

Avec :

X_d : est la composante directe.

X_q : est la composante quadratique.

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

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

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

Ou :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left[\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

et :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left[\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left[\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

I.3.2.3.1 Equation électrique

On applique la transformation du Park sur l'équation (I.1) et (I.2)

Exprimez les variables sous forme matricielle[FIT 03] :

$$[v_{ABC}] = [v_a; v_b; v_c]_s \quad (I.14)$$

$$[i_{ABC}] = [i_a; i_b; i_c]_s \quad (I.15)$$

$$[\phi_{ABC}] = [\phi_a; \phi_b; \phi_c]_s \quad (I.16)$$

Multipliez la matrice $[A(\theta)]$ par le vecteur $[v_{ABC}]$ pour obtenir le vecteur transformé $[v_{dq0}]$ comme :

$$[v_{dq0}] = [A(\theta)] \times [v_{ABC}] \quad (I.17)$$

$$[v_{dq0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times [v_a; v_b; v_c]_s \quad (I.18)$$

La simplification de la multiplication matricielle donne :

$$\begin{cases} v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\cos(\theta) * v_a + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * v_b + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * v_c \right) \\ v_q = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(-\sin(\theta) * v_a - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * v_b - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * v_c \right) \\ v_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) (v_a + v_b + v_c) \end{cases} \quad (I.19)$$

Appliquer les mêmes étapes au courant et flux :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\cos(\theta) * i_a + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * i_b + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * i_c \right) \\ i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(-\sin(\theta) * i_a - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * i_b - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * i_c \right) \\ i_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) (i_a + i_b + i_c) \end{cases} \quad (I.20)$$

$$\begin{cases} \phi_d = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\cos(\theta) * \phi_a + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * \phi_b + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * \phi_c \right) \\ \phi_q = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(-\sin(\theta) * \phi_a - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * \phi_b - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * \phi_c \right) \\ \phi_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) (\phi_a + \phi_b + \phi_c) \end{cases} \quad (I.21)$$

En fin :

$$[v_{dq0}] = [R_{dq0}] * [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}] \quad (I.22)$$

I.3.2.3.2 Equations magnétiques

On prend l'équation (I) et on la multiplie par la matrice $[A(\theta)]$, on aura :

Équation magnétique du stator :

$$[\phi_{dq0}]_s = [A(\theta)] \cdot [\phi_{ABC}]_s \quad (I.23)$$

En développant la multiplication matricielle, nous avons :

$$[\Phi_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ -\sin(\theta) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \right] * [\Phi_A \Phi_B \Phi_C] \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

En simplifiant l'équation, on obtient :

$$[\Phi_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} \sqrt{(2/3)} * (\cos(\theta) * \Phi_A + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * \Phi_B + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * \Phi_C) \\ -\sin(\theta) * \Phi_A - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) * \Phi_B - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) * \Phi_C \\ \frac{1}{\sqrt{2}} * (\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C) \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Équation magnétique du rotor :

$$[\Phi_{dq0}]_r = [A(\theta)].[\Phi_{ABC}]_r \quad (I.26)$$

En développant la multiplication matricielle, nous avons :

$$[\Phi_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ -\sin(\theta) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \right] * [\Phi_A \Phi_B \Phi_C] \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

En simplifiant l'équation, on obtient :

$$[\Phi_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} * (\cos(\theta) * \Phi_A + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) * \Phi_B + \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) * \Phi_C) \\ -\sin(\theta) * \Phi_A - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) * \Phi_B - \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) * \Phi_C \\ \frac{1}{\sqrt{2}} * (\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C) \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Maintenant, l'équation générale dans le référentiel dq0 est :

$$[\Phi_{dq0}] = [L_{dq0}] \cdot [i_{dq0}] + [M_{dq0}] \cdot [i_{dq0}] \quad (I.29)$$

où $[\Phi_{dq0}]$ représente le vecteur de flux combiné dans le référentiel dq0, $[L_{dq0}]$ est la matrice d'inductance combinée dans le référentiel dq0, $[i_{dq0}]$ est le vecteur de courant combiné dans le référentiel dq0, et $[M_{dq0}]$ est la matrice de couplage combinée dans le référentiel dq0.

I.3.2.3.3 Equations mécaniques

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

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F_{vis} \cdot \Omega \quad (I.30)$$

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

I.3.2.4 Choix de repère de référence de PARK .

Le choix du référentiel dans la modélisation des systèmes électriques dépend de l'objectif de l'étude et de la compatibilité des composants du système. Dans le domaine des machines électriques, il existe plusieurs référentiels utilisés, notamment le référentiel stationnaire, le référentiel tournant et le référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone[FIT 03].

Le référentiel stationnaire est fixé au stator de la machine et est caractérisé par $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$, où $d\theta_s$ représente le déplacement angulaire du stator par rapport au temps. Ce référentiel est particulièrement adapté pour l'analyse des grandeurs instantanées dans la machine. Il est utilisé

pour étudier les changements significatifs de la vitesse de la machine et les variations rapides des grandeurs électriques[KRA 02].

Le référentiel tournant est fixé au rotor de la machine et est caractérisé par $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$, où $d\theta_r$ représente le déplacement angulaire du rotor par rapport au temps. Ce référentiel est utilisé pour les problèmes de régimes transitoires, où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Il est approprié pour l'analyse des phénomènes transitoires tels que les démarrages, les arrêts et les changements de charge.

Le référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone est fixé au champ tournant de la machine et est caractérisé par $\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} = w_s = w_r + w$, où w_s et w_r représentent les vitesses de pulsation synchrone du stator et du rotor respectivement, et w est la vitesse mécanique de la machine. Dans ce référentiel, les composantes relatives de la machine, telles que les flux magnétiques, restent constantes. Cela justifie son utilisation répandue dans le domaine de la commande des machines asynchrones[BOL 02].

Il convient de noter que le choix du référentiel dépend des caractéristiques spécifiques du système étudié et des objectifs de modélisation.

I.3.2.5 Modèle d'état de la MADA

Le système d'équations de tension de la machine peut être écrit sous forme matricielle comme suit[SAL 22] :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (I.31)$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \varphi_{sq} i_{rd} i_{rq}]^t \quad (I.32)$$

$$[U] = [v_{sd} v_{sq} v_{rd} v_{rq}]^t \quad (I.33)$$

A partir des expressions des flux statoriques dans (2.6), on peut tirer les équations des courants [ROU 16]:

$$i_{ds} = \frac{\Phi_{du} - M i_{dr}}{L_s} \text{ et } i_{qs} = \frac{\Phi_{qu} - M i_{qr}}{L_s} \quad (I.34)$$

En les remplaçant dans (I. 30), on obtient :

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{T_x}\varphi_{ds} + \omega_s\varphi_{qs} + \frac{M}{T_s}i_{dr} + v_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} &= -\omega_s\varphi_{ds} - \frac{1}{T_x}\varphi_{qs} + \frac{M}{T_s}i_{qr} + v_{qs}\end{aligned}\quad (I.35)$$

De plus, les flux rotoriques sont données par:

$$\varphi_{dr} = L_r\sigma i_{dr} + \frac{M}{L_s}\varphi_{ds} \quad (I.36)$$

$$\varphi_{qr} = L_r\sigma i_{qr} + \frac{M}{L_s}\varphi_{qs} \quad (I.37)$$

En les remplaçant dans les formules des tensions rotoriques(2.10), en veillant à injecter $\frac{d\varphi_{dx}}{dt}$ et $\frac{d\varphi_{qx}}{dt}$ à partir de (2.12) et (2.13), on aboutit aux formules suivantes:

$$\frac{di_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r L_s \sigma T_x} \varphi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_x L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qs} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s L_r T_s} \right) i_{dr} + \omega_r i_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} v_{ds} + \frac{v_{dr}}{\sigma L_r} \quad (I.38)$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{ds} + \frac{M}{L_r L_s \sigma T_s} \varphi_{qs} - \omega_r i_{dr} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s L_r T_s} \right) i_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} v_{qs} + \frac{v_{rq}}{\sigma L_r} \quad (I.39)$$

Avec: $T_s = \frac{L_s}{R_x}$: Constante de temps statorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion de la machine.

En posant : $\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}$; $\beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$; $\delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_r L_x} \right)$ dans les équations

(I.31), (I.32), (I.33) et (I.34); on obtient les matrices de l'équation d'état[KRI 01]:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & W_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -W_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ a & -\beta(W_s - W_r) & -\delta W_r & \\ \beta(W_s - W_r)a & -W_r & -\delta & \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

δ : C'est une constante définie comme $\frac{1}{\sigma} * \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s * L_r * L_s} \right)$. La valeur de δ dépend des paramètres du système et représente un terme dans le modèle d'espace d'état.

β : C'est une constante définie comme $\frac{M}{(\sigma * L_s * L_r)}$. De même, la valeur de β dépend des paramètres du système et représente un terme dans le modèle d'espace d'état.

a : C'est une constante définie comme $\frac{M}{(\sigma * T_s * L_s * L_r)}$. Comme δ et β , la valeur de a dépend des paramètres du système et représente un terme dans le modèle d'espace d'état.

Ces constantes sont généralement déterminées en fonction des caractéristiques et des paramètres spécifiques du système modélisé.

La matrice [A] dans le modèle d'espace d'état représente les coefficients des variables d'état et leurs dérivées. La matrice [B] représente les coefficients des variables d'entrée. Sur la base des équations et de la notation données, nous pouvons exprimer [A] et [B] comme suit :

$$[A] = [A_1] + W_s \times [A_2] + W_r \times [A_3] \quad (I.42)$$

Avec

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ a & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & a & 0 & -\delta \end{bmatrix}, \quad (I.43)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (I.44)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (I.45)$$

I.4 Modélisation de l'alimentation de notre machine

Pour notre travail, l'alimentation de la MADA est constituée un redresseur, un filtre et un onduleur côté rotor comme représenté dans la figure suivante:

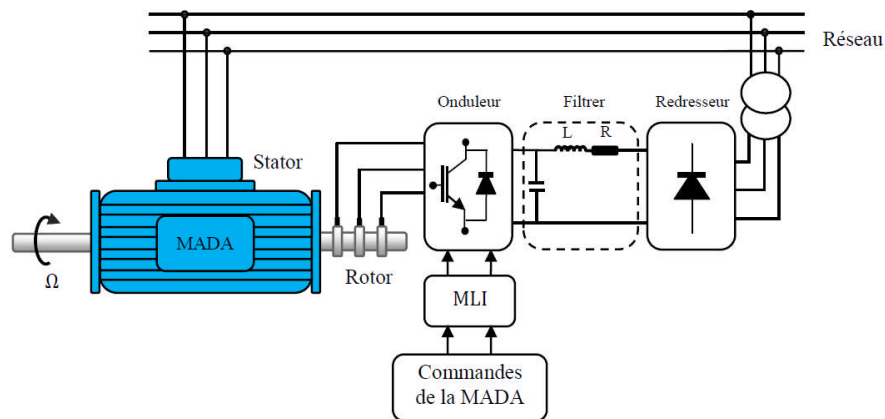


Figure I.5 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

I.4.1 Modélisation du convertisseur coté machine (onduleur)

La tension générée par le convertisseur est exprimée comme suit :

La tension générée, notée U , est une combinaison des tensions de phase $U_a(t)$, $U_b(t)$ et $U_c(t)$ dans le repère abc. Elle est transformée dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ en utilisant l'équation suivante [CAM 03]:

$$U = \frac{2}{3} \left(U_a(t) + U_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = U_{\alpha fs} + jU_{\beta s} \quad (I.46)$$

Etat de l'art et la modélisation de la machine asynchrone a double alimentation

Dans un système équilibré, la composante α de la tension transformée, $U_{\alpha fs}$, reste égale à $U_{\alpha}(t)$ D'autre part, la composante β de la tension transformée, $U_{\beta fs}$, est calculée comme étant égale à $\frac{1}{\sqrt{3}}$ fois la différence entre $U_b(t)$ et $U_c(t)$.

Pour représenter les tensions en fonction des états de commutation du convertisseur, nous définissons S_a, S_b et S_c en fonction des états des interrupteurs dans les trois branches :

- **Branche 1 :**

$S_a = 0$ si l'interrupteur S1 est en position désactivée et S4 est en position activée.

$S_a = 1$ si l'interrupteur S1 est en position activée et S4 est en position désactivée.

- **Branche 2 :**

$S_b = 0$ si l'interrupteur S2 est en position désactivée et S5 est en position activée.

$S_b = 1$ si l'interrupteur S2 est en position activée et S5 est en position désactivée.

- **Branche 3 :**

$S_c = 0$ si l'interrupteur S3 est en position désactivée et S6 est en position activée.

$S_c = 1$ si l'interrupteur S3 est en position activée et S6 est en position désactivée.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur peuvent alors être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} U_{bc} &= V_{DC}(S_b - S_c) \\ U_{bc} &= V_{DC}(S_b - S_c) \\ U_{ca} &= V_{DC}(S_c - S_a) \end{aligned} \tag{I.47}$$

En supposant un système équilibré, où la somme des tensions de phase est nulle, on peut déduire les tensions de ligne à partir des tensions composées :

$$U_a = \frac{V_{DC}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (I.48)$$

$$U_b = \frac{V_{DC}}{3} (2S_b - S_c - S_a) \quad (I.49)$$

$$U_c = \frac{V_{DC}}{3} (2S_c - S_b - S_a) \quad (I.50)$$

Ainsi, dans les simulations, l'onduleur à deux niveaux est modélisé à l'aide de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.51)$$

Ces équations fournissent une représentation complète du comportement des tensions dans le système de conversion, en tenant compte des états de commutation et de leur impact sur les tensions de ligne.

I.4.2 Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [BOU 21]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

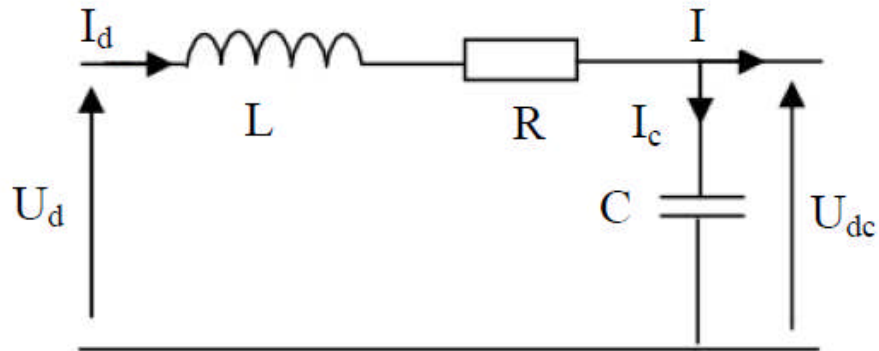


Figure I.6 : Filtre RLC passe-bas

Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (I.52)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} (I_d(t) - I(t)) \quad (I.53)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_d(t)} = \frac{U_{filtr \acute{e}}}{U_{redr \acute{e}ss\acute{e}}} = \frac{1}{L.C.S. + R.C.S+1} \quad (I.54)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [CAM 03] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.c}} = 2\pi.f_c \quad (I.55)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

I.4.3 Modélisation du convertisseur coté réseaux (Redresseur)

Le redresseur utilisé dans une machine à induction à double alimentation (MADA) est un dispositif de redressement qui convertit le courant alternatif (CA) en courant continu (CC). Il est communément appelé "redresseur MADA" ou "redresseur de puissance MADA". Le redresseur joue un rôle crucial dans l'alimentation en courant continu des enroulements du rotor du MADA.

Le redresseur MADA se compose généralement de diodes ou de thyristors disposés dans une configuration en pont, ainsi que de composants de filtrage tels que des condensateurs et des inductances. Il redresse le courant alternatif du réseau ou d'une autre source de courant alternatif, le convertissant en une tension continue constante ou pulsée.

Le redresseur permet au MADA de fonctionner avec un rotor à vitesse variable, car il fournit la puissance continue nécessaire aux enroulements du rotor. Cela permet de contrôler le courant du rotor et le champ magnétique, facilitant le contrôle du couple et améliorant les performances dynamiques de la machine.

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure I.12). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

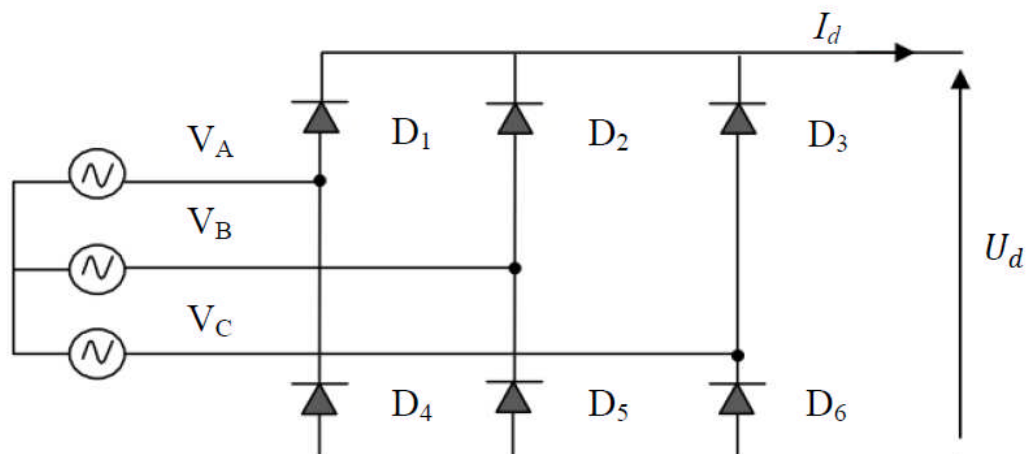


Figure I.7 : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d . Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d . On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiétement et aux pertes dans les diodes [2020/24]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin (wt) \\ V_B(wt) = V_m \sin \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_C(wt) = V_m \sin \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.56)$$

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes dans le même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes et conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 .

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

D_i Conduit si $V_i = \max(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3$

D'_i Conduit si $V_i = \min(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); j = 1,2,3 \quad (I.57)$$

Donc:

$$U_{\text{red}} = \text{Max} [V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min} [V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (I.58)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U}_{\text{red}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (I.58)$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d\text{max}} - U_{d\text{min}}}{2\overline{U}_d} \quad (I.59)$$

La tension redressée représentée par la figure (I.8) est :

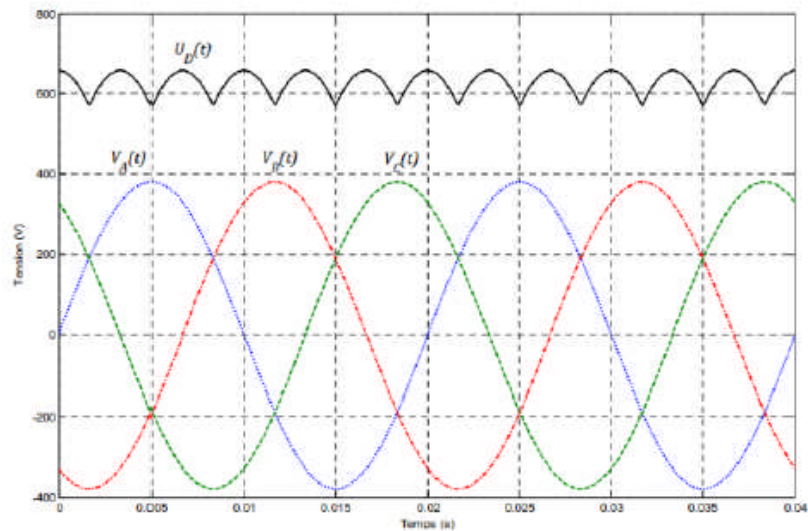


Figure I.8 : Représentation de la tension redressée.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation qu'établi des généralités sur cette machine (son définition, son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Par la suite, nous avons présenté la modélisation de cette machine dans le repère de Park, également connu sous le nom de repère biphasé (d,q) lié au champ tournant qui réduit la complexité du ce modèle et leurs convertisseurs : l'une cote réseau (redresseur non commandé) en série avec l'autre cote machine (onduleur a deux niveau) permet l'application des commandes pour contrôler les puissances électriques produites.

**Chapitre II : L'ASPECT
THEORIQUE DES COMMANDES
DEVELOPPEES**

II.1 Introduction

Dans le domaine des systèmes de contrôle, le développement de techniques de contrôle avancées joue un rôle crucial dans l'obtention de performances et d'une efficacité supérieure. L'une de ces approches prometteuses est le contrôle hybride, qui combine les points forts de différentes stratégies de contrôle pour améliorer les performances globales du système. Le contrôle par backstepping est une méthodologie bien établie qui offre une robustesse et une précision de suivi dans les systèmes de contrôle non linéaires. D'autre part, les méthodes de contrôle basée sur les régulateurs floue type 1 et type 2 offrent des avantages uniques en termes de rejet des perturbations et de stabilité du système. En combinant ces techniques, nous visons à exploiter les avantages synergiques et à remédier aux limites des approches de contrôle individuel.

L'objectif de ce chapitre est de présenter une étude approfondie et la mise en œuvre des trois techniques de commandes à savoir: la commande par backstepping basée sur les gains, commande hybride backstepping floue type 1 basée sur les régulateurs floue type 1, et la commande hybride backstepping floue type 2 basée sur les régulateurs floue type 2. Nous explorerons les fondements théoriques, les principes de conception et les considérations pratiques impliquées dans l'intégration de ces stratégies de contrôle.

II.2 Commande par backstepping des puissances active et

II.2.1 Définition

La commande par Backstepping est une technique de commande non linéaire qui vise à stabiliser et à réguler des systèmes dynamiques complexes en concevant systématiquement une séquence de lois de commande virtuelles. Contrairement aux approches de contrôle traditionnelles, qui reposent généralement sur la linéarisation, le contrôle Backstepping traite directement la non-linéarité du système et fournit une méthodologie systématique pour atteindre la stabilité et les performances de suivi[BOU 22].

II.2.2 Domaines d'application

Le contrôle par Backstepping a trouvé de nombreuses applications dans divers domaines, notamment la robotique, l'aérospatiale, l'automobile, les systèmes d'alimentation et les systèmes d'énergie renouvelable. Sa capacité à gérer les non-linéarités, les incertitudes et les perturbations le rend particulièrement adapté au contrôle de systèmes hautement dynamiques avec une dynamique complexe[BOU 22].

II.2.3 Importance pour les machines à induction à double alimentation

En utilisant la technique de Backstepping adaptées aux exigences spécifiques de MADA, il devient possible d'obtenir un contrôle robuste, efficace et performant de cette importante classe de machines. La combinaison du contrôle Backstepping avec les caractéristiques uniques de MADA offre une solution puissante pour relever les défis des systèmes d'énergie renouvelable et d'autres applications où un contrôle précis des machines à induction est crucial.

Dans les sections suivantes de ce chapitre, nous approfondirons les principes et les aspects de conception du contrôle Backstepping, en nous concentrant spécifiquement sur son application au MADA. Des études de cas réels, des analyses de performances et des considérations pratiques seront discutées pour montrer l'efficacité et le potentiel du contrôle Backstepping dans l'amélioration du fonctionnement et du contrôle des systèmes basés sur MADA.

II.2.4 Principe de la commande par Backstepping

II.2.4.1 Algorithme de bas

Afin d'illustrer le principe de la méthode Backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [MOH 11][ZHE 14]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3).u \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

où, f_i et g_i ($i = 1, 2, 3$) sont des fonctions non linéaires connues telles que $f_i(0) = 0$ et

L'aspect théorique des commandes développées

$g_i(x) \neq 0, \forall (x_1, x_2, x_3) \in R^3$. On désire faire suivre à la sortie $y = x_1$ le signal de référence y_r , où $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$ et y_r^3 sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes :

Etape 1 :

On considère d'abord le premier sous-système :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{II.2})$$

La variable d'état x_2 est traitée comme une commande et on définit la première valeur désirée :

$$(x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \quad (\text{II.3})$$

La première variable d'erreur se définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{II.4})$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1 + g_1x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{II.4})$$

Pour un tel système, la fonction quadratique est :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{II.5})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1 + g_1x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (\text{II.6})$$

Un choix judicieux de x_2 rendra \dot{V}_1 négative et assure la stabilité de l'origine du sous système décrit par (II.27). Ce choix est donné comme suit :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1} [-k_1 e_1 - f_1 + \dot{\alpha}_0] \quad (\text{II.7})$$

L'aspect théorique des commandes développées

où $k_1 > 0$ est un paramètre de design.

Par conséquent, l'équation (IV.31) devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{II.8})$$

Etape 2 :

On considère, dans ce cas, les deux premiers sous-systèmes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{II.10})$$

La dynamique des erreurs (e_1, e_2) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{II.12})$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

On prend x_3 comme une deuxième com

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 = e_1 [f_1 + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + [f_2 + g_2 x_3 - \\ \dot{\alpha}_1] &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2 + g_1 e_1 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Mande virtuelle, et sa valeur est donnée par :

$$(x_3)_d \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2} [\dot{\alpha}_1 - g_1 e_1 - f_2 - k_2 e_2] \quad (\text{II.14})$$

L'aspect théorique des commandes développées

Où $k_2 > 0$, avec $\dot{\alpha}_1$ calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (\text{II.15})$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{II.16})$$

Etape 3 :

Le système est maintenant considéré dans son intégralité. La nouvelle variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{II.17})$$

Ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs (e_1, e_2, e_3):

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2(e_3 - \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \\ \dot{e}_3 = f_3 + g_3 u - \dot{\alpha}_2 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

On prend comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (\text{II.18})$$

Sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [g_3 u + g_2 e_2 + f_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (\text{II.19})$$

Le choix approprié de la vraie commande u est donné par :

$$u = \frac{1}{g_3} [\dot{\alpha}_2 - g_2 e_2 - f_3 - k_3 e_3] \quad (\text{II.20})$$

Où $k_3 > 0$, et $\dot{\alpha}_2$ est également calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{y}_r} \dddot{y}_r \quad (\text{II.21})$$

Avec ce choix, on trouve :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (\text{II.22})$$

D'où la stabilité en boucle fermée du système original (II.26), et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite ($y - y_r$). Les deux principaux objectifs du design (la stabilité et la poursuite) sont alors atteints.

II.2.4.2 Cas des systèmes d'ordre N

L'extension de la procédure récursive de conception de la commande par backstepping à un système d'ordre n du type [01/ 57, 58]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = f_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n) + g_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)u \end{array} \right. \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Donne : } \left\{ \begin{array}{l} (x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \\ (x_{i+1})_d \triangleq \alpha_i = \frac{1}{g_i} [\varphi_i - g_{i-1}e_{i-1} - w_i - k_i e_i] \\ \vdots \\ u = \frac{1}{g_n} [\varphi_{n-1} - g_{n-1}e_{n-1} - k_n e_n - w_n] \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} e_i = x_i - \alpha_{i-1} \\ \varphi_i = \sum_{k=1}^i \left(\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} g_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k-1)}} y_r^{(k)} \right) - \omega_i, \quad i = 1, \dots, n \\ \vdots \\ \omega_i = f_i - \sum_{k=1}^i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} f_k \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont données par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i x_j - \alpha_{j-1} \quad (\text{II.26})$$

II.3 Commande hybride Backstepping floue type 1 des puissances active et réactive

II.3.1 L'adaptation des gains de réglages par des régulateurs flous type 1

L'adaptation des gains de réglage par des régulateurs flous de type 1 est une approche qui vise à ajuster automatiquement les paramètres de réglage des régulateurs flous en fonction des conditions et des performances du système contrôlé. Dans les régulateurs flous de type 1, les gains de réglage sont définis comme des variables linguistiques représentées par des ensembles flous. Ces ensembles flous sont caractérisés par des fonctions d'appartenance qui décrivent la relation entre les valeurs d'entrée et les valeurs de sortie du système de contrôle.

L'adaptation des gains de réglage peut être réalisée en utilisant des techniques telles que la logique floue adaptative, les algorithmes d'apprentissage automatique ou les algorithmes d'optimisation. L'idée est de surveiller les performances du système et d'ajuster les valeurs des ensembles flous et des fonctions d'appartenance pour optimiser le comportement du régulateur en fonction des objectifs spécifiques.

L'aspect théorique des commandes développées

L'avantage de l'adaptation des gains de réglage par des régulateurs flous de type 1 est qu'elle permet d'obtenir une meilleure adaptabilité et une meilleure robustesse du système de contrôle face aux variations des conditions environnementales et des paramètres du système. Cela peut conduire à une amélioration des performances de contrôle, à une réduction des erreurs de suivi et à une meilleure tolérance aux perturbations[YAG 94].

II.3.2 Notions fondamentales de la logique floue type 1

Les bases de la logique floue peuvent être résumées dans[SAL 22] [MAM 75]: :

II.3.2.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La logique floue utilise des variables linguistiques pour caractériser les caractéristiques d'un système. À titre d'exemple, une variable linguistique « température » pourrait englober des valeurs telles que « chaud », « chaud » et « froid ». Les ensembles flous décrivent les valeurs possibles de ces variables et sont utilisés pour décrire la gradation entre les valeurs.

II.3.2.2 Fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance vérifient comment les valeurs sont liées aux ensembles flous. Ils attribuent un degré d'appartenance à chaque valeur concernant un ensemble flou. Par exemple, la fonction d'appartenance pour la « température chaude » peut attribuer un degré d'appartenance élevé (près de 1) à une température élevée et un faible degré d'appartenance (proche de 0) à une température basse.

La fonction d'appartenance triangulaire : Elle est définie par trois paramètres a , b et c qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \text{ ou } \mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (\text{II.27})$$

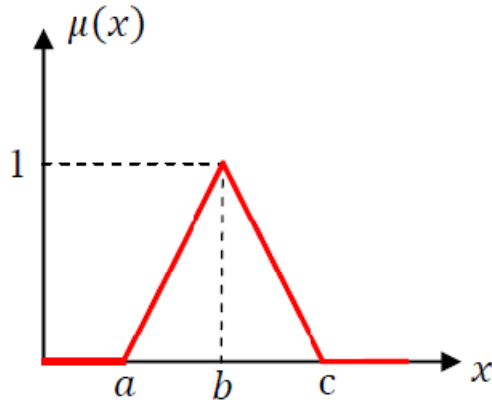


Figure II.1 : Représentation de la fonction triangulaire.

- La fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres a, b, c et d .

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{c-x}{c-b} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (\text{II.28})$$

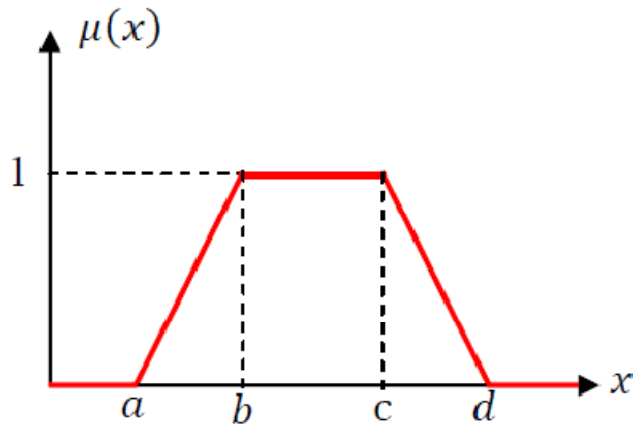


Figure II.2 : Représentation de la fonction trapézoïdale.

- La fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres σ, x_0 .

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x - x_0)^2}{2\sigma^2} \right)$$

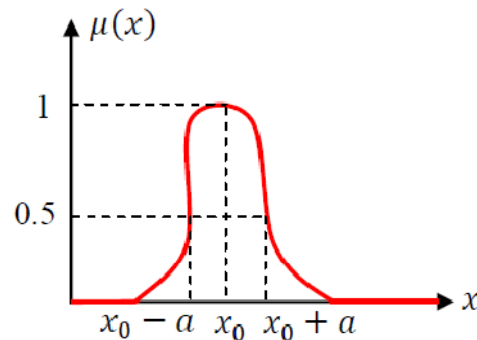


Figure II.3 : Représentation de la fonction gaussienne.

II.3.2.3 Propriétés des ensembles flous

Les ensembles flous présentent des caractéristiques telles que l'union, l'intersection et la complémentarité. L'union floue fusionne deux ensembles flous pour obtenir un nouvel ensemble flou qui représente leur fusion. L'intersection floue désigne les éléments communs à deux ensembles flous. La complémentarité floue suggère le contraire d'un ensemble flou.

II.3.2.4 Opérateurs de la logique floue

Les opérateurs de logique floue, tels que l'implication floue, la conjonction floue et la disjonction floue, sont utilisés pour gérer les ensembles flous et les valeurs associées. Ils facilitent l'exécution d'opérations logiques sur les degrés d'appartenance et la déduction de conclusions floues à partir de règles.

II.3.2.5 Règles floues

Les règles floues sont des instructions logiques qui relient des variables linguistiques et décrivent les relations entre elles. Par exemple, une règle floue peut être formulée comme suit : « Si la température est élevée, l'activité de refroidissement doit être élevée ». Les règles floues sont utilisées dans les systèmes de logique floue pour prendre des décisions sur la base d'informations incertaines ou imprécises.

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par :

Action ou opération = { Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU

Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU

Si ...

Si condition m ET m' ALORS opération m }

II.3.3 Structure d'un régulateur flou

La structure du régulateur flou se compose des éléments de base suivants [MAM 75]:

II.3.3.1 Fuzzification

La fuzzification fait référence à la procédure de conversion des valeurs d'entrée d'un système en ensembles flous à l'aide de fonctions d'appartenance appropriées. Cette mesure permet de représenter la sémantique des variables d'entrée de manière floue, tout en tenant compte de l'incertitude et de la subjectivité.

II.3.3.2 Base de règles

La base de règles comprend un ensemble de règles floues qui établissent les associations entre les ensembles d'entrées et de sorties flous. Généralement, chaque règle est formulée sous la forme « Si X est A, alors Y est B », où X et Y sont des variables linguistiques, et A et B sont les ensembles flous correspondants.

II.3.3.3 Mécanisme d'inférence floue

Le mécanisme d'inférence floue utilise les règles floues de la base de règles pour déterminer les degrés d'appartenance des ensembles de sorties floues. Il effectue une combinaison appropriée des informations fournies par les règles pour obtenir des conclusions floues sur les ensembles de sortie.

II.3.3.4 Défuzzification

La défuzzification est la procédure qui consiste à convertir des ensembles de sorties flous en valeurs numériques précises ou en actions concrètes. Diverses méthodes de défuzzification, telles que centroid, max, la méthode de Mamdani, etc., peuvent être utilisées en fonction des exigences spécifiques du système de contrôle.

II.4 Commande hybride Backstepping floue type 2 des puissances active et réactive

II.4.1 L'adaptation des gains de réglages par des régulateurs flous type 2

L'adaptation des gains de contrôle à l'aide de contrôleurs flous de type 2 fait référence au processus d'ajustement dynamique des paramètres de contrôle ou des gains d'un système en fonction des entrées et des signaux de retour à l'aide de techniques de logique floue de type 2. Dans les systèmes de contrôle traditionnels, des gains fixes sont souvent utilisés, ce qui peut ne pas être optimal dans des conditions de fonctionnement variables ou en présence d'incertitudes [MAM 75].

Les contrôleurs flous de type 2 offrent une approche flexible pour adapter les gains de contrôle en incorporant l'incertitude et l'imprécision dans le processus de contrôle. Ils offrent un niveau supérieur de capacité de modélisation par rapport aux contrôleurs flous de type 1 en tenant compte de l'incertitude à la fois dans les degrés d'appartenance et dans les fonctions d'appartenance elles-mêmes.

II.4.2 Notions fondamentales de la logique floue type

Les bases de la logique floue peuvent être résumées dans [SAL 22] :

II.4.2.1 Représentation d'un ensemble floue type 2

Dans la logique floue de type 2, un ensemble flou est représenté par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément de l'univers des discours une valeur floue comprise entre 0 et 1. Contrairement à la logique floue de type 1, où une seule valeur d'appartenance est assignée à chaque élément, la logique floue de type 2 permet d'exprimer l'incertitude en associant une plage de valeurs d'appartenance à chaque élément [MAM 75].

La représentation d'un ensemble flou de type 2 peut se faire à l'aide de différentes méthodes, telles que les ensembles flous sous-contraints et les ensembles flous enveloppants. Ces méthodes permettent de décrire la variation de la fonction d'appartenance de manière plus précise et de mieux capturer l'incertitude [MAM 75].

II.4.2.2 Définitions

Un ensemble flou de type 2, noté \tilde{A} , est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\check{\mu}_A(x, \mu)$, où x représente la variable primaire et μ représente la variable secondaire. La représentation de \tilde{A} peut être définie comme suit [KHE 11]:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \frac{\bar{\mu}_{A(x, \mu)}}{x, \mu} d\mu dx \quad (\text{Équation 1}) \quad (\text{II.29})$$

Dans cette équation, \int représente l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u , et J_x représente l'appartenance primaire de x . À chaque point fixe x dans X , le plan bidimensionnel avec les axes μ et $\bar{\mu}_{A(x, \mu)}$ est appelé "tranche verticale" de $\bar{\mu}_{A(x, \mu)}$. La fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\bar{\mu}_{A(x, \mu)}$.

Pour une valeur donnée $x = x'$, où $x' \in X$ et $\forall u \in J_x \subseteq [0, 1]$, la fonction d'appartenance secondaire peut être représentée comme suit :

$$\bar{\mu}_{A(x = x', \mu)} \equiv \bar{\mu}_{A(x')} = \int_{u \in J_x} \frac{f_{x(\mu)}}{u} d\mu \quad (\text{Équation 2}) \quad (\text{II.30})$$

Dans cette équation, $f_{x(\mu)}$ représente la fonction d'appartenance secondaire, qui satisfait $0 \leq f_{x(\mu)} \leq 1$. La fonction d'appartenance secondaire est généralement représentée comme un ensemble flou de type 1. En considérant les ensembles secondaires, un ensemble flou de type 2 peut être interprété comme l'union de tous les ensembles secondaires, ce qui peut être exprimé comme suit :

$$\tilde{A} = \left\{ \frac{x, \bar{\mu}_{A(x)}}{\forall x} \in X \right\} \quad (\text{Équation 3}) \quad (\text{II.31})$$

ou

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \frac{\bar{\mu}_A(x)}{x} d\mu = \int_{x \in X} \frac{\left[\int_{u \in J_x} \frac{f_x(u)}{u} \right]}{x} d\mu \quad (\text{II.32})$$

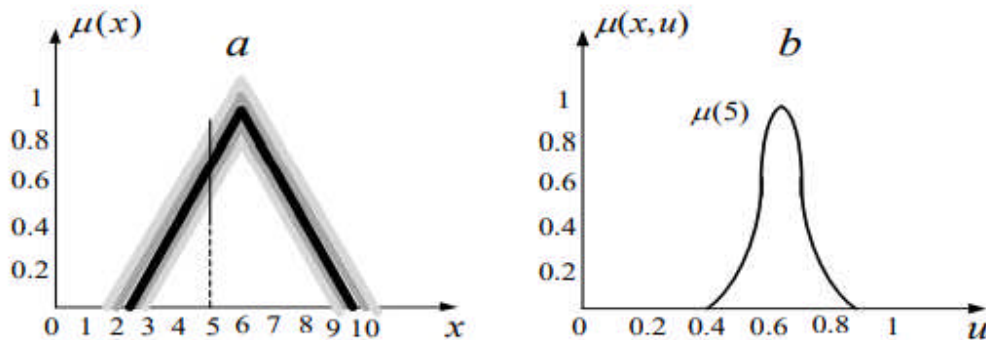


Figure II.4 : fournit une représentation schématique des quantités floues expliquées.

Il est important de noter que le domaine d'appartenance primaire, noté J_x , représente l'appartenance primaire de x et satisfait $J_x \subseteq [0, 1]$ pour tous les $x \in X$. L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire, noté $f_x(u)$.

Les ensembles flous de type 2 intervalles sont un type spécifique d'ensembles flous de type 2 dans lesquels toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles flous de type 1 ayant une forme d'intervalle. Dans les ensembles flous de type 2 intervalles, les fonctions d'appartenance secondaires satisfont $f_x(u) = 1$ pour tous $u \in J_x \subseteq [0, 1]$ et $x \in X$. Ces ensembles flous de type 2 intervalles capturent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire et sont couramment utilisés dans les systèmes flous de type 2.

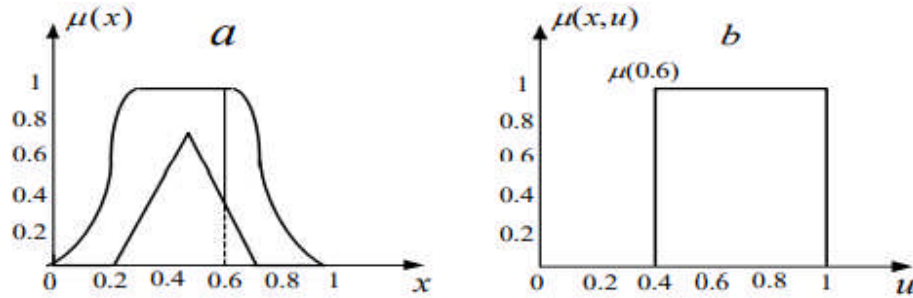


Figure II.5 : fournit une représentation schématique des ensembles flous de type 2 intervalles. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire

L'incertitude dans un ensemble flou de type 2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée "Footprint Of Uncertainty" (FOU), qui est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \cup_{x \in X} J_x$$

La fonction d'appartenance supérieure et la fonction d'appartenance inférieure sont des fonctions d'appartenance de type 1 qui délimitent la région FOU de l'ensemble flou de type 2 \tilde{A} . La fonction d'appartenance supérieure est notée $\bar{u}_{\tilde{A}}(x)$ pour tout $x \in X$, et la fonction d'appartenance inférieure est notée $\underline{u}_{\tilde{A}}(x)$ pour tout $x \in X$. Elles peuvent être définies comme suit :

$$\bar{u}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})}$$

$$\underline{u}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})}$$

Ces équations permettent de capturer l'incertitude associée à un ensemble flou de type 2 en représentant les limites supérieures et inférieures de l'appartenance.

J'espère que ces détails supplémentaires et ces équations fournissent une compréhension plus complète de la représentation d'un ensemble flou de type 2.

II.4.3 La structure d'un contrôleur flou type 2

II.4.3.1 Fuzzification

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

II.4.3.2 Mécanisme d'inférence

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

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

$$F_j^i(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i) \quad (II.33)$$

$F_j^i(x_i)$ est l'intervalle d'activation associé à la variable x_i .

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

$$\mu_j(y) = \mu_{G^j}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i) \right] \quad (II.34)$$

L'aspect théorique des commandes développées

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

$$F^j(\underline{x}) = [\underline{f}^j(\underline{x}), \overline{f}^j(\underline{x})] \quad (\text{II.35})$$

$$\text{Ou` } \underline{f}^j(\underline{x}) = \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \underline{\mu}_{F_2^i}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \quad (\text{II.36})$$

$$\text{Et } \overline{f}^j(\underline{x}) = \overline{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \overline{\mu}_{F_2^i}(x_2) * \dots * \overline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \quad (\text{II.37})$$

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

II.4.3.3 Réduction de type

Le processus de réduction du type est une étape cruciale au cours de laquelle les ensembles flous de type 2 sont réduits en ensembles flous de type 1, ce qui facilite le traitement. Cette étape complexe implique la fusion des fonctions d'appartenance secondaires à chaque point fixe x , aboutissant à l'émergence d'une fonction d'appartenance principale. Cette approche particulière permet de représenter l'incertitude de manière beaucoup plus simple et, par conséquent, de réduire la complexité du contrôleur [JAN 93].

II.4.3.4 Défuzzification

La défuzzification est une étape cruciale au cours de laquelle l'ensemble flou obtenu est converti en une valeur numérique, permettant ainsi la génération d'une action de contrôle ou d'une prise de décision. Plusieurs méthodes de défuzzification peuvent être utilisées, telles que le centre de gravité, la fonction d'appartenance maximale ou des méthodes basées sur des règles spécifiques. Le choix de la méthode de défuzzification dépend du système et des objectifs de contrôle spécifiques à atteindre [JAN 93].

II.5 Conclusion

Le deuxième chapitre s'est concentré sur les aspects théoriques des stratégies de commande, en particulier la commande par backstepping et la commande hybride backstepping flou types 1 et 2. La commande par backstepping est une approche systématique qui permet la conception de lois de commande pour atteindre la stabilité et le comportement souhaité du système. Il s'agit d'une procédure récursive où chaque étape concerne un sous-système spécifique, appris nous étudient l'élimination du phénomène de l'inadaptation des gains utilisés dans cette commande; nous nous sommes intéressés à la commande hybride backstepping flou type1 basée sur des régulateurs flou type1 pour éliminer la phénomène de l'inadaptation avec les systèmes a structure variable, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type1, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type1 à savoir : l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, la structure composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification, et les opérateurs employés dans ce type de logique; En fin, nous nous sommes intéressés à la commande hybride backstepping flou type 2 basée sur des régulateurs flou type 2 pour éliminer toujours l'inconvénient majeur de la phénomène de l'inadaptation des gains avec les systèmes a structure variable, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type 2, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type 2 pour exposé la structure de cette commande qui sont les plus utilisés pour contrôler de notre machine.

Dans le chapitre qui suit, l'application de ces commandes sur notre machine pour contrôler les deux puissances active et réactive

Chapitre III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPE

III.1 Introduction

Pour explorer les trois techniques de commande présentées théoriquement dans le chapitre précédent, à savoir: la commande par backstepping, la commande hybride backstepping floue type 1, et la commande hybride backstepping floue type 2, nous allons appliquer ces commandes sur notre génératrice pour contrôler et améliorer la qualité d'énergie électrique produite.

L'objectif de ce chapitre est appliqué ces trois techniques de commande pour garder instantanément un contrôle indépendant entre la puissance active et la puissance réactive généré par notre machine et pour améliorer la qualité de conversion d'énergie produite.

III.2 Application de la commande par backstepping

III.2.1 Synthèse de la loi de commande

Selon les recherches menées par El Fellah, Tadjine et Meibody-Tabar [LEF 14], la synthèse de la loi de commande pour le contrôle d'un générateur à induction à double alimentation (GADA) utilisant la technique du backstepping est présentée :

Étape 1:

Dans cette étape, les erreurs (E1) et (E2) sont identifiées, représentant la différence entre la puissance active réelle du stator (P_s) et la puissance de référence (P_{sref}), qui est directement proportionnelle au courant du rotor de l'axe q (i_{qr}). De même, la puissance réactive du stator (Q_s) et la puissance de référence (Q_{sref}) sont proportionnelles au courant du rotor d'axe d (i_{dr}).

$$\begin{cases} E_1 = (i_{qr_{ref}} - I_{qr}) \\ E_2 = (i_{dr_{ref}} - I_{dr}) \end{cases} \quad (III.1)$$

La dérivée de cette erreur est donnée par:

L'application des commandes développées

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = (i_{qr_{ref}} - I_{qr}) \\ \dot{E}_2 = (i_{dr_{ref}} - I_{dr}^*) \end{cases} \quad (III.2)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V = \frac{1}{2}(E_1^2 + E_2^2) \quad (III.3)$$

Pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov nulle, il faut choisir les erreurs comme suit :

$$\dot{E}_1 = -K_1 E_1 \quad \text{et} \quad \dot{E}_2 = -K_2 E_2 \quad (III.4)$$

et

$$\dot{E}_1 = -K_2 E_2 \quad (III.5)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V} = -K_1 E_1^2 - K_2 E_2^2, \quad K_1 > 0 \text{ et } K_2 > 0 \quad (III.6)$$

En remplace (IV. 34) dans (IV.36):

$$\begin{cases} E_1 = (i_{qr_{ref}}) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{qr} - R_r \cdot I_{qr} - g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} - g w_s \cdot \frac{M \cdot v_s}{\omega_s L_s}) \\ E_2 = (i_{dr_{ref}}) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{dr} - R_r I_{dr} + g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr}) \end{cases} \quad (III.7)$$

Etape 2

$$\begin{cases} -K_1 E_1 = (i_{qr_{ref}}) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{qr} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{qr} - g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} - g \cdot \frac{M \cdot v_s}{L_s}) \\ -K_2 E_2 = (i_{dr_{ref}}) - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{dr} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{dr} + g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr}) \end{cases} \quad (III.8)$$

$$\begin{cases} V_{qr} = \left(L_r \cdot \sigma \left((i_{qr_{ref}}) + K_1 E_1 \right) \right) + R_r \cdot I_{qr} + g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} + g \cdot \frac{M \cdot v_s}{L_s} \\ V_{dr} = \left(L_r \cdot \sigma \left((i_{dr_{ref}}) + K_2 E_2 \right) \right) + R_r \cdot I_{dr} - g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

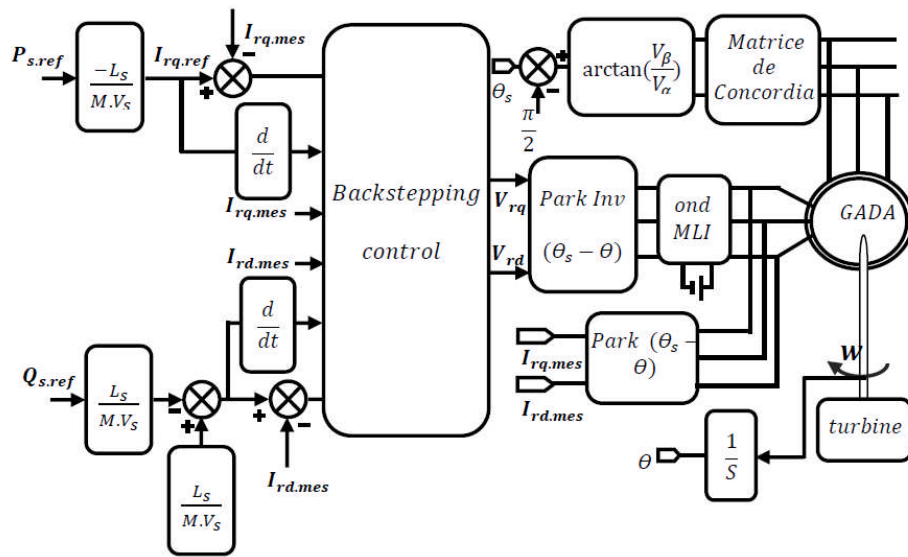


Figure III.1 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping

III.2.2 Structure de la commande par backstepping

La structure de la commande d'un générateur à induction à double alimentation (GADA) utilisant le backstepping peut être représentée sous forme mathématique comme suit :

Etape 1 : Conception des lois de commande

Pour chaque sous-système du GADA, nous définissons les erreurs de suivi (e) et les variables de contrôle (u) ainsi que les fonctions de Lyapunov (V) pour assurer la stabilité et la

L'application des commandes développées

convergence. La structure générale de la loi de commande pour chaque sous-système peut être exprimée comme suit :

$$e1 = f1(x, r)$$

$$e2 = f2(x, r)$$

...

$$en = fn(x, r)$$

$$u1 = g1(e1, r)$$

$$u2 = g2(e1, e2, r)$$

...

$$un = gn(e1, e2, \dots, en, r)$$

$V = \sum v_i(e_i)$, où v_i est une fonction définie positive

Étape 2 : itérations en arrière

À partir du sous-système final, nous concevons la loi de commande pour chaque sous-système de manière séquentielle, en utilisant la rétroaction d'état des sous-systèmes précédents. La loi de commande pour le i ème sous-système peut être exprimée comme suit :

$$e_i = f_i(x, r) - g_i(e_1, e_2, \dots, e_{i-1}, r)$$

$$u_i = g_i(e_1, e_2, \dots, e_i, r)$$

L'application des commandes développées

où x représente les variables d'état du système GADA, et r représente les signaux de référence.

Étape 3 : Répétez l'étape 1 et 2 pour tous les sous-systèmes

Continuez les itérations de retour en arrière jusqu'à atteindre le sous-système initial, en concevant les lois de contrôle et en mettant à jour les erreurs de suivi et les variables de contrôle pour chaque sous-système en fonction du retour d'état des sous-systèmes précédents.

III.2.3 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe

Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

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

Après avoir appliqué la simulation à MATLAB, nous obtenons les résultats suivants:

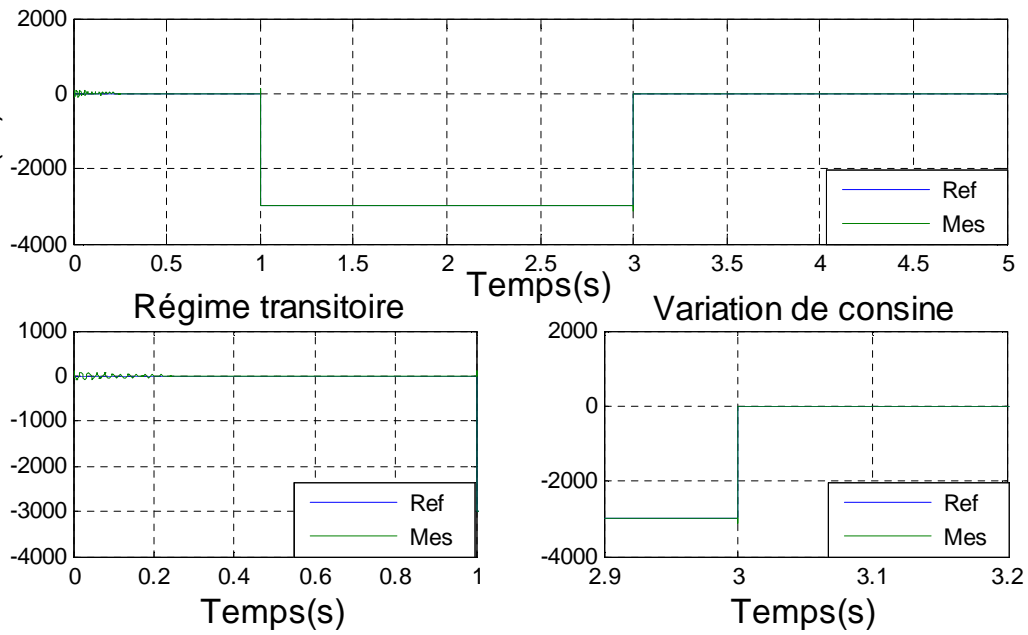


Figure III.2 : Puissance active avec zoom

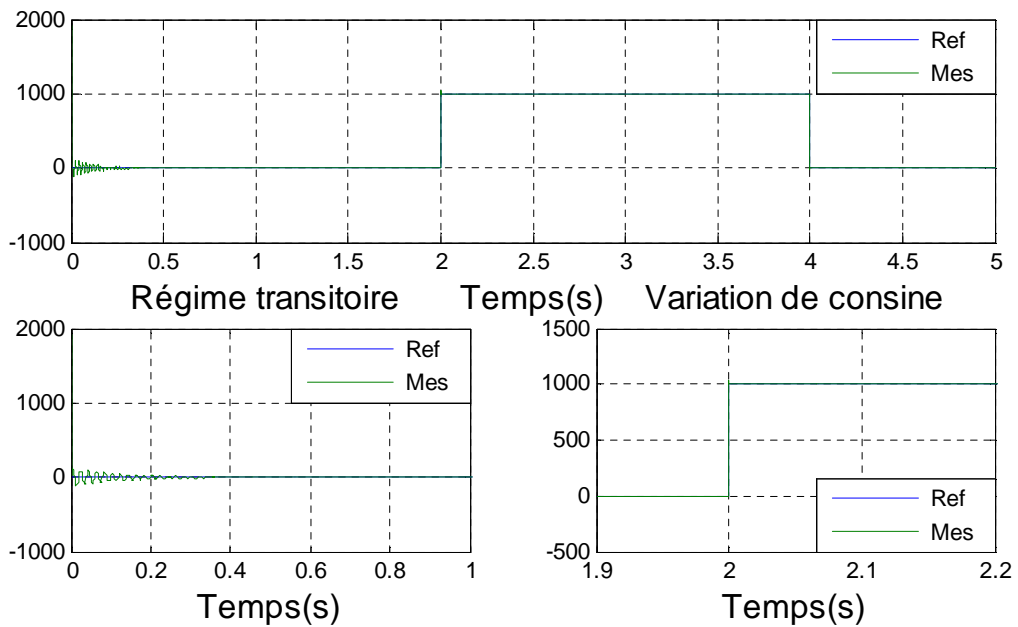


Figure III.3 : Puissance réactive avec zoom

III.2.4 Interprétation des résultats

On peut voir que la méthode de contrôle permet une séparation complète entre les composantes active et réactive de la force statique. D'après les résultats de simulation présentés dans les Figures (III.2), (III.3), il apparaît clairement que la commande a une performance positive, c'est-à-dire : les erreurs de suivi sont faibles avec des dépassements acceptables, et la réponse qui caractérise le régime transitoire est peu. Une bonne performance a également été observée dans les résultats obtenus par Backstepping car P et Q suivent largement la référence avec un taux d'erreur dans la plage acceptable.,

III.3 Application de la commande hybride backsteppingfloue type1

III.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisé

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes monovariabiles simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

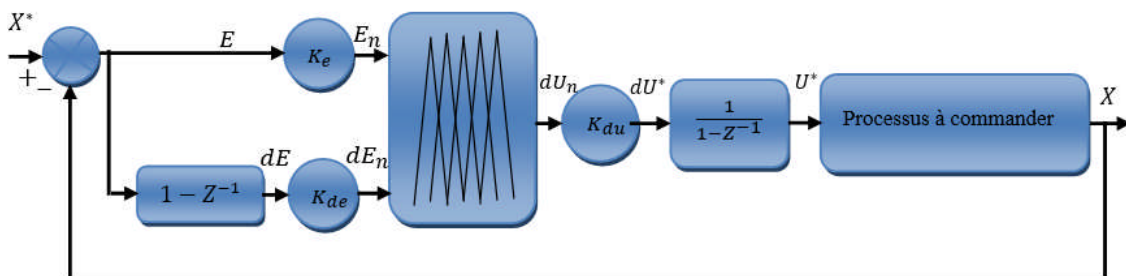


Figure III.4 : Structure de base d'un contrôleur flou type 1

Table III-1 : Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1

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

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances de bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation, nous avons opté pour les formes triangulaire avec des cotés trapézoïdale, et pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances de bloc de défuzzification de la variation de la commande, nous avons opté pour les formes triangulaire. Les deux blocs sont représenté comme suit :

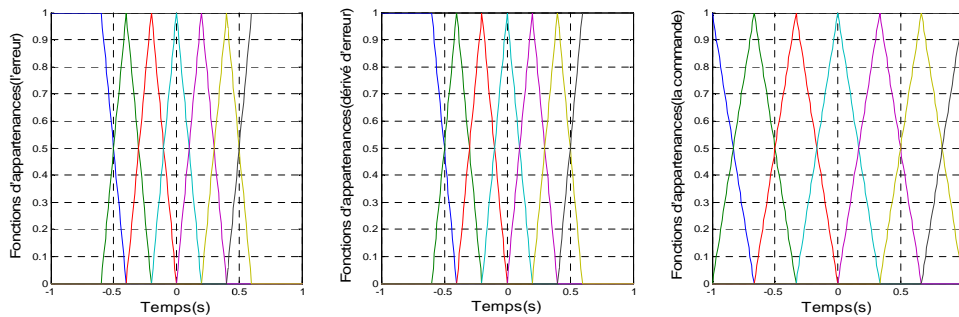


Figure III.5 : Les fonctions d'appartenance pour (e) , (Δe) et (Δu)

III.3.2 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe

Après avoir appliqué la simulation à MATLAB, nous obtenons les résultats suivants:

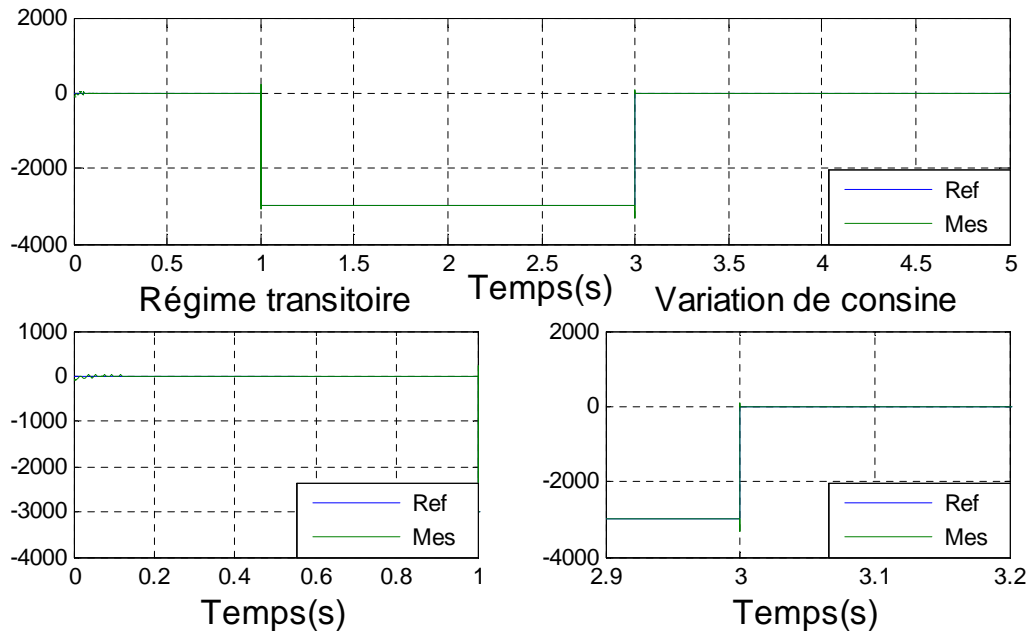


Figure III.6 : Puissance active avec zoom

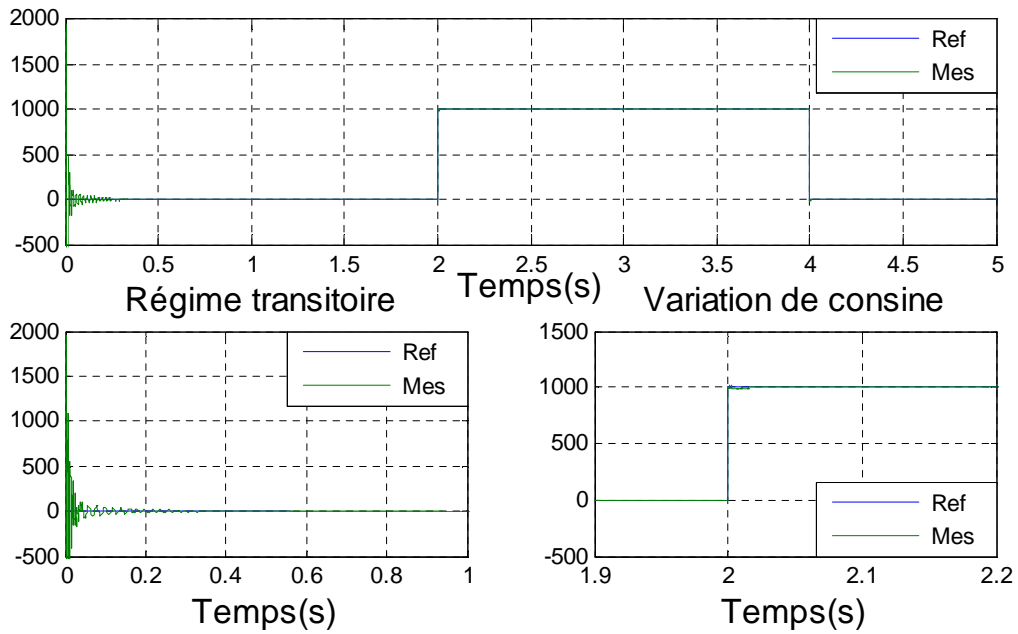


Figure III.7 : Puissance réactive avec zoom

III.3.3 Interprétation des résultats

On peut voir que la méthode de contrôle permet une séparation complète entre les composantes active et réactive de la force statique. D'après les résultats de simulation présentés dans les Figures (III.7), (III.8), il apparaît clairement que la commande a une performance positive, c'est-à-dire : les erreurs de suivi sont faibles avec des dépassements acceptables, et la réponse qui caractérise le régime transitoire est peu. Il a également été noté une amélioration significative des performances des résultats obtenus par hybride backstepping floue type 1 par rapport au Backstepping, notamment en termes de puissance réactive.

III.4 Application de la commande hybride backstepping floue type2

III.4.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisé

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande *floue type-1* avec un changement des régulateurs *floue type-1* par des régulateurs *floue type-2*. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants. Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure suivante :

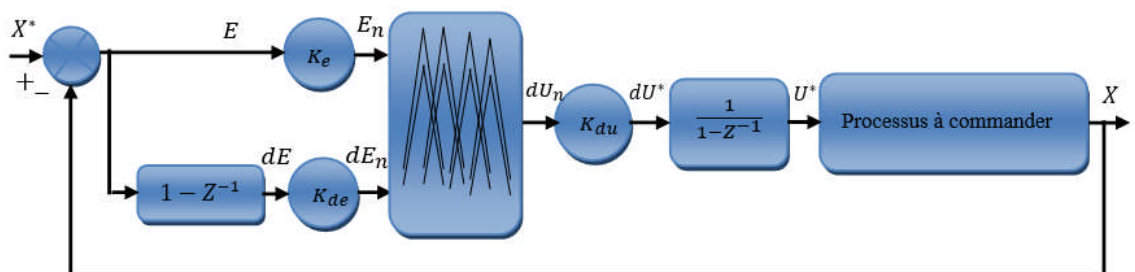


Figure 14 : Structure du contrôleur flou type-2.

L'application des commandes développées

Table III-2 : Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2

La commande		Erreur		
		N	EZ	P
Dérivé de l'erreur	N	NG	NP	PP
	EZ	NG	EZ	PG
	P	NP	PP	PG

Dans notre travail le contrôleur flou type-2 admet(3-3-5) ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représenté sur les figures suivantes:

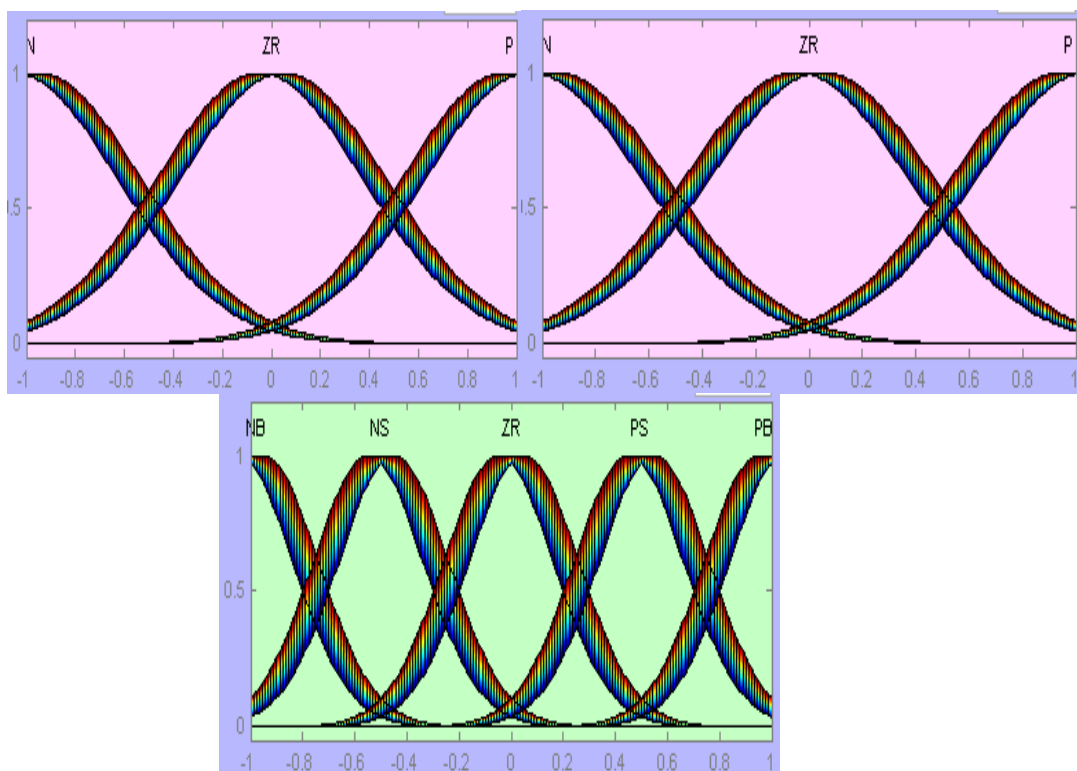


Figure III.8 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

III.4.2 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe

Toujours cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

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

Après avoir appliqué la simulation à MATLAB, nous obtenons les résultats suivants:

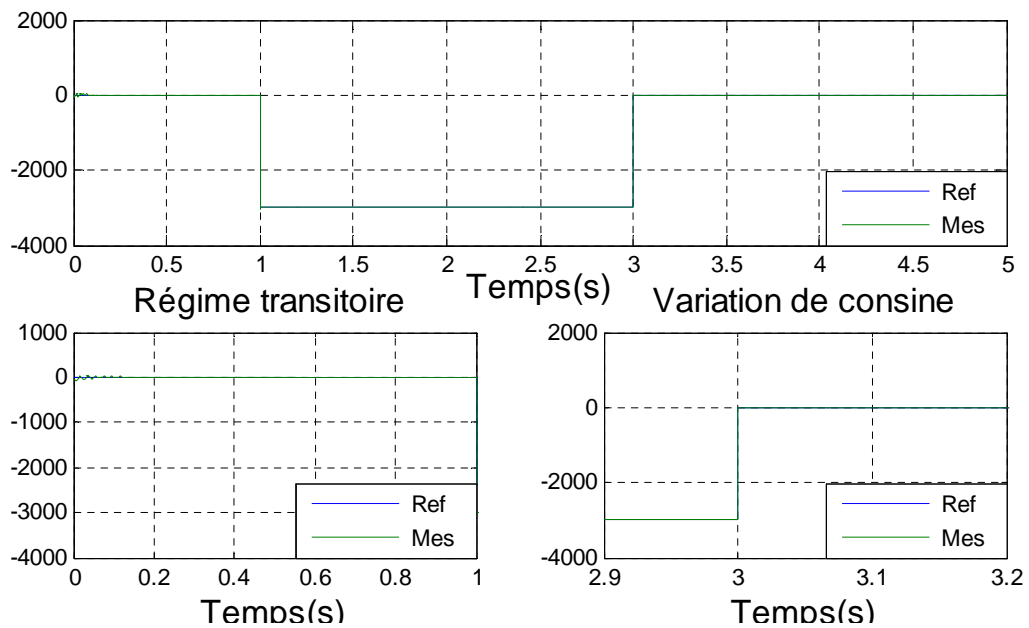


Figure III.9 : Puissance active avec zoom

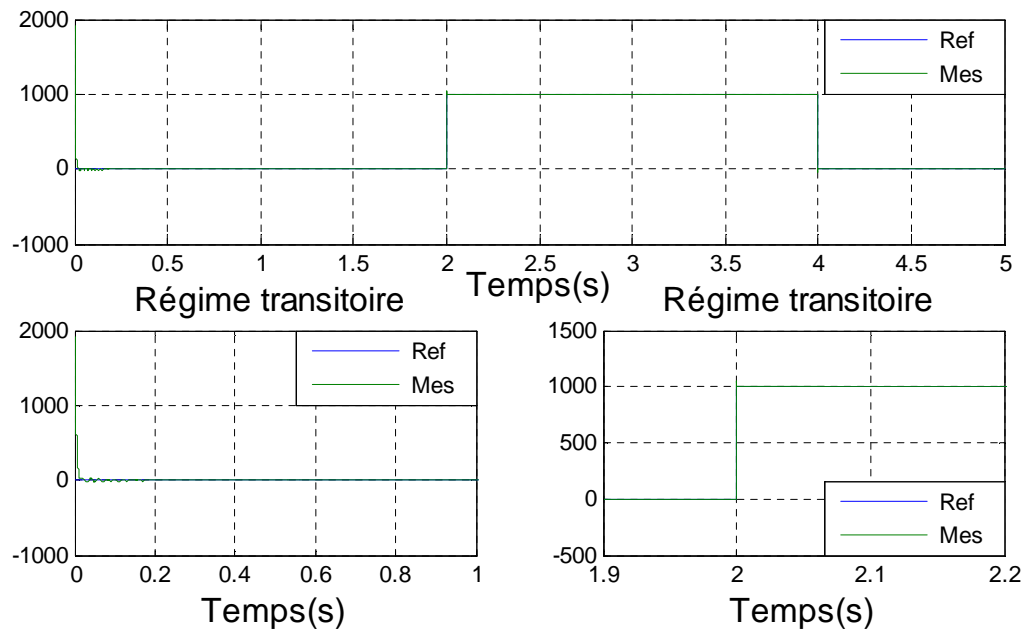


Figure III.10: Puissance réactive avec zoom

III.4.3 Interprétation des résultats

De l'observation des images (III.10) et (III.11), nous remarquons une excellente performance de la méthode de commande utilisée, où P et Q suivent parfaitement la référence. Autrement dit, le taux d'erreur est faible.

Il y a une amélioration significative des performances de la puissance réactive par rapport à l'hybride Backstepping logique floue type 1 et un saut quantique, mais il y a une amélioration significative par rapport à la puissance active.

Au total, la logique floue de type 2 offre une nette amélioration par rapport au backstepping et à la logique floue de type 1

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implémentation des trois techniques de commande pour commander la puissance active et réactive générée par notre machine. Il a été

L'application des commandes développées

scindé en trois parties a savoir : la première partie qu'est l'application de la commande par Backstepping sur la GADA, ce dernier est assure la robustesse en boucle fermée en tout instant mais se caractérise par l'inconvénient de l'inadaptation avec les systèmes avec de variation paramétrique, et pour éliminer ce inconvénient on faire une hybridation entre la commande par Backstepping et la logique floue type 1 qu'est présenter dans le deuxième partie. On à avoir des bons résultats par rapport la commande par Backstepping au côté la stabilité et la précision. Et pour plus d'amélioration on faire dans le troisième partie une autre hybridation entre la commande par Backstepping et la logique floue type 2, on obtenus des très bon résultats plus stable, plus précise avec un erreur presque nul, pour justifier ces résultats on va faire une étude comparative entre ces trois commandes (qualitative et quantitative) dans le chapitre suivant pour le but de conclure la commande la plus performante et la plus efficace pour commander les puissance active et réactive générée par notre GADA.

**Chapitre IV : ETUDE
COMPARATIVE ENTRE LES
TECHNIQUES DE COMMANDE
DEVELOPPEES**

IV.1 Introduction

Pour évaluer les différentes techniques de commande développées et appliquées sur notre système de conversion d'énergie éolienne basée sur une MADA dans ce mémoire, nous présenterons une étude comparative entre ces commandes. Cette étude a été répétée dans les mêmes conditions.

Le but de ce chapitre est réaliser une comparaison entre ces commandes que nous avons présentées dans le chapitre précédent. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests qui nous avons appliqué durant les fonctionnements en régimes transitoire et permanent

IV.2 Les différentes comparaisons utilisées entre les techniques proposées

Dans ce travail, trois méthodes de comparaison ont été adoptées :

IV.3 Comparaison Qualitative

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulation obtenus grâce à l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système de conversion d'énergie éolienne basée sur une MADA. Les consignes des puissances active et réactive proposées sont données sous formes d'échelons alors que la machine est entraînée à vitesse fixe.

IV.3.1 Résultats de simulation numérique

Cet essai est réalisé dans les mêmes conditions à savoir:

- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min.
- Introduction d'un échelon de puissance active de $P_{sref} = -3000W$ entre les instants: $t = 1s$ et $t = 3s$.
- Introduction d'un échelon positif de puissance réactive $Q_{sref} = 1000 VAR$ entre les instants: $t = 2s$ et $t = 4s$.
- la période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.

Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus par la comparaison qualitative des différentes techniques de commandes réalisées sur notre MSAP

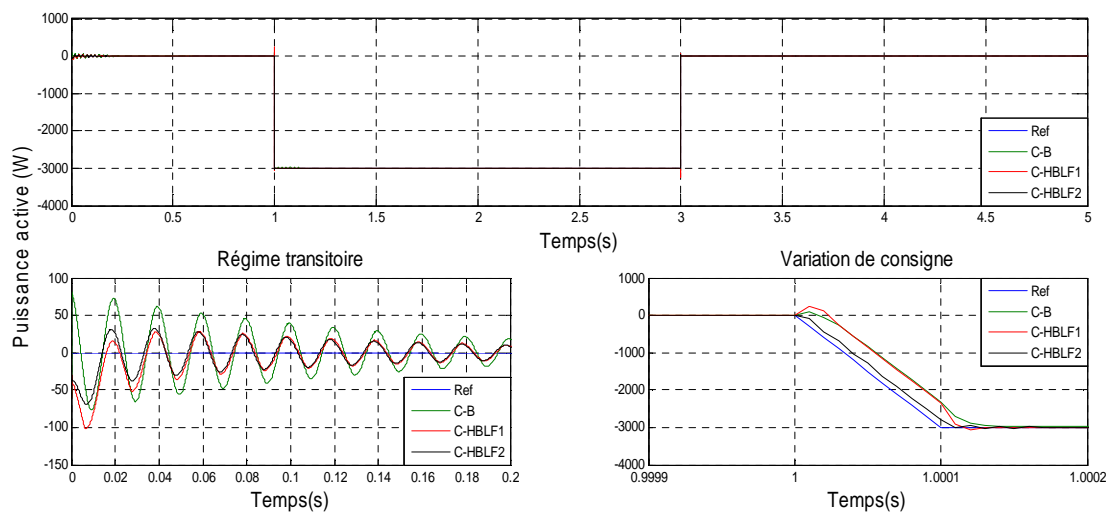


Figure IV.1 : Puissance active produite pour les trois commandes avec un zoom

Étude comparative entre les techniques de commande développées

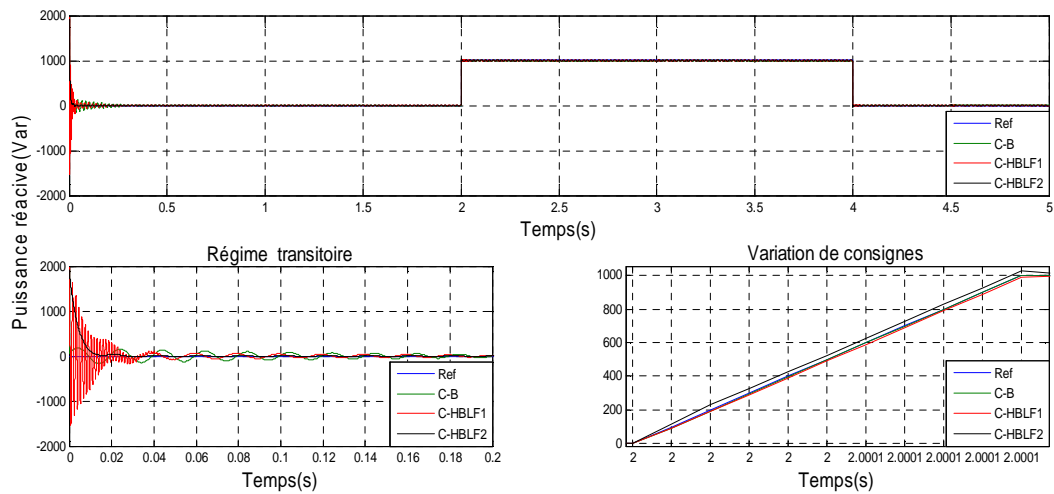


Figure IV.2 : Puissance réactive produite pour les trois commandes avec un zoom

IV.3.2 Interprétation des résultats

L'observation des résultats de simulation montre que les puissances active et réactive suivent leurs nouvelles références dans les trois types de commandes; cependant, le temps de réponse, le dépassement et les oscillations des grandeurs réglées, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire et le changement des consignes sont différents. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande hybride backstepping floue type 2, qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

IV.4 Comparaison Quantitative

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système quantitativement (en chiffres), ce test basé sur deux critères : énergétique J_1 et statique J_2 . Le premier est fonction de la commande appliquée, alors que le second est fonction de l'erreur résultante. Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères énergétique J_1 et celui de précision J_2 sont définis par:

Étude comparative entre les techniques de commande développées

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \quad (IV.1)$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \quad (IV.2)$$

IV.4.1 Résultats de simulation numérique du système pour une vitesse fixe

Pour calculer les deux critères, les commandes et les erreurs des grandeurs commandées ont été utilisées. Les deux critères sont calculés pour un temps de simulation de 5s et des consignes des puissances égales à celles données dans les conditions de simulation.

Table IV-1 : Étude comparative des commandes développées pour le système considéré.

G G - C	Critère	Commandes développées pour le système considéré		
		Backstepping command	HybridBacksteppingfloue type 1 command	HybridBacksteppingfloue type 1 command
Puissance active	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	3.2304e+08	3.3112e+08	4.4838e+07
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	513.8200	103.5854	31.2631
Puissance e	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	1.9202e+08	1.8490e+08	5.6080e+07
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	314.9372	81.0754	26.2390

IV.4.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent que la commande hybride backstepping floue type 2 est la plus performante par rapport les autres commandes du point de vue minimisation les critères énergétique et statique qui nous donne les valeurs les plus faibles.

IV.5 Comparaison robustesse

Le dernier test est basé sur l'essai de robustesse des commandes proposées où une étude de l'influence des variations paramétriques de la MADA sur les performances de celles-ci est menée. Sachant que dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées

Étude comparative entre les techniques de commande développées

par différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances, etc ...).

IV.5.1 Model d'état pourappliquerle test robustesse

Pour appliquer cette comparaison nous allons décomposer notre modèle d'état de la machine qui existe dans le **chapitre I** comme suit :

$$\begin{aligned} [\dot{X}] = & \left[\left[\frac{1}{T_s} \cdot A_{11} + \frac{M}{T_s} \cdot A_{12} + a \cdot A_{13} + \delta \cdot A_{14} \right] + ws \cdot [\beta \cdot A_{21} + A_{22}] \right. \\ & \left. + wr \cdot [\beta \cdot A_{31} + A_{32}] \right] \cdot [X] + [B_1 + a \cdot B_2 + \frac{1}{\sigma L_r} \cdot B_3] \cdot [U] \end{aligned}$$

$$[A_{11}] = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_{12}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[A_{13}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_{14}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$[A_{21}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_{22}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A_{31}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_{32}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[B_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [B_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [B_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

IV.5.2 Résultats de simulation qualitativement

- Dans cet essai, on a fait varier les paramètres suivants:
- Résistances R_r et R_s multipliées par 2.
- Inductances L_s , L_r , et M_{sr} , divisées par 2

Étude comparative entre les techniques de commande développées

- machine entraînée à 1440 Tr/min.
- La variation des paramètres sera appliquée entre les instants $t = 4.5\text{sett} = 5\text{s}$

Dans cette comparaison, nous avons représenté les courbes de puissances active et réactive pour avoir la robustesse des commandes proposées. Les résultats de simulations sont présentés par la figure suivante :

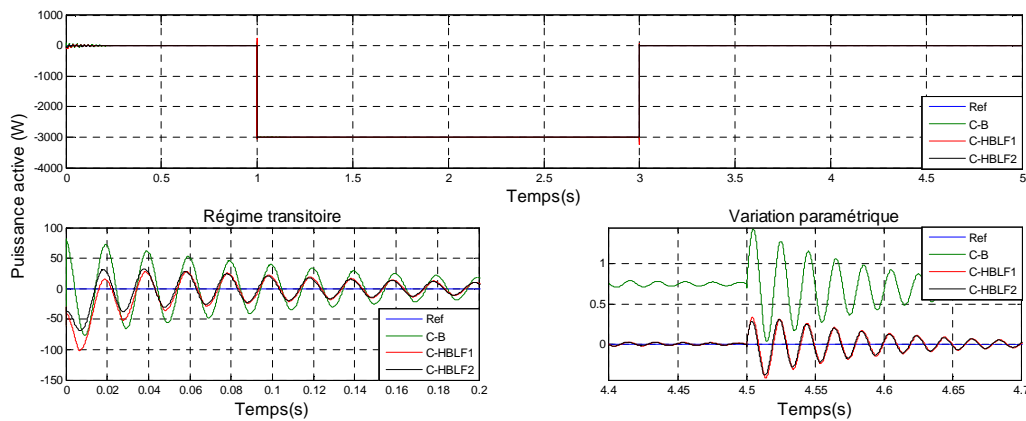


Figure IV.3 : Puissance active produite pour les trois commandes avec un zoom (variation interne).

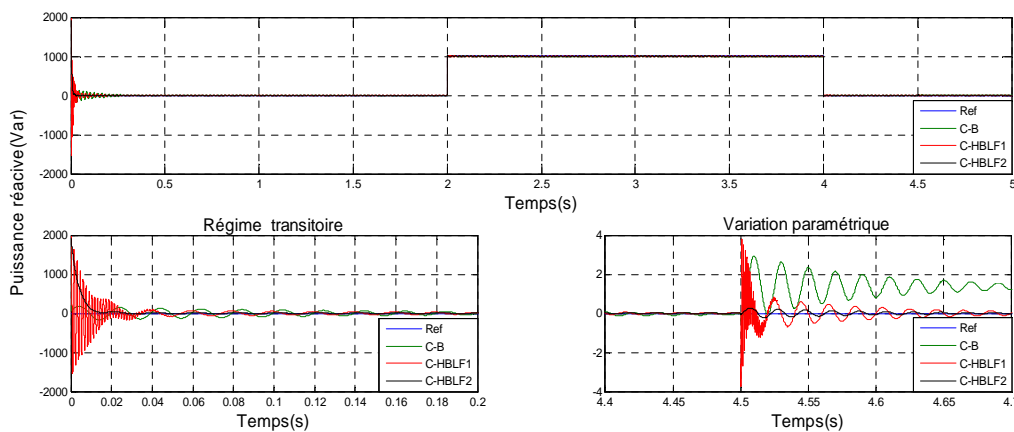


Figure IV.4: Puissance réactive produite pour les trois commandes avec un zoom (variation interne).

IV.5.3 Interprétation des résultats

Dans cet essai, nous avons visualisé la forme des deux puissances active et réactive pour une durée de simulation $T_S = 5s$. Les trois commandes proposées présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des petites variations paramétriques; cependant, la commande hybride backstepping floue type 2 se présente comme la meilleur commande ayant des allures des puissances presque lisses et un bon suivi des allures des consignes.

IV.5.4 Résultats de simulation quantitativement

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système quantitativement (en chiffres), Ce test basé sur quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères de performance sont définis mathématiquement par :

L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (IV.3)$$

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (IV.4)$$

L'intégrale du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)|dt \quad (IV.5)$$

L'intégrale du temps multiplié par l'erreur au carré:

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt \quad (IV.6)$$

Le tableau suivant représenter les valeurs de comparaison pour un test robustesse entre les trois commandes développées :

Table IV-2 : Étude comparative des commandes développées

G-C	Critère	Commandes développées pour le système considéré		
		Commande Backstepping	commande hybrid backstepping floue type 1	commande hybrid backstepping floue type 2
Puissance active	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	0.2550	0.0039	0.0035
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	0.3476	0.0234	0.0225
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t \cdot e dt$	1.6503	0.1072	0.1034
	$ISE = \int_0^{+\infty} t \cdot e^2 dt$	1.2077	0.0176	0.0161
Puissance reactive	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	1.0022	0.0461	0.0017
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	0.6845	0.0628	0.0156
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t \cdot e dt$	3.2511	0.2874	0.0714
	$ISE = \int_0^{+\infty} t \cdot e^2 dt$	4.7466	0.2083	0.0079

IV.5.5 Interprétation des résultats

Les résultats présentés dans le tableau ci-dessus montrent clairement que les valeurs de la commande hybride Backstepping floue type 2 est la commande la plus robuste par rapport les autres techniques

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre toutes les commandes appliquées sur le système. Pour ce faire, on a utilisé trois approches fondamentales qualitative, quantitative et robustesse. Les résultats obtenus montrent bien que la commande par hybride backstepping floue type 2 est la commande la plus performante et la plus efficace sur le système de conversion l'énergie éolienne considéré par rapport aux autres commandes en présence et absence des variations paramétriques et externes

Conclusion générale

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre toutes les commandes appliquées sur le système. Pour ce faire, on a utilisé trois approches fondamentales qualitative, quantitative et robustesse. Les résultats obtenus montrent bien que la commande par hybride backstepping floue type 2 est la commande la plus performante et la plus efficace sur le système de conversion d'énergie éolienne considéré par rapport aux autres commandes en présence et absence des variations paramétriques et externes

L'objet de ce travail est lié à l'étude, la modélisation et la commande du système de conversion d'énergie éolienne basé sur une MADA. Pour cela, la modélisation de cette génératrice et ses convertisseurs a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour développer trois techniques de commande afin d'assurer un contrôle robuste et continu des puissances active et réactive statoriques générées, ces résultats a permis d'obtenir un rendement de transfert élevé du notre machine et une qualité de production optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel théorique sur notre machine MADA. Par la suite, nous avons modélisé dans le première étape, cette machine dans le repère de Park (Repère biphasé (d,q)) lié au champ tournant qui réduit la complexité du modèle, puis, dans le deuxième étape, la modélisation de convertisseur qui est pilotée cette machine par le rotor via un redresseur triphasé non commandé en série avec un onduleur triphasé permet l'application des commandes pour contrôler la puissance active e réactive générés. Sur ce modèle global, on a appliqué trois techniques de commandes qui ont été détaillées théoriquement dans le deuxième chapitre et appliqué sur le troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances statoriques produites vers le réseau à savoir: la commande par backstepping, la commande hybride backstepping floue type 1, et la commande hybride backstepping floue type 2. Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de ces commandes sur notre machine montrent l'efficacité de ces derniers implémentés.

Finalement dans le dernier chapitre nous avons fait une étude comparative entre les différentes techniques de commandes développées, cette étude de comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent du notre machine. Les résultats de cette étude ont affirmé ceux de la simulation de l'asservissement de puissance mécanique el la commande la plus efficace.

Conclusion générale

Suggestions et perspectives

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir:

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux pour piloter notre machine.
- L'utilisation des nouvelles techniques plus développées ou hybride.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.

Bibliographie

- [BIM 02]: Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives," 2002.
- [BLA 918]: Blaschke, F. (1918). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Review*, 46(5), 217-220.
- [BOL 02]: Boldea, I., &Nasar, S. A. (2002). *The Induction Machine Handbook*. CRC Press.
- [BOU 21]: BOUDJELLAL Djamal eddine, *Commande hybride backstepping-floue de la machine asynchrone à double alimentation*, univ-msila Master Académique 2021
- [BOU 22]: Bouaouiche, S., Saad, M., &Mekhilef, S. (2022). Hybrid Control Backstepping Blur Type 1 and 2. In *Proceedings of the International Conference on Electrical and Information Technologies for Rail Transportation* (pp. 123-135). IEEE.
- [CAM 03]: Camblong, H., Raison, B., & de Fornel, B. (2003). *Commande des machines électriques*.
- [DAT 15] :Datta, A., Chakraborty, S., &Chakraborty, S. (2015). Control of doubly-fed induction generator for wind turbines: a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 51, 1191-1205.
- [FIT 03]: Fitzgerald, A. E., Kingsley Jr, C., &Umans, S. D. (2003). *Electric Machinery* (6th ed.). McGraw-Hill.
- [GIE 08]: Gieras, J. F., &Piech, Z. J. (2008). Doubly fed induction machines: constant speed operation. In *Doubly fed induction machines* (pp. 29-43). CRC Press.
- [JAN 93]: Jang, J.-S.R. (1993). ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 23(3), 665-685.
- [KHE 11]: Kheirikhah, E., &Kayacan, E. (2011). Fuzzy type-2 logic control. In *Advances in Fuzzy Systems-Applications and Theory* (pp. 3-22). InTech.

Bibliographie

- [KRA 02]: Krause, P. C., Wasynczuk, O., &Sudhoff, S. D. (2002). Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. IEEE Press.
- [KRI 01]: Krishnan, R. (2001). Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. Prentice Hall.
- [KOT 10]:Kothari, D. P., Nagrath, I. J., &Verma, M. (2010). Modern Power System Analysis. Tata McGraw-Hill Education.
- [LEF 14]: L. El Fellah, M. Tadjine, and F. Meibody-Tabar, "Control of Doubly Fed Induction Generator using Backstepping Technique," International Journal of Renewable Energy Research, vol. 4, no. 2, pp. 369-378, 2014.
- [MAM 75]: Mamdani, E. H., &Assilian, S. (1975). An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. International journal of man-machine studies, 7(1), 1-13.
- [MAR 21] : F. Maroua, F.Rezki, Commande hybride backstepping-floue d'un système de conversion énergie éolienne à base d'une MADA, Master Académique, uni-msila,2021
- [MOH 02]: Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2002). Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons.
- [MUL 03]: Muljadi, E., & Butterfield, C. P. (2003). Doubly fed induction generator technology for wind energy conversion systems. Electric power research institute, 2495
- [ROU 14] R. Rouabhi, A. Djerioui, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator ». Journal of Electrical Engineering, Vol: 14 /2014-Edition:3, pp. 1-7.
- [ROU 15] R. Rouabhi, , R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control ». International Review of Electrical Engineering, Vol: 10, N: 2, March-April 2015, pp. 266-276.
- [ROUA 15'] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator ». The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
-

Bibliographie

[ROU 16] R. Rouabhi, «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée». Thèse Doctorat, université Batna 2016

[ROU 19] R. Rouabhi, A. Herizi , «Comparative Study Between Two Control Techniques Applied on the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)». Advances in Modelling and Analysis C, Vol:74, Issue:2, (2019) , pp:51-58.

[SAL 22] : L. SALMI, C. ROUMAIR, COMMANDE BACKSTEPPING FLOUE TYPE 1 ET 2 D'UN SYSTÈME DE CONVERSION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE BASÉE SUR UNE MADA, Master Académique, unI-msila, 2022

[SHA 15]: A. Sharma, N. Bansal, and R. K. Bansal, "Analysis of Doubly Fed Induction Machine with Simplifying Assumptions," International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, vol. 4, no. 6, pp. 5410-5416, 2015

[YAG 94]: R. R. Yager, "Adaptive Fuzzy Systems," 1994.

[ZHE 14]: S. ZEGHLACHE, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical ». Thèse de Doctorat, université de m'sila 2014.

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

Valeurs nominales:

Puissance nominale: $P_n = 4KW$.

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

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

La vitesse nominale: $\Omega n = 1440tr/min$.

Nombre de paires de pôles: $P = 2$.

Paramètre :

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

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

Inductance stator: $L_s = 0.1554H$.

Inductance du rotor: $L_T = 0.1568H$.

Inductance Mutuelle: $M = 0.15H$.

Constantes mécaniques :

Moment d'inertie: $J = 0.2Kg, m^2$.

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

3- Paramètres du filtre :

Résistance du filtre: $R_f = 0.25\Omega$.

Inductance du filtre : $L_f = 0.005H$.

4- Capacité du condensateur de lissage de la tension du bus continu : $C = 4400\mu F$.

Resume

RESUME :

Dans ce travail, nous allons développer une nouvelle technique de commande basé sur l'hybridation entre la théorie de Lyapunov (Backstepping) et l'intelligence artificielle (la logique floue type 1 et 2) pour appliquer au système de conversion d'énergie éolienne (SCEE) basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA), cette machine est pilotée à travers les variables rotoriques par deux convertisseurs. Dans la première partie nous avons modélisé la chaîne de la machine et leurs convertisseurs. Dans la deuxième partie, on a développé les commandes nécessaires pour contrôler les puissances actives et réactives produites par cette machine. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les commandes développées.

Mots clés:

Energie éolienne - MADA - Convertisseurs - Modélisation - Commande - Logique floue - Backstepping.

ملخص

في هذا العمل ، سنطور تقنية تحكم جديدة تعتمد على التهجين بين نظرية (خوطة الى الورااء)والذكاء الاصطناعي (المنطق الضبابي من النوع 1 و 2) لتطبيقها على نظام تحويل طاقة الرياح على أساس آلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة ، يتم التحكم في هذه الآلة من خلال متغيرات الدوار بواسطة محولين. في الجزء الأول قمنا بنمذجة سلسلة الآلة والمحولات الخاصة بهم. في الجزء الثاني ، قمنا بتطوير الأوامر اللازمة للتحكم في القوى النشطة والتفاعلية التي تنتجها هذه الآلة. أخيرًا ، كنا مهتمين بالدراسة المقارنة بين الأوامر المطورة.

كلمات مفتاحية:

طاقة هوائية- ناعورة - مكنة لا التزامية ثنائية التغذية - محول-محاكاة - تحكم - بالمنطق الغامض-بالرجوع المرحلي.

In this work, we will develop a new control technique based on the hybridization of Lyapunov theory (Backstepping) and artificial intelligence (Type 1 and Type 2 fuzzy logic) to apply it to the wind energy conversion system (WECS) based on a doubly-fed asynchronous machine (DFAM). This machine is controlled through the rotor variables by two converters. In the first part, we modeled the machine chain and its converters. In the second part, we developed the necessary controls to regulate the active and reactive powers produced by this machine. Finally, we focused on the comparative study between the developed controls.

Keywords:

Wind energy - DFAM - Converters - Modeling - Control - Fuzzy logic - Backstepping.
