

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des sciences et la technologie

Département de génie électrique



Mémoire

Master académique

Domaine : sciences techniques

Filière : électrotechnique

Spécialité : Machine électrique et électronique de la puissance

Présenté par : KHAMI Mohamed

Thème

**Amélioration des performances de
régulation d'une machine asynchrone à
double alimentation par la technique
Neuro-flou**

Soutenu publiquement

Le :24/06/2013

Devant le jury :

F.Cherif	MAA	Président	UKM Ouargla
T.Laamayad	MAB	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Kh.Chaibainou	MAB	Examineur	UKM Ouargla
S.Hamdouche	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire : 2012 /2013

REMERCIEMENTS

Tout d'abord on remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

*Nous remercions Très sincèrement Mr. **Tahar LAAMYAD** mon encadreur de ce travail, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions à grandement facilité ce travail. Je remercie **Mme F. Cherif** Maitre-assistant de l'université d'Ouargla, de je faire l'honneur de présider le jury de cette mémoire. je lui exprimons notre respectueuse reconnaissance.*

*Je remercie très sincèrement Messieurs **Mr Kh. Chaibainou** et **Mme S. Hamdouche** Maitres Assistant de l'université d'Ouargla ont bien voulu mobiliser leur temps et leurs compétences pour juger ce travail, qu'ils en soient très sincèrement remerciés*

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département d'électrotechnique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en j'assurant une formation aussi meilleur que possible

Un remerciement spécial aux étudiants de la 2^{eme} année Master de la spécialité de génie électrique spécifiquement machines électriques et électronique de puissance.

Je remercie vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mon grand-père et mes grand-mères.

A mes frères et mes sœurs.

A mes Oncles et mes Tantes.

A mes cousines.

A tout ma famille.

A tous mes amis.

Sommaire

Introduction générale

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

I.1. Introduction	3
I.2.Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	3
I.3.Hypothèses simplificatrices	4
I.4.Equations électriques de la machine.....	4
I.5. Application de la transformation de Park à la MADA	5
I.6.Modèle de la MADA dans le référentiel de Park	6
I.6.1.Equation magnétique.....	6
I.6.2.Modèle de la MADA biphasé	7
I.6.3.Equation mécanique.....	7
I.7.Modèle de la machine en vue de sa commande.....	8
I.7.1.Equations des tensions	8
I.7.2.Equations des flux.....	9
I.7.3.Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park.....	10
I.8.Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état.....	10
I.8.1.Mise sous forme d'équations d'état	10
I.9.Modélisation de l'association MADA avec onduleur de tension.....	11
I.9.1.Modélisation de l'onduleur de tension.....	12
I.9.2.Commande des onduleurs	13
I.9.2.1.Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis.....	13
I.10.Résultats de simulation et interprétation	15
I.10.1.Modèle de la machine sans application de commande.....	15
I.11.Conclusion.....	18

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

II.1.Introduction	19
-------------------------	----

II.2.Généralités sur la commande vectorielle	19
II.2.1. But et principe de la commande vectorielle	19
II.2.2.Les types de la commande vectorielle	20
II.2.2.1. Commande vectorielle directe	20
II.2.2.2. Commande vectorielle indirecte	20
II.3.Application de la commande vectorielle à la MADA	21
II.3.1.Choix de repère de référence	22
II.4.Loix de la commande vectorielle appliquée à la MADA	23
II.5.Réglage de vitesse de la MADA à flux statorique orienté par un PI Classique	25
II.5.1.Défluxage.....	26
II.5.2.Identification des paramètres du régulateur de vitesse	27
II.6.Résultats de simulation.....	27
II.6.1.introduction d'un couple de charge	27
II.6.2.Changement de consigne et inversion de sens de rotation	28
II.6.3.Teste de la robustesse	29
II.6.3.1.Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique.....	29
II.6.3.2.Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	30
II.7.Conclusion.....	31
Chapitre III: Application la commande par la logique floue a la machine asynchrone à double alimentation	
III.1. Introduction.....	32
III.2 Historique de la logique floue	32
III.3 Domaine d'application	32
III.4 Principe De La Logique Floue	33
III.5 Eléments De Base De La Logique Floue	33
III.5.1 Variables linguistiques	34
III.5.2 Ensembles floue	34
III.5.3 Fonctions d'appartenance.....	34
III.5.4 Operateurs de la logique floue	35

III. 5.5 Règles floues	36
III.6 Commande Par Logique Floue	37
III.6.1 Régulateur floue	37
III.6.1.1 Interface de fuzzification	38
III.6.1.2 Base de règles	38
III.6.1.3 Mécanisme d'inférence floue	38
III.6.1.4 Interface de défuzzification	39
III.7. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue	40
III.8. Commande floue de la vitesse d'une MADA a flux statorique orienté	40
III.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	40
III.8.1.1 Fuzzification	42
III.8.1.2 Base des règles	42
III.8.1.3 Mécanisme d'inférence	43
III.8.1.4 Défuzzification	44
III.8.2. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse	44
III.8.3 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou	45
III.9. Résultats de simulation	45
III.9.1 Introduction d'un couple de charge	45
III.9.2 Changement de consigne et inversion du sens de rotation	46
III.10. Teste de la robustesse	47
III.10.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie	47
III.10.2. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique :	48
III.11 Conclusion	49
Chapitre 04: Application la commande par régulateur flou à gain Neuro-flou adapté a la MADA	
IV.1. Introduction	50
IV.2. Définition du neuro-flou	50
IV.3. Avantages et inconvénients de la logique floue et des réseaux de neurones	51

IV.4. Description du contrôleur neuro-flou	52
IV.5. Commande de vitesse de la MADA par mécanisme de neuro- flou.....	54
IV.6. Structure du régulateur PI- flou à gain Neuro-flou ajuste en ligne.....	54
IV.6.1. Fuzzification.....	55
IV.6.2. Inférence floue pour le facteur	55
IV.6.3. Défuzzification.....	56
IV.6.4. Table d'inférence du facteur de sortie α_n	56
IV.6.5. Loi de commande pour le régulateur PI flou à gain Neuro-flou adapté	56
IV.7. Résultats de simulation	58
IV.7.1. Introduction d'un couple de charge	58
IV.7.2. Changement de consigne et inversion du sens de rotation.....	59
IV.8. Teste de la robustesse	60
IV.8.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	60
IV.8.2. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique.....	61
IV.9. Conclusion	62
Conclusion générale	
Conclusion générale.....	63
Annexe	xii
Références bibliographiques	xiv

Liste des abréviations et symboles

MADA	Machine asynchrone à double alimentation
f_s, f_r	Respectivement les fréquences statorique et rotorique
V_s	Tension appliquée au stator
V_r	Tension appliquée au rotor
θ_s, θ_r	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M	Inductance cyclique mutuelle
C_e	Couple électromagnétique de la machine
C_r	Couple résistant
J	Inertie des masses tournantes
F	Coefficient de frottement visqueux
Ω_s	Vitesse synchrone en rad/s
P	Nombre de paire de pôle de la MADA
G	Glissement
	Vitesse mécanique
Ω_{ref}	Vitesse de référence
ϕ_{ref}	Flux de référence
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
I_{ds}, I_{qs}	Courant statorique selon l'axe d,q
I_{dr}, I_{qr}	Courant rotorique selon l'axe d,q
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statorique selon l'axe d,q

ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotorique selon l'axe d,q
V_{ds}, V_{qs}	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchron
V_{dr}, V_{qr}	Composantes de la tension rotorique dans le référentiel synchron
P	Opérateur dérivé de Laplace
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de fuite total
A, B, C	Trois phases du stator a, b, c Trois phase de rotor
L_{SS}	Matrice d'inductances statorique
L_{rr}	Matrice des inductances rotorique
M_{Sr}	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
$X_A X_B X_C$	Axes triphasés réels Axes
U, V	biphasés de Park
X_0	Composante homopolaire
$P(\)$	Matrice de transformation de Park
C	Angle de positionnement des axes (U, V) par rapport aux axes (X_A, X_B, X_C)
P.I	Correcteur proportionnel – intégral
U_C	Tension continue
$P(\)^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse

Liste des figures

Figure (I.1) Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.	3
Figure(I.2) : Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.	5
Figure(I.3) : Repères de référence : statorique, rotorique et tournant d-q	6
Figure (I.4) : modèle généralisé biphasé de la MADA selon les axes ($d-q$)	7
Figure (I. 5) : Schémas de l'association MADA- onduleur de tension.....	11
Figure (I.6) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	12
Figure (I.7) : Illustration de la bande de courant à hystérésis.....	14
Figure(I.8.a) :Reponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	15
Figure(I.8.b) :Les composantes des courantes statorique direct id_{set} en quadrature iqs	16
Figure(I.8.c) : Les composantes des flux statoriques direct φd_{set} en quadrature φqs	16
Figure(I.8) : Réponse dynamique de la machine à vide.....	16
Figure(I.9.a) :Reponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	17
Figure(I.9.b) :Les composantes des courantes statorique direct id_{set} en quadrature iqs	17
Figure(I.9.c) : Les composantes des flux statoriques direct φd_{set} en quadrature φqs	17
Figure(I.9) : Réponse dynamique de la machine avec application du couple de charge.	17
Figure (II.1) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.....	21
Figure (II.2) : Orientation du flux statorique	22
Figure (II.3) : Orientation du flux rotorique.	23
Figure (II.4) : Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté.....	26
Figure (II.5) : Le bloc de défluxage	26
Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse.....	27
Figure (II.7.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	28
Figure (II.7.b) : Les composantes des flux statoriques direct φd_{set} en quadrature φqs	28

Figure (II.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de ($Cr20N.m$) à l'instant $t=2(s)$	28
Figure (II.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	29
Figure (II.8.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	29
Figure (II.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	30
Figure (II.9.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	30
Figure (II.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique Rr	30
Figure (II.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	30
Figure (II.10.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	31
Figure (II.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J	31
Figure (III.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.	33
Figure (III.2) : Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	35
Figure (III.3) : Fonction d'appartenance singleton.	35
Figure (III .4): Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	37
Figure (III.5) : Fonctions d'appartenances.....	38
Figure (III.6) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.	41
Figure (III.7) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.....	42
Figure (III.8) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.....	45
Figure(III.9.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	46
Figure(III.9.b): Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	46
Figure (III.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'introduction d'un couple de charge d'à ($Cr = 20N.m$) l'instant $t = 2(s)$ et $t=3(s)$	46
Figure (III.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.	47

Figure (III.10.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	47
Figure (III.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors de l'inversion du sens de rotation.	47
Figure (III.11.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	47
Figure(III.11.b) : Les composantes des flux rotoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	48
Figure (III.11) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J	48
Figure (III.12.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	48
Figure (III.12.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	49
Figure (III.12) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique R_r	49
Figure (IV.1) Principe du Neuro-flou	50
Figure (IV.2): architecture des réseaux Neuro-floues.....	52
Figure(IV.3) Structure du régulateur flou à gain Neuro-flou ajuste en ligne	55
Figure (IV. 4) : Fonctions d'appartenance de l'erreur et sa variation pour le mécanisme d'adaptation.....	55
Figure (IV. 5):Fonctions d'appartenance du facteur d'adaptation du gain de sortie.	56
Figure (IV .6) Structure de réglage par mécanisme de Neuro-flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation.	57
Figure(IV.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	58
Figure(IV.7.b): Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	58
Figure(IV.7.c): Illustrations évolution de gain $G_{\Delta u}$ et des performances de la commande.	58
Figure (IV.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors de l'introduction d'un couple de charge d'à ($C_r = 20N.m$) l'instant $t = 2(s)$ et $t=3(s)$	59
Figure (IV.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.	59
Figure (IV.8.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	59

Figure(IV.8.c): Illustrations évolution de gain $G\Delta u_{et}$ des performances de la commande.....	60
Figure (IV.8) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors de l'inversion du sens de rotation.....	60
Figure (IV.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.	60
Figure(IV.9.b) : Les composantes des flux rotoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	60
Figure(IV.9.c) : Illustrations évolution de gain $G\Delta u$ et des performances de la commande.....	61
Figure (IV.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J	61
Figure (IV.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.	61
Figure (IV.10.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{dset} en quadrature φ_{qs}	62
Figure (IV.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique R_r	62

Liste des tableaux

Tableau (III.1) : Implication floue.....	36
Tableau(III.2) : Matrice d'inférence des règles floues.....	43
Tableau (IV.1) : Comparaison entre la logique flou et les réseaux de neurones.....	51
Tableau (IV.2) : La table d'inférence	56

Introduction générale

La commande des machines à courant alternatif est aujourd'hui une réalité industrielle. Depuis les années 1980, de nombreux laboratoires de recherche se sont penchés sur ce thème. Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique.

Dés le début du siècle ; ce problème a été résolu à partir des moteurs à courant continu. En effet, à cette époque le seul moteur électrique capable de transmettre une énergie notable avec une vitesse de rotation variable était le moteur à courant continu.

Le moyen le plus simple de modifier sa vitesse de rotation de 0 à la valeur maximale est alors d'agir sur la tension d'induit en gardant constant le flux d'induction. Cependant cette machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteur, ce qui l'empêche d'être utilisée dans les milieux explosifs et corrosifs. En plus le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut ni opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées. Les avantages des machines à induction par rapport au moteur à courant continu, sont importants : coût de fabrication moindre, poids plus faible à puissance égale. Alors l'utilisation des moteurs à courant alternatif devient une nécessité.

Dans le domaine d'utilisation des vitesses variables il existe une solution nouvelle et originale utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation « MADA », c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance. Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de la qualité et les cycles de production de plus en plus courts sont à base de l'utilisation des techniques de plus en plus performantes dans les applications industrielles [6].

En effet, le développement des composants de l'électronique de puissance a fait qu'actuellement, seuls les convertisseurs statiques sont utilisés pour la variation de vitesse. De plus, leur association à des machines alternatives fait que les machines à courant continu fragiles en raison de leurs collecteurs, tendent à disparaître des applications industrielles. Les convertisseurs de fréquence sont des systèmes qui permettent le transfert de puissance entre un réseau de tension et de fréquence, le plus généralement fixe, et un réseau d'amplitude et de fréquence différentes, que l'on peut commander et faire varier. L'objectif de notre travail est

amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique neuro-flou.

Le mémoire est subdivisé a quatre chapitres :

Le premier chapitre, il est consacré au le modèle de la machine asynchrone à double alimentation. Dans le cas présent il faut que la modélisation prenne en compte le régime transitoire de la machine. La modélisation de Park est la plus adaptée, elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente.

Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation alimentée par un onduleur de tension. Dans cette partie nous abordons une méthode d'orientation du flux statorique, ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MADA analogue à celui de la machine à courant continu.

Dans le troisième chapitre, nous exposons les bases historiques de la logique floue, ainsi que les principes de raisonnement, et les propriétés des ensembles flous. On termine avec la conception d'un régulateur floue pour le réglage de la vitesse de la MADA.

Le quatrième chapitre nous allons proposer la méthodologie pour la réalisation d'un mécanisme d'adaptation de gain à basé sur la technique Neuro-flou

Enfinement une conclusion générale qui clôturera notre travail.

I.1. Introduction

La machine asynchrone à double alimentation présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation et ses onduleurs, cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator et les phases du rotor sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude variable. Nous présenterons à la fin de ce chapitre les résultats de simulations dans modes de fonctionnement normal. [2]

I.2. Représentation de la machine dans l'espace électrique

La machine asynchrone à double alimentation représentée schématiquement par la figure (I.1). et dont les phases sont repérées respectivement par (as, bs, cs) pour le stator et (ar, br, cr) pour le rotor. L'angle électrique variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases as , et ar choisies comme axes de références. [5]

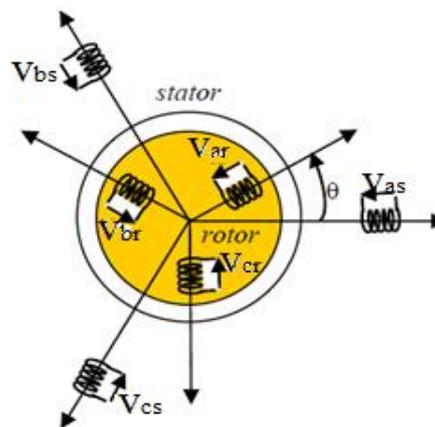


Figure (I.1) Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs en général.

I.3.Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation est établie sous les simplificatrices suivantes:

- Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- La répartition de l'induction, le long de l'entrefer, est sinusoïdale.

I.4.Equations électriques de la machine

Le modèle de la MADA comporte :

Trois équations statoriques et trois équations rotoriques :

$$\begin{cases} U_s = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ U_r = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} \text{ Et } [U_r] = \begin{bmatrix} U_{ar} \\ U_{br} \\ U_{cr} \end{bmatrix} : \text{vecteur des tensions de stator et tensions de rotor}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \text{ Et } [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} : \text{vecteur des courants de stator et courants de rotor}$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \text{ Et } [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \text{ Où } R_s \text{ et } R_r \text{ sont respectivement les}$$

résistances statoriques et rotoriques.

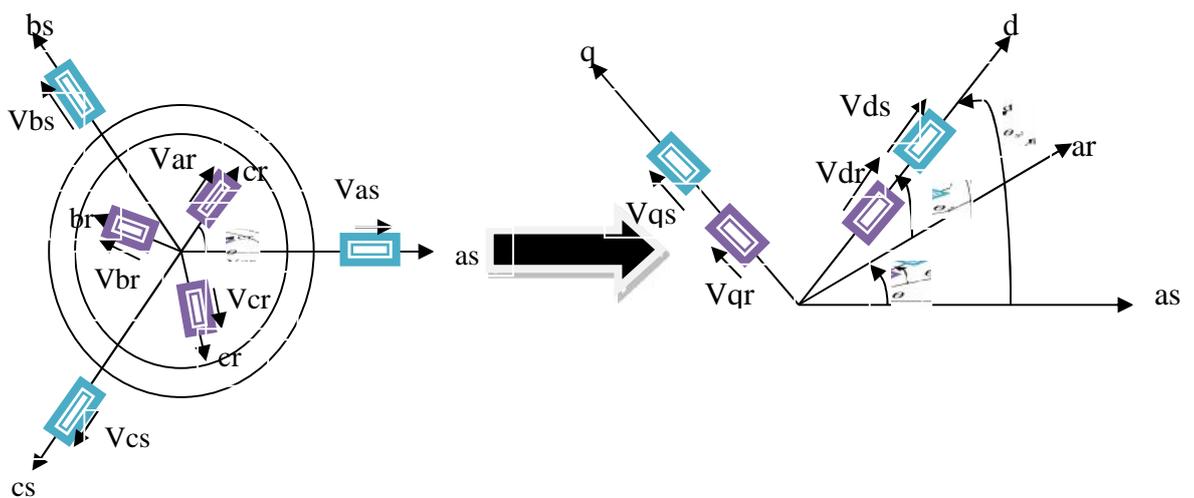
I.5. Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre (indice d) et d'axe en quadrature (indice q). Cette transformation s'écrit : Indre aux variables réelles leurs composantes homopolaires (indice0), d'axe direct.

$$\begin{pmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{pmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{pmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{pmatrix} \quad (I.2)$$

La variable X peut être une tension, un courant ou un flux. Ou a est l'écart angulaire arbitraire entre l'axe d'une phase dans l'une des armatures (stator ou rotor) et l'axe d'observation d. L'angle a prend la valeur s pour les grandeurs statorique et la valeur ($r = s - \alpha$) pour les grandeurs rotoriques. La matrice de transformation de Park et son inverse est donnée par :

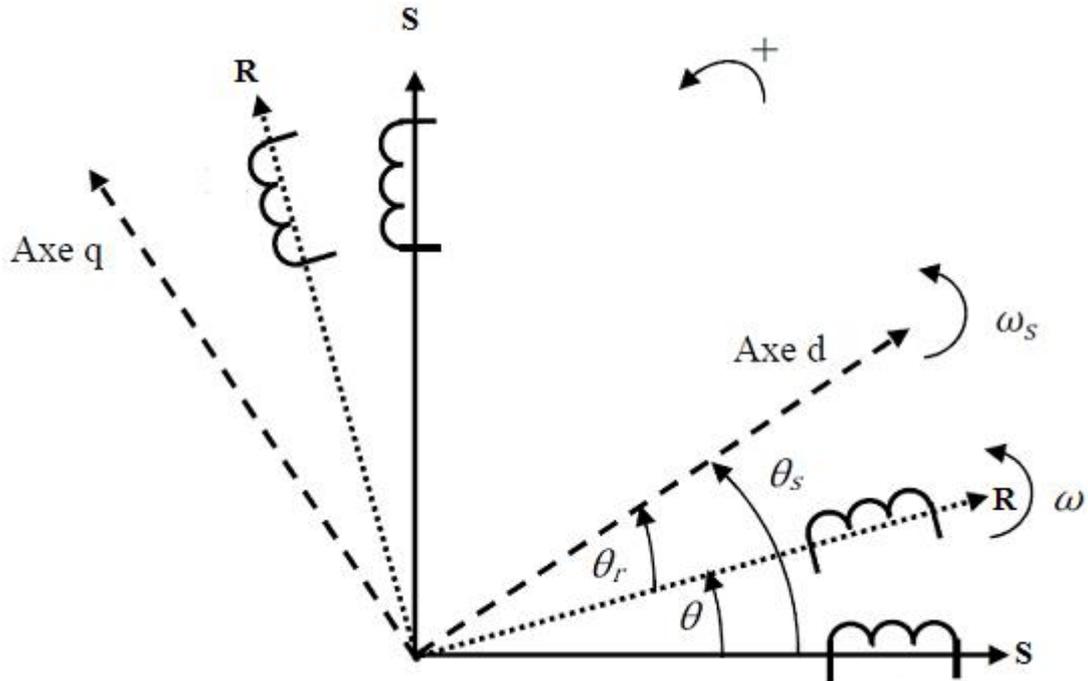
$$\begin{cases} P(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \\ P(\theta)^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (I.3)$$



Figure(I.2) : Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

I.6.Modèle de la MADA dans le référentiel de Park

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor.



Figure(I.3) : Repères de référence : statorique, rotorique et tournant d-q

I.6.1.Equation magnétique

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (I.4)$$

$$\begin{cases} [L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \\ [L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \end{cases} \quad (I.5)$$

Où l_s , l_r sont respectivement les inductances principales de fuite statoriques et rotoriques. M_s , M_r sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques. La matrice des inductances mutuelles (ou matrice de couplage rotor- stator) est donnée par :

Ainsi, le fonctionnement de la machine est régi par un système de sept équations. C'est un système non linéaire, car dépendant de $L(\theta)$, et sa résolution analytique dans le repère (abc) est très difficile. Ce problème se simplifie en adoptant une transformation qui permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent [4].

I.7.Modèle de la machine en vue de sa commande

Pour obtenir le modèle complet de la MADA, on remplace les expressions des flux dans les équations de tension. On obtient quatre équations électriques en fonction des composantes des courants et/ou flux statoriques et rotoriques. L'association de l'équation mécanique aux quatre équations électriques donne le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park qui peut être mis sous la forme d'état suivante :

I.7.1.Equations des tensions

Les équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$[U_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.10)$$

$$P(\theta)[U_{abc}] = P(\theta)[R_s][I_{abc}] + P(\theta) \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.11)$$

$$[U_{dq0}] = [R_s][I_{dq0}] + P(\theta) \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.12)$$

Dans ce travail nous avons choisis le repère lié au le champ tournant au champ tournant (dq) . Les équations électriques deviennent :

Pour le stator :

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ U_{0s} &= R_s I_{0s} + \frac{d\varphi_{0s}}{dt} \end{aligned} \quad (I.13)$$

Où $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes (dq) .

Pour le rotor :

$$\begin{aligned}
 U_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\
 U_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \\
 U_{0r} &= R_r I_{0r} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt}
 \end{aligned} \tag{I.14}$$

I.7.2. Equations des flux

Pour le stator, en multipliant par l'équation suivante par $P(\theta)$

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][I_{ABC}] + [L_{sr}][I_{abc}] \tag{I.15}$$

$$P(\theta)[\varphi_{abc}] = P(\theta)[L_s][I_{ABC}] + P(\theta)[L_{sr}][I_{abc}] \tag{I.16}$$

Donc :

$$[\varphi_{dq0}] = P(\theta)[L_s][I_{ABC}] + P(\theta)[L_{sr}][I_{abc}] \tag{I.17}$$

Après la simplification, on trouve :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \tag{I.18}$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \tag{I.19}$$

$$\varphi_{0s} = L_s I_{0s} \tag{I.20}$$

Pour le rotor, et de la même manière, on trouve :

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \tag{I.21}$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \tag{I.22}$$

$$\varphi_{0r} = L_r I_{0r} \tag{I.23}$$

Au stator :

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \tag{I.24}$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \tag{I.25}$$

$$U_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d\varphi_{0s}}{dt} \tag{I.26}$$

Au rotor :

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \quad (\text{I.27})$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \quad (\text{I.28})$$

$$U_{0r} = R_r I_{0r} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt} \quad (\text{I.29})$$

I.7.3.Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (I.9) au système d'équations différentielles modélisant la machine [4]. La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r}(\varphi_{dr}I_{qs} - \varphi_{qr}I_{ds}) = \frac{3P}{2}(\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds}) \quad (\text{I.30})$$

I.8.Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état

Pour obtenir le modèle complet de la MADA, on remplace les expressions des flux dans les équations de tension. On obtient quatre équations électriques en fonction des composantes des courants et/ou flux statoriques et rotoriques. L'association de l'équation mécanique aux quatre équations électriques donne le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park qui peut être mis sous la forme d'état suivante :

I.8.1.Mise sous forme d'équations d'état

On met le système sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Le choix du vecteur X se fait de plusieurs façons. Dans notre cas, on choisit :

$X = (I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}, \Omega_r)^t$ et les grandeurs U_{ds}, U_{qs}, U_{dr} et U_{qr} comme variables de commande. Après transformations des flux et courants, on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} (U_{ds} - R_s I_{ds} + \frac{MR_r}{L_r} I_{dr} + (\omega_s\sigma - P\Omega_r(\sigma - 1))L_s I_{qs} - \frac{M}{L_r} U_{dr} + P\Omega_r M I_{qr}) \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} (U_{qs} - R_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r} I_{qr} - (\omega_s\sigma - P\Omega_r(\sigma - 1))L_s I_{ds} - \frac{M}{L_r} U_{qr} - P\Omega_r M I_{dr}) \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma} (U_{dr} - R_r I_{dr} + \frac{MR_s}{L_s} I_{ds} + \frac{\sigma-1}{M} P\Omega_r L_s L_r I_{qs} - \frac{M}{L_s} U_{ds} + \frac{\omega_s\sigma - P\Omega_r}{L_s} I_{qr}) \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma} (U_{qr} - R_r I_{qr} + \frac{MR_s}{L_s} I_{qs} - (\omega_s\sigma - P\Omega_r)L_r I_{dr} - \frac{M}{L_r} U_{qs} - P\Omega_r M I_{ds}) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3PM}{2J} (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega_r \end{cases}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

I.9. Modélisation de l'association MADA avec onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la MADA est associée à deux onduleurs au chaqu'un est constitué de deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la MADA, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur- machine. Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Fig. (I.5) illustre le schéma de principe de cette association.

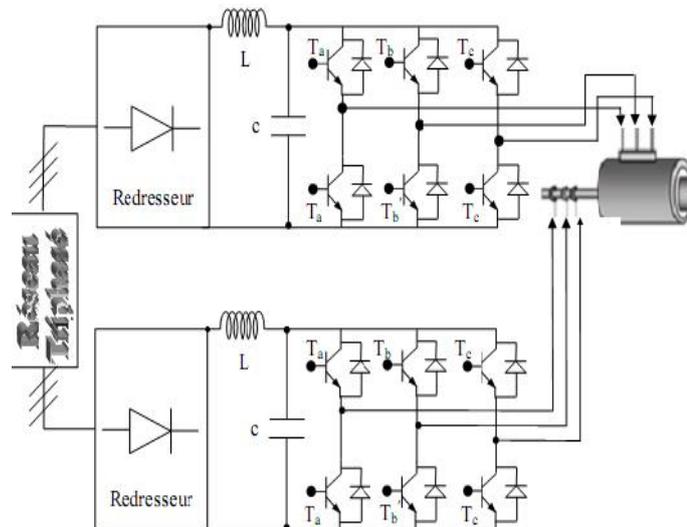


Figure (I. 5) : Schémas de l'association MADA- onduleur de tension.

I.9.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure I.6, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n [2]

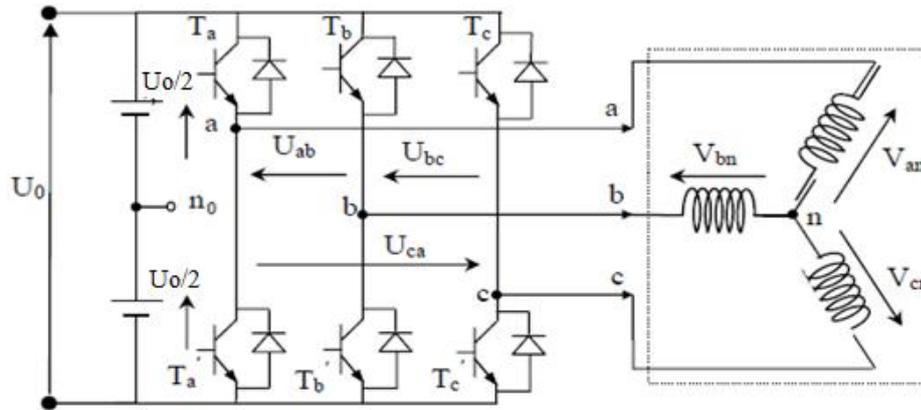


Figure (I.6) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et

V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) : $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert, $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (I.31)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} - V_{nno} = V_{ano} \\ V_{bn} - V_{nno} = V_{bno} \\ V_{cn} - V_{nno} = V_{cno} \end{cases} \quad (I.32)$$

Donc, on peut déduire que :

$$\{V_{nno} = \frac{1}{3}[V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \quad (I.33)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits Si ($i=a, b, c$) on a : donc

$$\begin{cases} V_{ano} = (U_a - 0.5)U_0 \\ V_{bno} = (U_b - 0.5)U_0 \\ V_{cno} = (U_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (I.34)$$

En remplaçant (1.32) dans (1.34), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ano} + \frac{2}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} + \frac{2}{3}V_{cno} \end{cases} \quad (I.35)$$

En remplaçant (1.34) dans (1.35), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I. 9.2. Commande des onduleurs

I. 9.2.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur ; Où le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que I soit égal à h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $I < h$.

Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple

électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence est illustrée par la Figure I.7. Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=1, 2,3$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques S_i correspondants de la façon suivante :

$$S_i = -1 \quad \text{si } i_i \geq i_{ref} + \Delta i$$

$$S_i = 1 \quad \text{si } i_i \leq i_{ref} - \Delta i$$

$$S_i = S_{i-1} \quad \text{si } i_i = i_{ref}$$

Tel que :

i_i ($i = 1,2,3$) : représentent les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c)

i_{ref} ($i = 1,2,3$) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

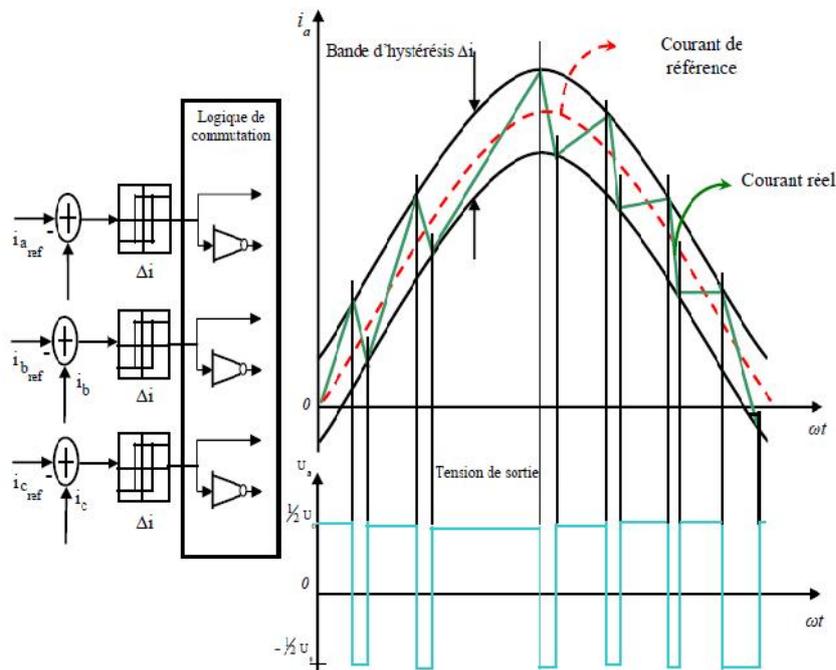


Figure (I.7) : Illustration de la bande de courant à hystérésis.

I.10.Résultats de simulation et interprétation

I.10.1.Modèle de la machine sans application de commande

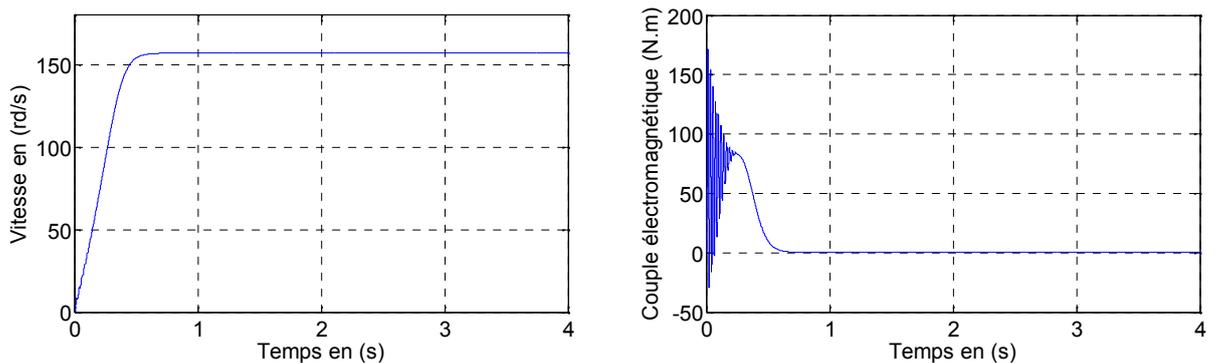
Les résultats de simulation représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique C_{em} . Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard à vide et en charge. L'examen des courbes permet de constater que :

A vide

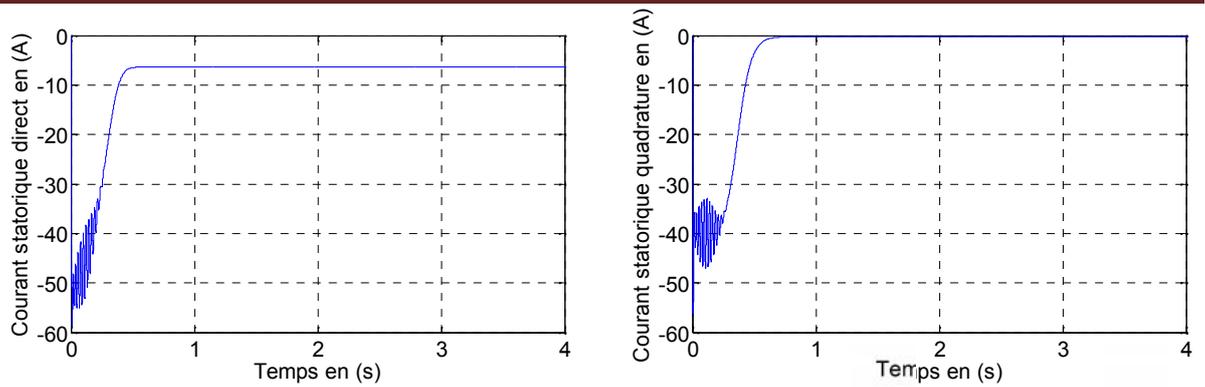
La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.5sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme

La courbe du couple C_e présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 0.5sec le couple tend vers zéro.

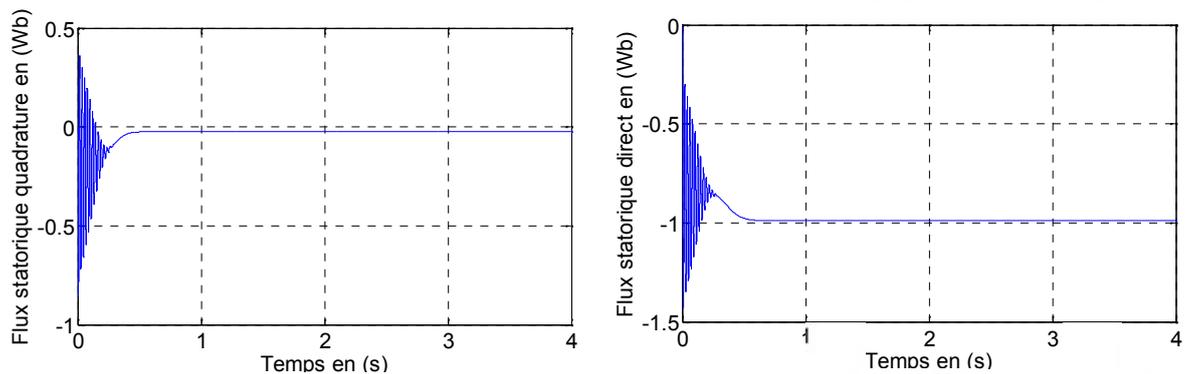
Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans la premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est reste constant.



Figure(I.8.a) :Reponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



Figure(I.8.b) : Les composantes des courants statorique direct i_{ds} et en quadrature i_{qs}



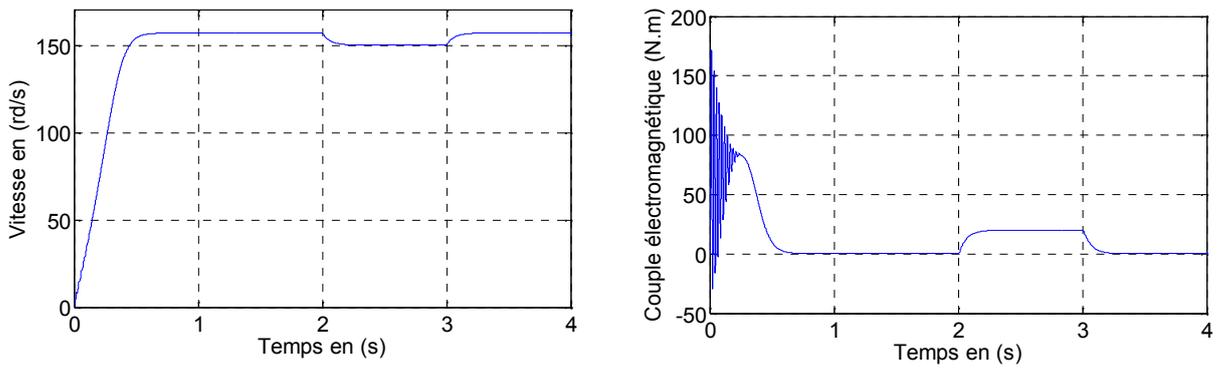
Figure(I.8.c) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure(I.8) : Réponse dynamique de la machine à vide.

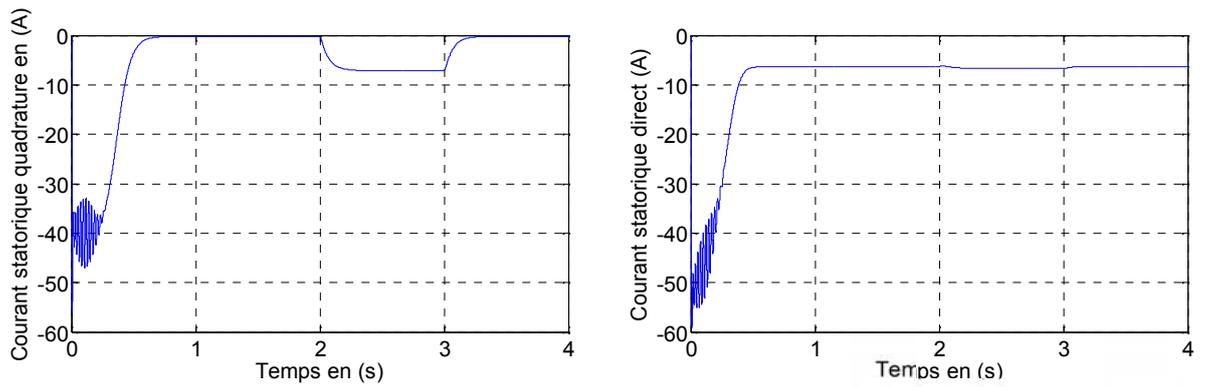
En charge

Avec $t \in [2 \ 3]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la MADA un couple résistant ($C_{em} = C_r = 20N.m$) à l'instant ($t=2$ s) Nous constatons que:

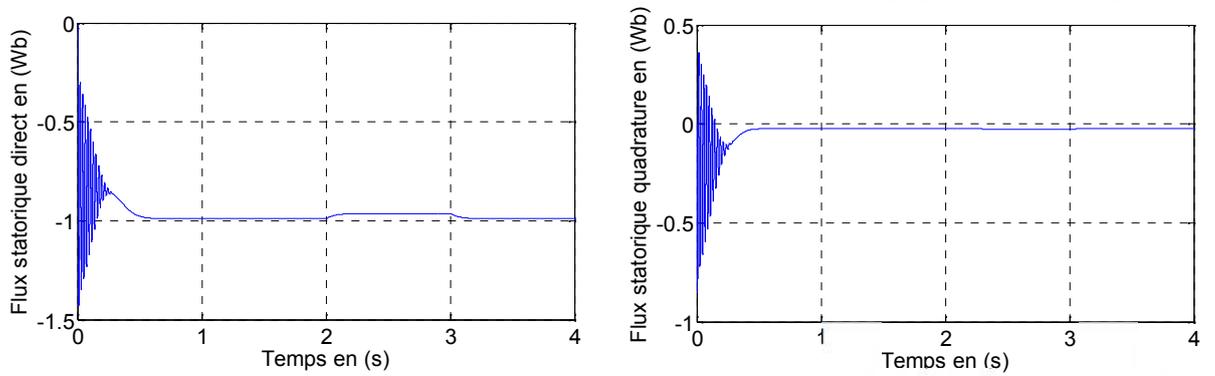
- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($20N.m$) appliqué.
- le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.



Figure(I.9.a) :Reponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



Figure(I.9.b) :Les composantes des courants statorique direct i_{ds} et en quadrature i_{qs}



Figure(I.9.c) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure(I.9) : Réponse dynamique de la machine avec application du couple de charge.

I.11. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone à double alimentation associée à un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis.

Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permet une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle.

II.1.Introduction

Actuellement, la machine asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [12].

L'application de technique de commande sur la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [12].

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA. Nous présenterons tout d'abord. En fin de chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de la robustesse du système étudié vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

II.2.Généralités sur la commande vectorielle

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [8].

II.2.1. But et principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de

bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge (différent de 90°), il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle.

II.2.2. Les types de la commande vectorielle

La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique

La commande à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple.

Généralement ces techniques se diffèrent selon :

- la source d'énergie : commande en tension ou en courant,
- l'orientation du repère (d, q) : suivant le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer, le contrôle du flux : direct par mesure ou indirect par observation

II.2.2.1. Commande vectorielle directe

La connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quelque soit le régime transitoire effectué. En effet, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants.

Car l'application de la première méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure de flux ;
- Problème de filtrage de signale mesuré ;
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température.

II.2.2.2. Commande vectorielle indirecte

Est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations

paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [12].

II.3. Application de la commande vectorielle à la MADA

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique i_{ds} ou i_{dr} et le couple par l'autre composante i_{qs} ou i_{qr} . Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu.

L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par :

$$C_{em} = K_a \varphi (I_f) I_a \quad (II.1)$$

$\varphi (I_f)$: Est le flux imposé par le courant d'excitation I_f

I_a : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (II.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [6].

On peut schématiser cette méthode comme suit :

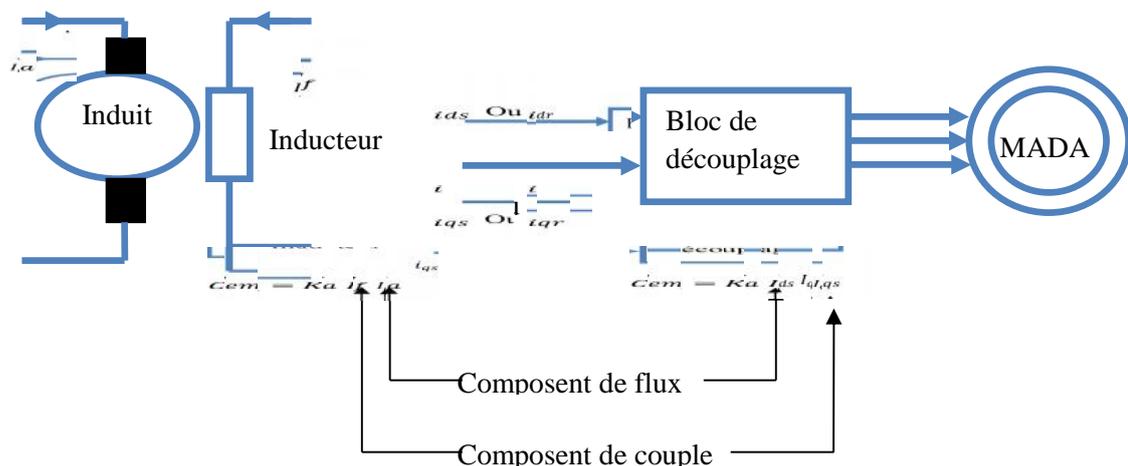


Figure (II.1) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

II.3.1.Choix de repère de référence

Plusieurs choix peuvent être faits, nous décidons d'orienter notre repère suivant un vecteur flux : la variable essentielle de notre contrôle. Il reste donc à déterminer le flux que nous allons retenir pour orienter notre repère (d-q) :

- Le flux statorique
- Le flux rotorique
- Le flux d'entrefer.

L'orientation de l'axe d suivant la direction du flux statorique nous paraît la plus judicieuse. Elle est celle qui a été la plus utilisée dans les travaux précédents [7]. Cette orientation conduit à :

$$\varphi_s = \varphi_{ds} \rightarrow \varphi_{qs} = 0 \quad (II.2)$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (II.2) :

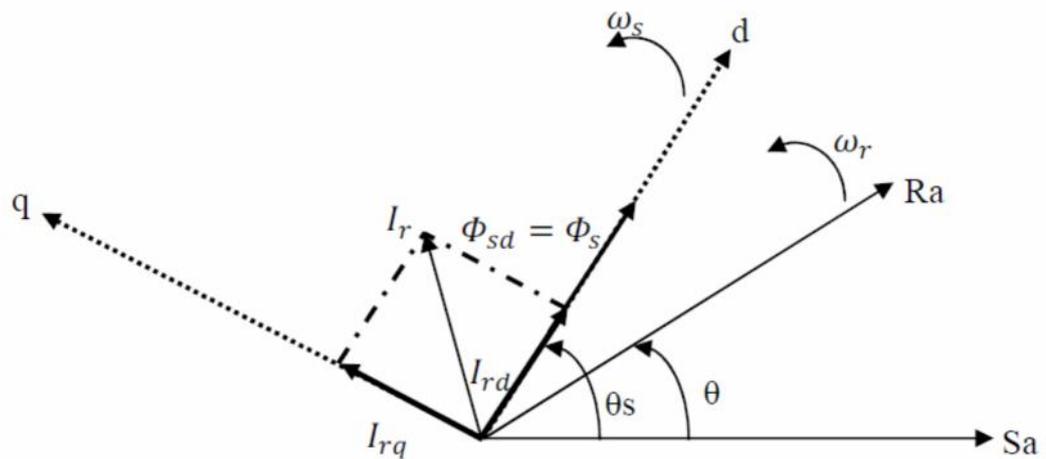


Figure (II.2) : Orientation du flux statorique

L'expression du couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{3P}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (II.3)$$

A partir de l'équation du flux statorique (I.18) et suivant la condition d'orientation du flux, les courants statoriques s'expriment par [11] :

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{ds} - M i_{dr}}{L_s} \quad (II.4)$$

$$i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \quad (II.5)$$

En remplaçant les deux composantes du courant statorique dans l'équation (II.3) du couple électromagnétique, on obtient l'expression suivante [11] :

$$C_{em} = -\frac{3PM}{2L_s} \varphi_s i_{qs} \quad (II.6)$$

D'après cette équation et pour φ_{qs} constant, le couple électromagnétique peut être contrôlé par le courant i_{qs} [11].

Alors, le couple de la MADA peut prendre une forme similaire à celle de la machine à courant continu. D'autre part, et de la même manière, on peut orienter le flux rotorique suivant l'axe (od) de Park. Dans ce cas, le flux φ_r est aligné avec φ_{dr} alors on aura :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{II.7})$$

Donc l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_S} \varphi_r i_{qr} \quad (\text{II.8})$$

On peut représenter ce type d'orientation par la figure (II.3) :

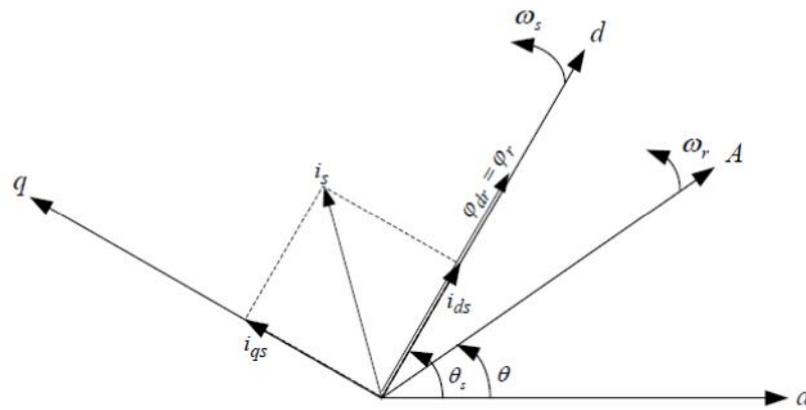


Figure (II.3) : Orientation du flux rotorique.

Dans notre étude nous développons la commande vectorielle indirecte de la MADA en orientant l'axe (od) du repère de Park suivant le flux statorique.

II.4. Lois de la commande vectorielle appliquée à la MADA

Dans cette étude, l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, est assurée par deux onduleurs de tension l'un au niveau du stator, et l'autre au niveau du rotor. Dans le repère triphasé a, b, c , la tension aux bornes de la phase a du stator s'exprime par la relation générale suivante :

$$U_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique R_s , ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance et pour des conditions de fonctionnement à vitesse proche de la vitesse nominale, la relation (II.9) devient [5,1]

$$U_{as} \cong \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Selon les hypothèses de l'orientation du flux statorique, on peut écrire :

$$U_{ds} = 0 \quad U_{qs} = U_s = \omega_s \varphi_s \quad (\text{II.11})$$

D'autre part, les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques s'écrivent comme suit :

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{ds} - M i_{dr}}{L_s} \quad (\text{II.12})$$

$$i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \quad (\text{II.13})$$

Ainsi, le courant rotorique direct de référence peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{dr}^* = \frac{\varphi_s^*}{M} \quad (\text{II.14})$$

$$i_{ds} = i_{ds}^* = 0 \quad (\text{II.15})$$

Cela veut dire que la machine est complètement excitée à partir de l'alimentation du rotor.

D'autre part, le couple de référence fourni par le régulateur de vitesse permet de

Délivrer la référence du courant i_{qs} , tel que :

$$i_{qs}^* = \frac{2C_{em}}{3PM i_{dr}^*} \quad (\text{II.16})$$

Et à partir des l'équation (I.24), (I.25), (I.26) et en tenant compte de la condition de l'orientation du flux statorique $\varphi_{qs} = 0$, on peut déduire la valeur de référence de i_{qr} , on obtient :

$$i_{qr}^* = -\frac{L_s}{M} i_{qs}^* \quad (\text{II.17})$$

Les équations (II.15) à (II.17) donnent les consignes permettant la commande en courant des deux onduleurs de tension alimentant la MADA. Si on veut commander les deux onduleurs en tension, on est obligé de déterminer les tensions de référence en remplaçant les courants par leurs références dans les équations de tension de la machine asynchrone à double alimentation en régime établi, et en tenant compte de la condition de l'orientation du flux statorique. On obtient :

$$\begin{cases} U_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_s^* L_s i_{qs}^* - \omega_s^* M i_{qr}^* \\ U_{qs}^* = -\frac{R_s M}{L_s} i_{qr}^* - \omega_s^* M i_{dr}^* \\ U_{dr}^* = R_r i_{dr}^* - \omega_{gl}^* L_r i_{qr}^* - \omega_{gl}^* M i_{qs}^* \\ U_{qr}^* = -\frac{R_r L_s}{M} i_{qs}^* + \omega_{gl}^* L_r i_{dr}^* \omega_r^* + \omega_{gl}^* M i_{ds}^* \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

La MLI sinus-triangle peut être appliquée, pour imposer les six tensions de référence calculées d'après les équations précédentes, en utilisant la transformation de Park inverse. On peut avoir ça en intégrant ω_s^* et ω_{gl}^* respectivement, telles que :

$$\omega_s^* = \omega_{gl}^* + P\Omega_r \quad (\text{II.19})$$

$$\omega_{gl}^* = 2\pi f_{ro} \quad (\text{II.20})$$

f_{ro} : Fréquence rotorique

II.5. Réglage de vitesse de la MADA à flux statorique orienté par un PI Classique

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence [3]. Un régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but. Le schéma synoptique complet de la structure de commande est illustré par la figure (II.4). On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique. Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.21})$$

K_p : est le coefficient de proportionnalité ;

K_i : est le coefficient d'intégration ;

P : est l'opérateur de Laplace.

Face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MADA, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients [1]:

- Ajout d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée ce qui peut entraîner des dépassements importants lors des régimes transitoires ;
- Introduction d'un déphasage dû à la fonction intégrale pouvant entraîner une instabilité de l'entraînement ;
- Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ceux-ci ;
- Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage.

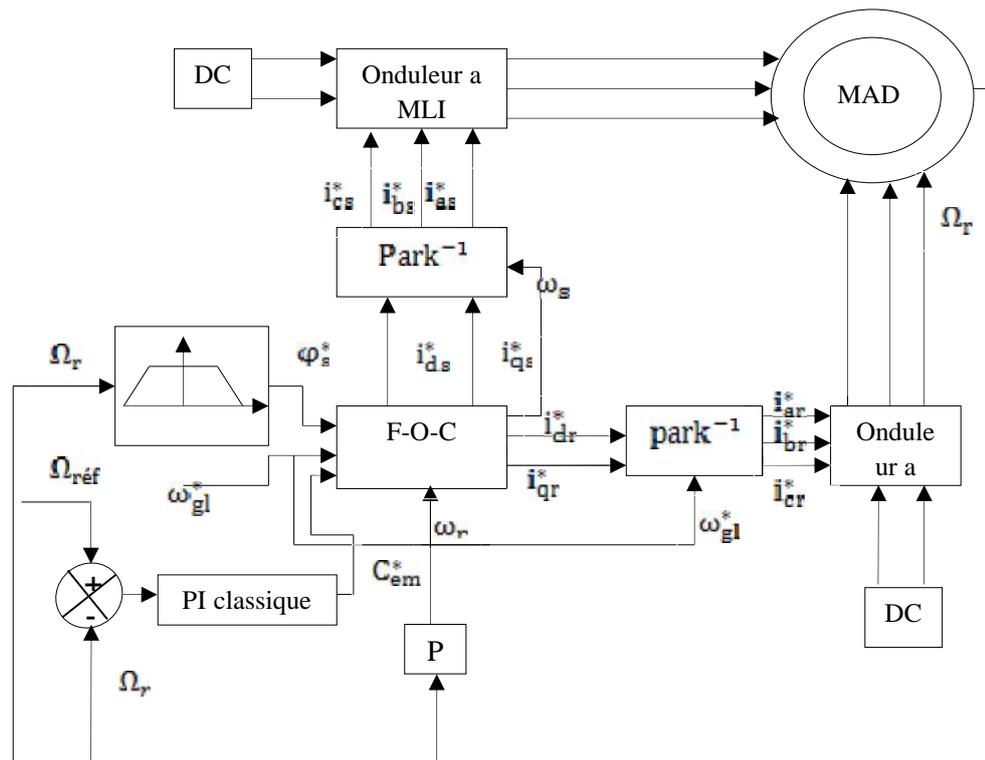


Figure (II.4) : Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté.

II.5.1. Défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une part, ce bloc permet en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante (II.22)

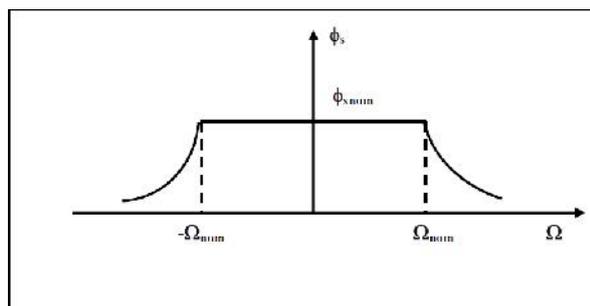


Figure (II.5) : Le bloc de défluxage

$$\varphi_s = \varphi_{nom} \quad \text{Pour} \quad \left| \frac{\Omega}{\Omega_{nom}} \right| \leq 1 \quad (II.22)$$

$$\varphi_s = \frac{|\Omega_{nom}|}{|\Omega|} \varphi_{nom} \quad \text{Pour} \quad \left| \frac{\Omega}{\Omega_{nom}} \right| > 1 \quad (II.23)$$

Ω_{nom} : Vitesse nominale

φ_{nom} : Flux statorique nominale

II.5.2. Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (II.6)

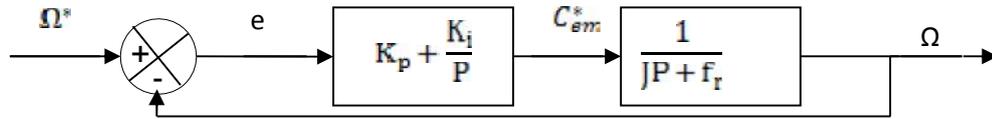


Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$C(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (II.24)$$

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place

$$C_e(P) - C_r(P) = (JP + f_r)\Omega(P) \quad (II.25)$$

Le bouclage de cette équation sur PI classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ($C_r(P) = 0$).

$$\Omega(P) = \frac{\frac{K_p P + 1}{K_i}}{\frac{J}{K_i} P^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right) P + 1} \Omega_{ref}(P) \quad (II.26)$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) P^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_n}\right) P + 1 \quad (II.27)$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \rightarrow K_i = J\omega_n^2 \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \rightarrow 2J\omega_n\varepsilon - f_r \end{cases} \quad (II.28)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\varepsilon = 0.7$;

$$\text{On prend } \tau = \frac{2\varepsilon}{\omega_n}, t_r = 10 - 3, \omega_n = \frac{3}{t_r} \quad (II.29)$$

$$K_p = 8.7803 \quad K_i = 376.32 \quad (II.30)$$

II.6. Résultats de simulation

II.6.1. introduction d'un couple de charge

Cet essai est similaire au cas précédent sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 20 N.m à l'instant ($t = 2 \text{ s} - 3 \text{ s}$). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.7). On note d'après cette figure que l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse. Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de flux et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la

réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

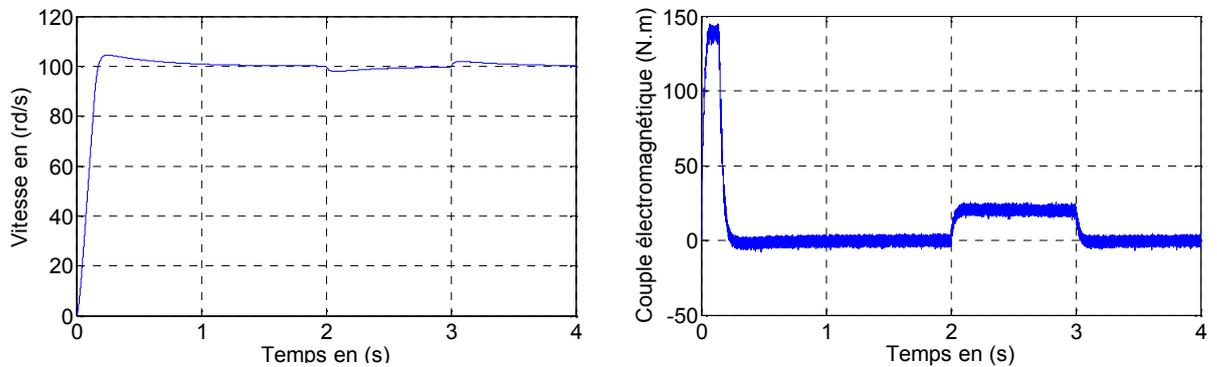


Figure (II.7.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

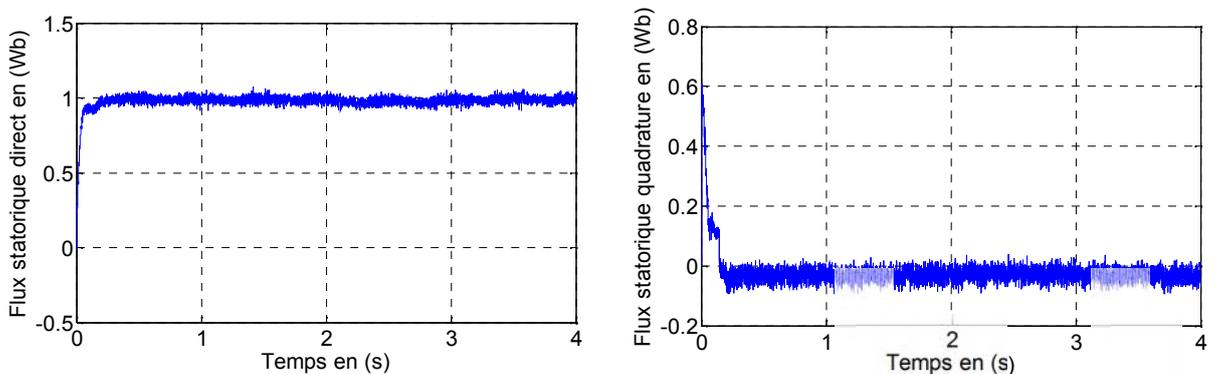


Figure (II.7.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (II.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $(C_r 20 N.m)$ à l'instant $t=2(s)$.

II.6.2.Changement de consigne et inversion de sens de rotation

Afin de tester la robustesse de commande vectorielle de la machine asynchrone, vis à vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse $100(rd/s)$ à $-100(rd/s)$. On constate d'après la Figure(II.8) que le couple électromagnétique et le flux statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à de larges variations de la vitesse.

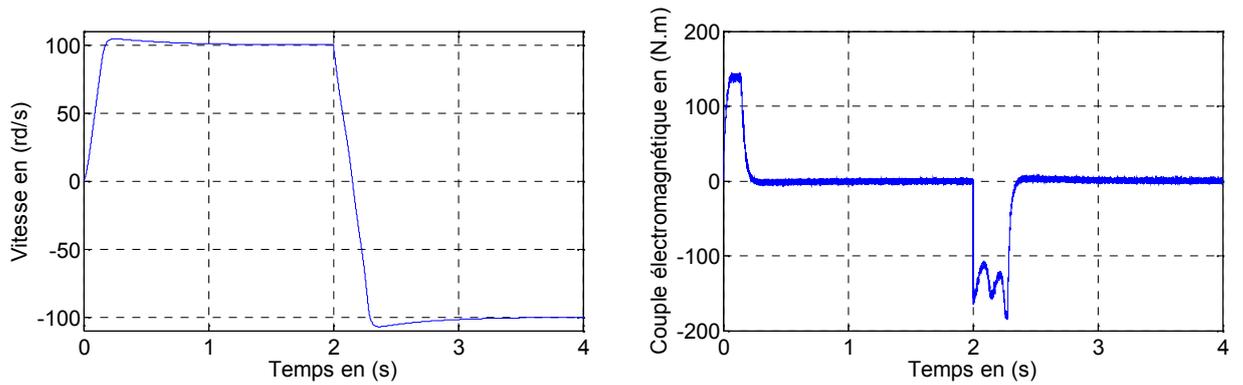


Figure (II.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

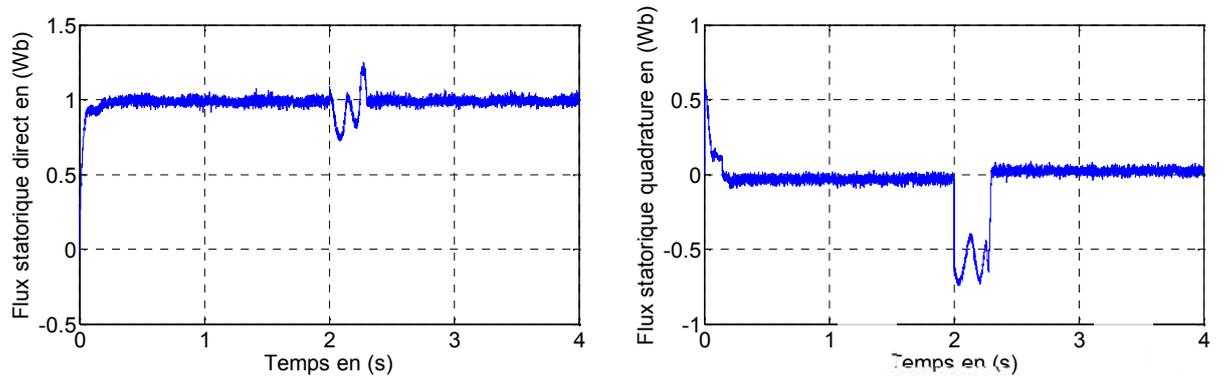


Figure (II.8.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (II.8) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'inversion du sens de rotation.

II.6.3. Teste de la robustesse

II.6.3.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 100%, 150%, 200% de sa valeur nominale, La figure (II.9) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

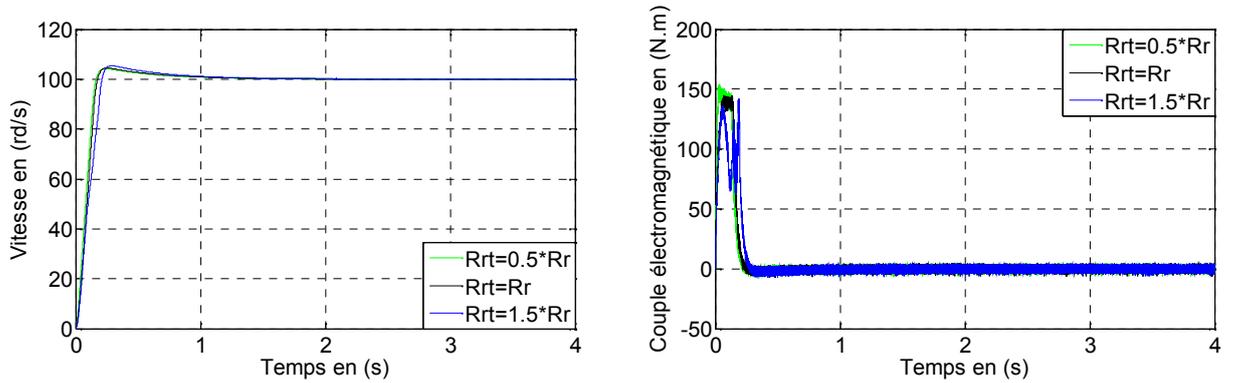


Figure (II.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

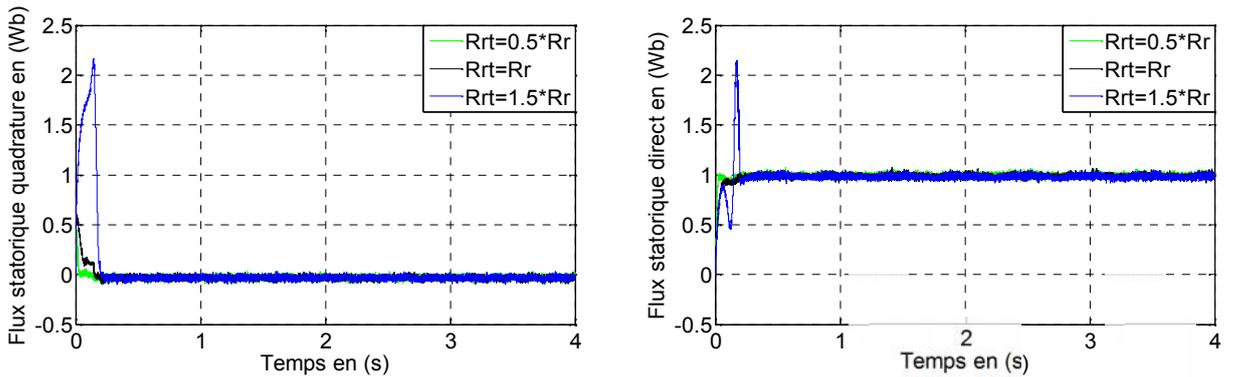


Figure (II.9.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (II.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique R_r .

II.6.3.2. Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage par un PI classique. La figure (II.10) présente les réponses dynamiques, de la vitesse, du couple et des composantes du flux statorique. D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple de 20 N.m .

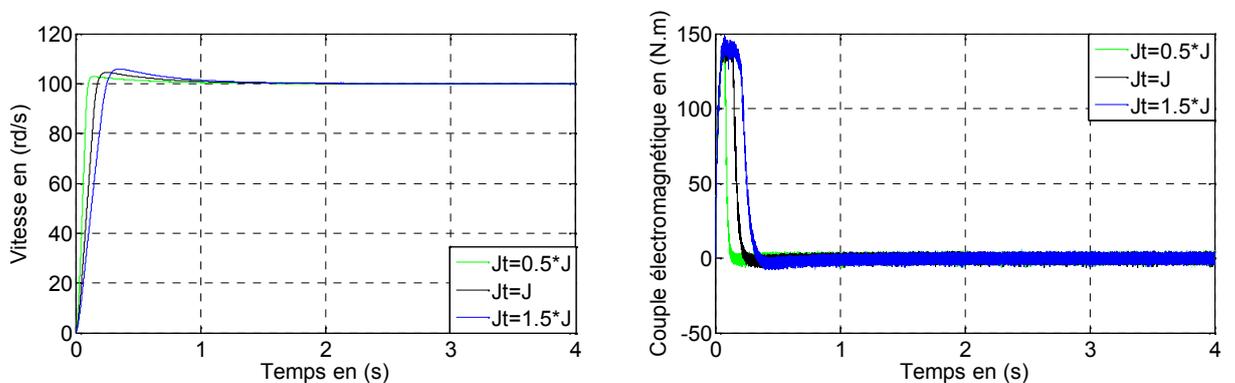


Figure (II.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

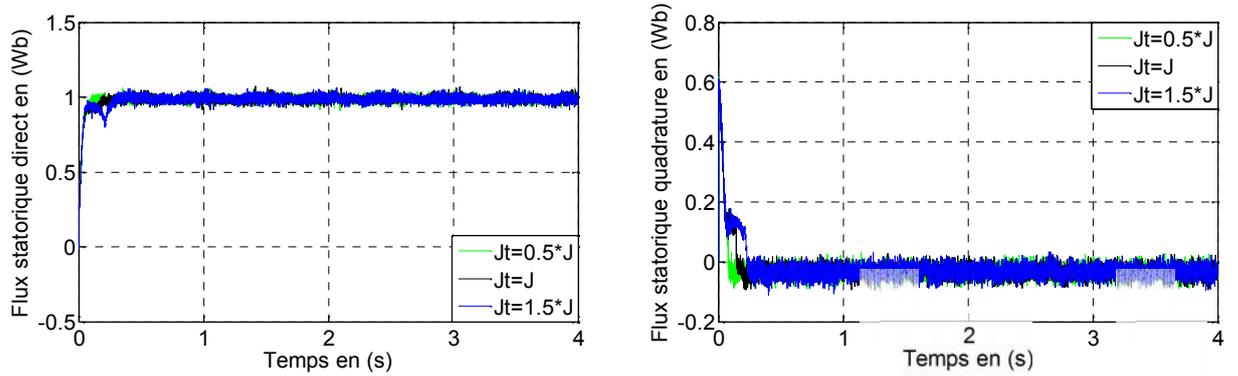


Figure (II.10.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (II.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J .

II.7.Conclusion

D'après ce chapitre nous pouvons dire que la commande vectorielle indirecte en tension par orientation du flux statorique permet de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système. Pour résoudre ces problèmes, on se propose d'utiliser d'un système de commande avec la technique de la logique floue.

III.1. Introduction

La logique floue ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [13]. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarité ou imprécision.

Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglages et récemment cette technique de commande est incluse en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [15].

Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

III.2 Historique de la logique floue

La logique floue a été introduite en 1965 par L. A. Zadeh de l'université de Californie de Berkley. Ses principes ont été appliqués en 1974 par E. H. Mamdani à la construction d'un premier contrôleur flou. Les recherches effectuées sur la logique floue permettent de résoudre les problèmes d'identification, de commande des systèmes linéaires et non linéaires [16].

En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue ; Puis en 1983, c'est un épurateur d'eau à commander par logique floue qui est mis au point avec succès ; A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lavelinge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990) [15].

III.3 Domaine d'application

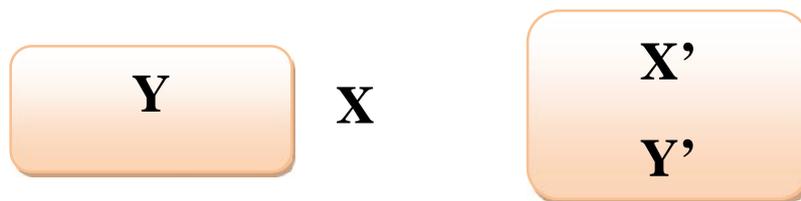
Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [13], [15]:

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.)
- Systèmes autonomes mobiles ;

- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

III.4 Principe De La Logique Floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le « *degré d'appartenance* » d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle [0,1]. Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « *nets* », tandis que pour les ensembles flous les contours sont « *graduels* », ou encore *flous* comme l'illustre cette figure (III.1)



(a) Ensemble classique

(b) Ensemble floue

Figure (III.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

D'où :

X : n'appartient pas à « a » ;

X : appartient partiellement à « b ».

Y : appartient totalement à « a ».

Y : appartient partiellement à « b ».

III.5 Eléments De Base De La Logique Floue

Dans cette partie, on va exposer d'une façon non exhaustive les éléments de base de la logique floue.

III.5.1 Variables linguistiques

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc. [13]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

Une "variable linguistique " en logique floue est définie par son domaine de variation, souvent appelé univers de discours qui peut être divisé en plusieurs sous ensembles au moyen de fonctions d'appartenance. En d'autres termes, l'univers de discours couvre l'ensemble des valeurs prises par une variable donnée [17].

III.5.2 Ensembles floue

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes

0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (l'élément appartient à l'ensemble).

Par contre l'élément de base de la logique floue est l'ensemble flou ; défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1 et qui joue un rôle fondamental pour le passage du qualitatif au quantitatif. Le concept de ce dernier à pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe [13].

III.5.3 Fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

Une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par, avec :

L'argument se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes, comme il est montré sur la figure (III.2) [13]:

- Monotones (croissantes ou décroissantes);
- Triangulaires ;
- Trapézoïdales;
- En forme de cloche (Gaussiennes) ;

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

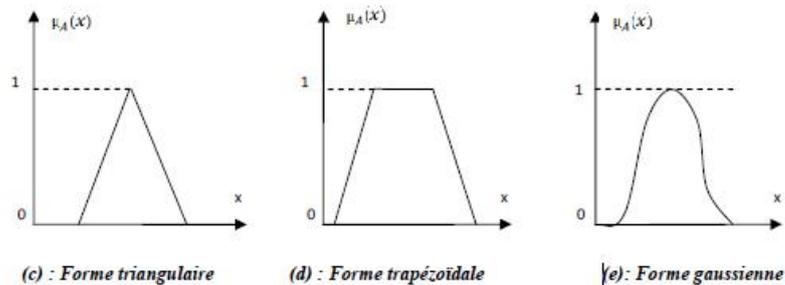


Figure (III.2) : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure (III.3). Elles prennent alors le nom de « *fonction d'appartenance singleton* ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable [15].

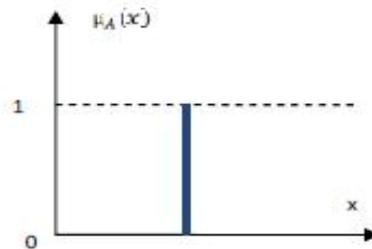


Figure (III.3) : Fonction d'appartenance singleton.

III.5.4 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [30]. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites, Par les opérations « *ET, OU, NON et ALORS* » respectivement. Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont, \sim_B, \sim_A respectivement, le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations.

D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [31].

Tableau (III.1) : Implication floue.

Appellation	Implication floue
Zadeh	$\text{Max} \{ \min ((\mu_A(x), \mu_B(y)), 1-\mu_A(x)) \}$
Mamdani	$\text{Min} (\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1-(\mu_A(x)+\mu_A(y).\mu_B(y))$
Willmott	$\text{Max} \{ 1-\mu_A(x), \min (\mu_A(x), \mu_B(y)) \}$
Diènes	$\text{Max} (1-\mu_A(x), \mu_B(y))$
Brown gold1	$1 \quad \text{Si } \mu_A(x) \quad \mu_B(y)$ $\mu_B(y) \quad \text{sinon}$
Lukasiewicz	$\text{Min} (1, 1- \mu_A(x)+\mu_B(y))$
Larsen	$(\mu_A(x), \mu_B(y))$

III. 5.5 Règles floues

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions floues .par exemple, considérons deux variables linguistiques $(V1, U, Tv1) (V2, U, Tv2)$ et les deux propositions suivantes 'V1 est A', 'V2 est B', ou A et B sont deux ensembles flous de V1 et V2. On peut définir la règle floue par l'expression, si V1 est A Alors V2 est B .

- la proposition ' V1 est A ' est la condition de l'implication.
- la proposition ' V2est B' est la condition de l'implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

▪ **Linguistiquement** : dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant : Si l'accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple .

- **Symboliquement** : il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que *PG, PP, NP....etc.* Désignant (*positif Grand, positif petit, Négatif Petit,...., etc.*)
- **Par matrice d'inférence** : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé *Matrice d'inférence* . Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

III.6 Commande Par Logique Floue

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [18].

III.6.1 Régulateur floue

Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques [16], [20], La majorité des régulateurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E.Mamdani. Ce schéma est illustré par la figure (III.4). Donc un régulateur flou est constitué principalement de 4 blocs:

- Fuzzification;
- Base de règles;
- Inférence;
- Défuzzification

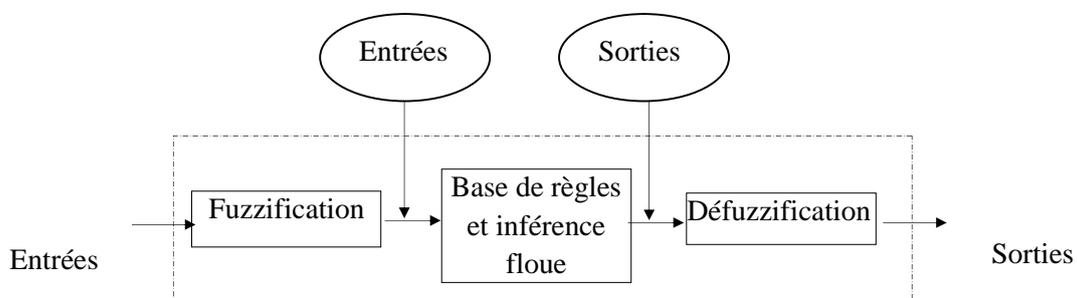


Figure (III .4): Schéma synoptique d'un contrôleur flou

III.6.1.1 Interface de fuzzification

La Fuzzification permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais des fonctions d'appartenances, Un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours comme l'illustre cette figure [22].

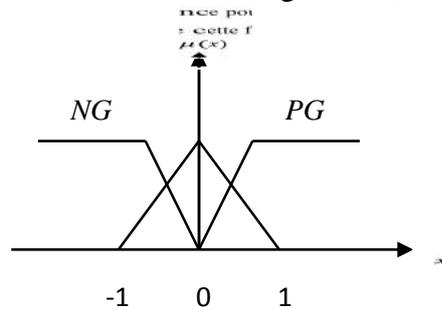


Figure (III.5) : Fonctions d'appartenances

III.6.1.2 Base de règles

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

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

Si (Condition) Alors (Conséquence).

III.6.1.3 Mécanisme d'inférence floue

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme linguistique à partir d'une parfaite connaissance du système à régler et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont :

- Max-Produit ;
- Somme-produit ;
- Max-Min (Implication de Mamdani).

Si on suppose que les entrées du régulateur sont (x_1, x_2) et sa sortie est x_r , alors l'action de chaque règle est donnée par [22] :

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu(x_1)\mu(x_2)\mu_{oi}(x_r) \quad (\text{III.1})$$

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{ci}(x_r)\mu_{oi}(x_r) \quad (\text{III.2})$$

Où :

$\mu(x_1), \mu(x_2)$: Sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques x_1 et x_2 par rapport à la condition de la règle R_i .

μ_{ci} : Est le facteur d'appartenance de la condition.

$\mu_{oi}(x_r)$: Est la fonction d'appartenance de la décision correspondante à la $i^{\text{ème}}$ règle R_i .

La fonction d'appartenance résultante est donnée par [22]:

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{Ri}(x_r)) \quad (\text{III.3})$$

m : Est le nombre des règles intervenant dans l'inférence.

III.6.1.4 Interface de défuzzification

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification. Plusieurs stratégies de défuzzification ont été développées. Les plus utilisées sont [24], [22], [25]:

a) Méthode du maximum

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.

La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (par fois on trouve deux valeurs maximales).

b) Méthode de la moyenne des maxima

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.

c) Méthode du centre de gravité

Cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante [29]:

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (\text{III.4})$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du

Dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance \sim_{res} . Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

III.7. Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [28] :

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

Par contre, les inconvénients sont [28] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;

III.8. Commande floue de la vitesse d'une MADA a flux statorique orienté

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. A noter que toutes les notions - La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence présentées dans le deuxième chapitre ont été conservées.

III.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [27]:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante [26] :

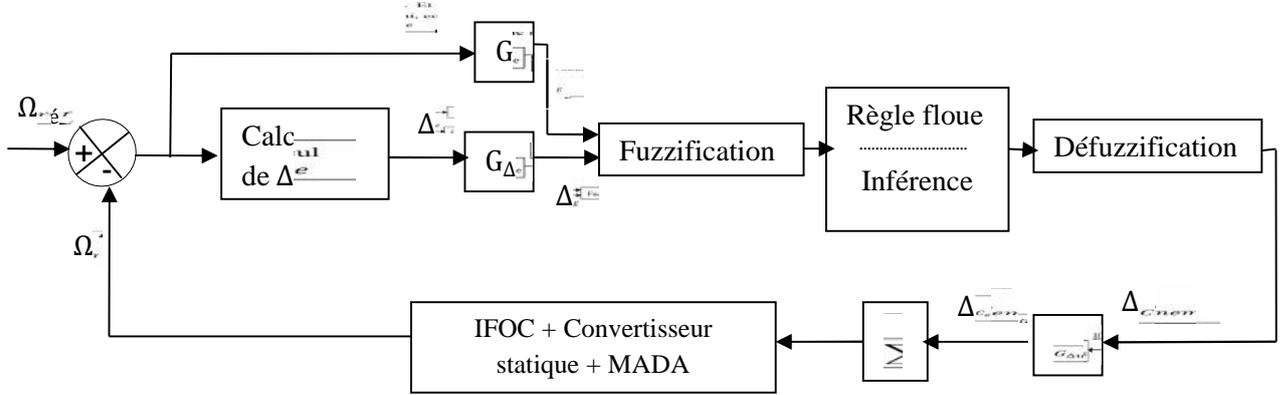


Figure (III.6) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

-L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Omega_{réf} - \Omega_r(t) \quad (III.5)$$

-La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta T} \quad (III.6)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple

Electromagnétique notée ΔC_{nem} . Les trois grandeurs, e , Δe et ΔC_{nem} sont normalisées comme suit :

$$E = G_e e \quad (III.7)$$

$$\Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \quad (III.8)$$

$$\Delta C_{em} = G_{\Delta u} \Delta C_{nem} \quad (III.9)$$

Où G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande. Le régulateur flou représenté par la figure (III.6) est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;

- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

III.8.1.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif petit noté **NP** ;
- Environ de zéro noté **EZ** ;
- Positif petit noté **PP** ;
- Positif grand noté **PG** ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

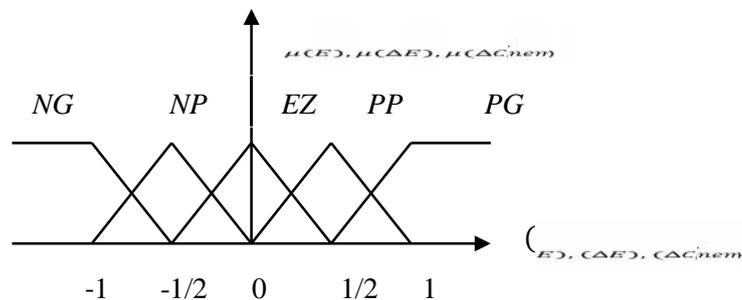


Figure (III.7) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

III.8.1.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [30]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq

ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Tableau(III.2) : Matrice d'inférence des règles floues.

Δu		E				
		NG	NP	EZ	PP	PG
ΔE	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Regles25 : Si E est ΔE PG alors Δu est PG

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si E est PG et ΔE est PG Alors ΔC_{nem} est PG .

Si E est EZ et ΔE est EZ Alors ΔC_{nem} est EZ .

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), (ΔE est PG) alors il faut un appel de couple grand (ΔC_{nem} est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et ΔE est EZ) alors grader le même couple (ΔC_{nem} est EZ).

III.8.1.3 Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables

Flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "Et", "Ou" et "Alors" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur.

Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la

Méthode d'inférence "Somme-produit". dans cette méthode l'opérateur "Et" est représenté par la fonction Produit, l'opérateur "Ou" par la fonction Somme ou

Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur "Alors" est représenté par la fonction Produit.

III.8.1.4 Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail. L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_{GR} = \frac{\int \mu_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (III.11)$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'inférence Somme-Produit :

$$\Delta C_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} s_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} s_i} \quad (III.12)$$

Ou

s_i : est la surface de l'ensemble flou de la commande ΔC_{nem} correspondant à la $i^{ème}$ règle et x_{Gi} est l'abscisse de son centre de gravité.

III.8.2. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (Δe) tel que $C_{réf} = f(e, de)$, par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande (ΔC_{nem}) nécessaire ; permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{réf}(t) = C_{réf}(t - 1) + G_{\Delta u} \Delta C_{nem}(t) \quad (III.13)$$

Avec:

$C_{réf}$: Couple électromagnétique de référence.

III.8.3 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double alimentation pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (III.8). Ce schéma est similaire à celui de la figure (III.4) du deuxième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

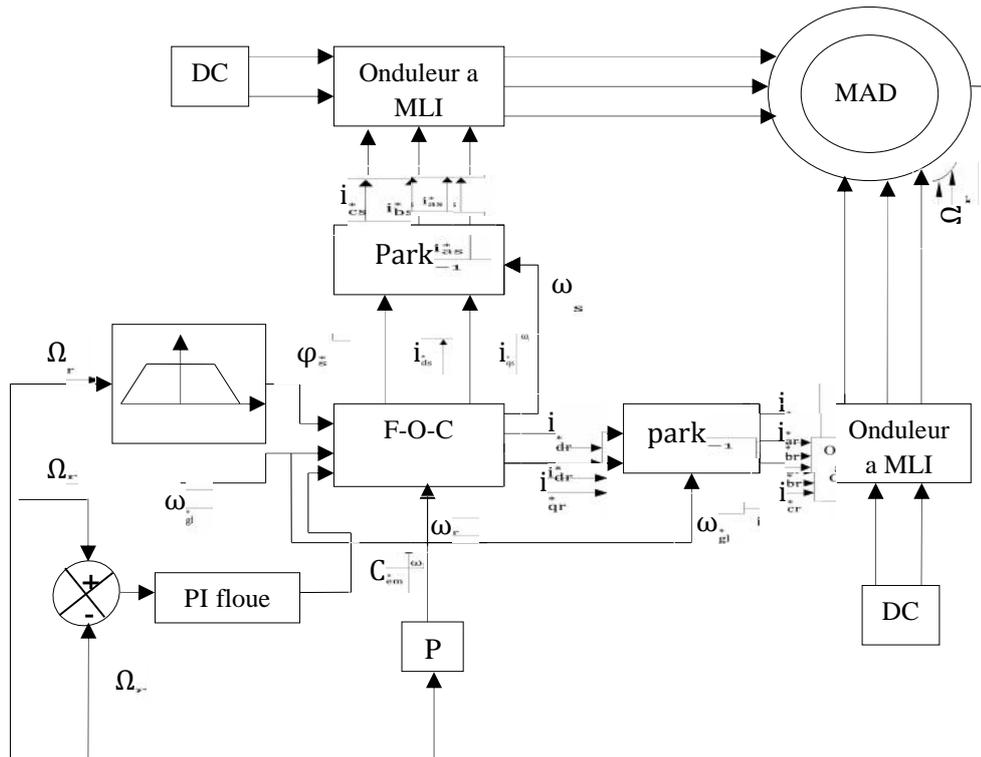
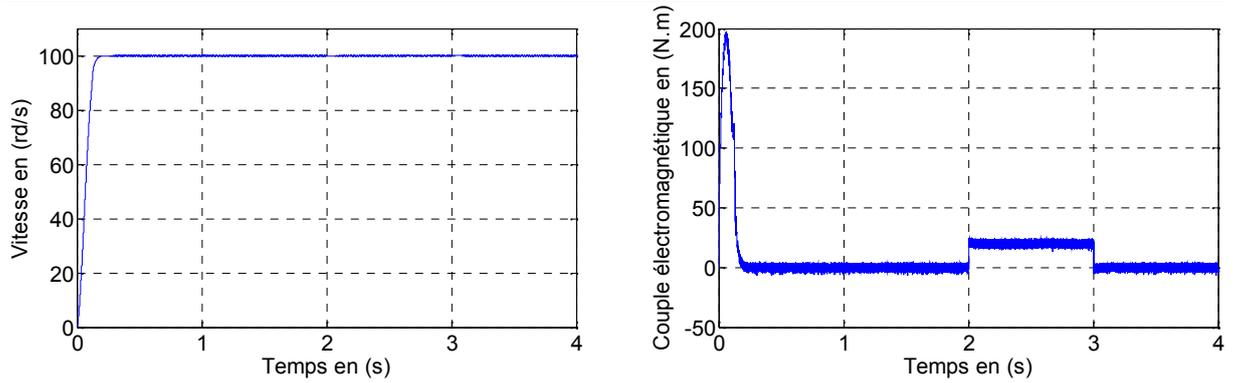


Figure (III.8) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté

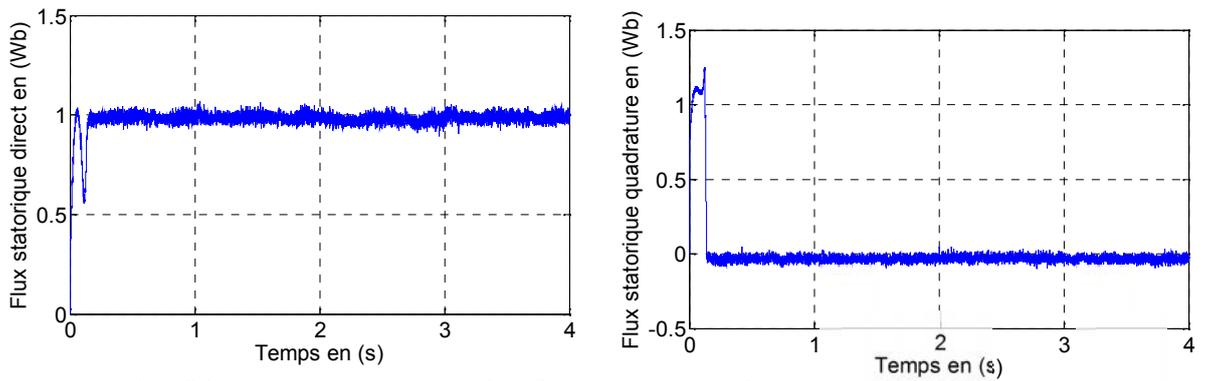
III.9. Résultats de simulation

III.9.1 Introduction d'un couple de charge

On a simulé aussi le comportement du système entraîné lors de l'application d'un couple de charge de 20 N.m entre 2 s et 3 s. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (III.8). D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique.



Figure(III.9.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



Figure(III.9.b): Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (III.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'introduction d'un couple de charge d'à ($C_r = 20N.m$) l'instant $t = 2(s)$ et $t=3(s)$

III.9.2 Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à $t = 2 \text{ s}$, et vice versa. Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics, pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du PI classique. Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité du contrôleur flou.

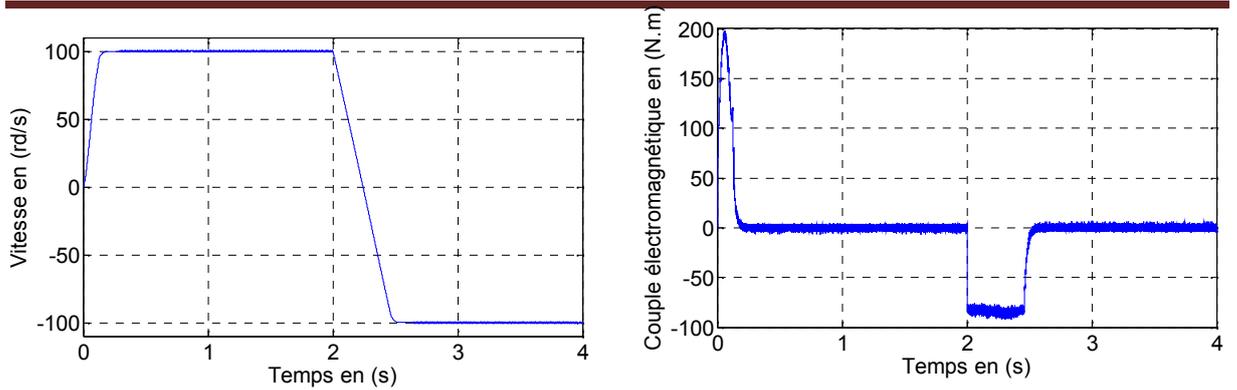


Figure (III.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

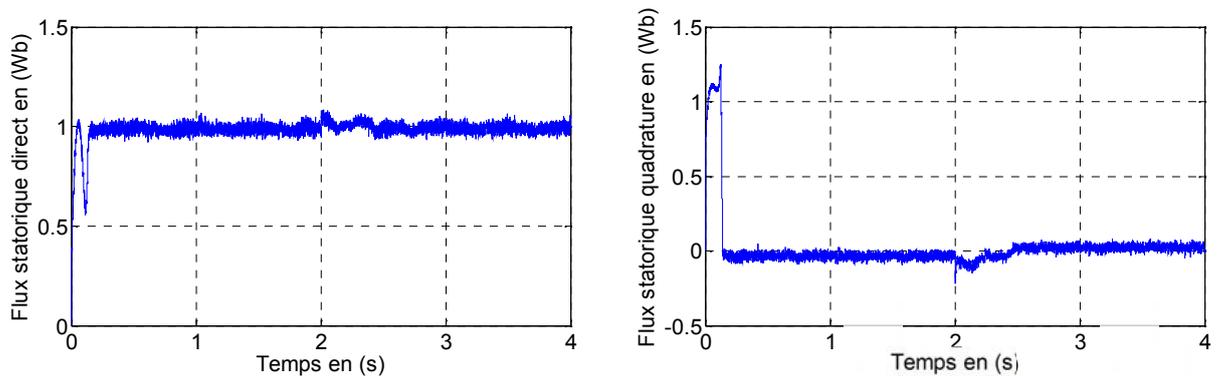


Figure (III.10.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{as} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (III.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors de l'inversion du sens de rotation.

III.10. Teste de la robustesse

III.10.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

La représente les résultats de simulation obtenus pour 100%, 150% et 200% de l'inertie nominale. Vu ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie provoque une augmentation du temps de réponse et vice versa. Ceci montre que le PI flou perd un petit peu sa performance dynamique et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

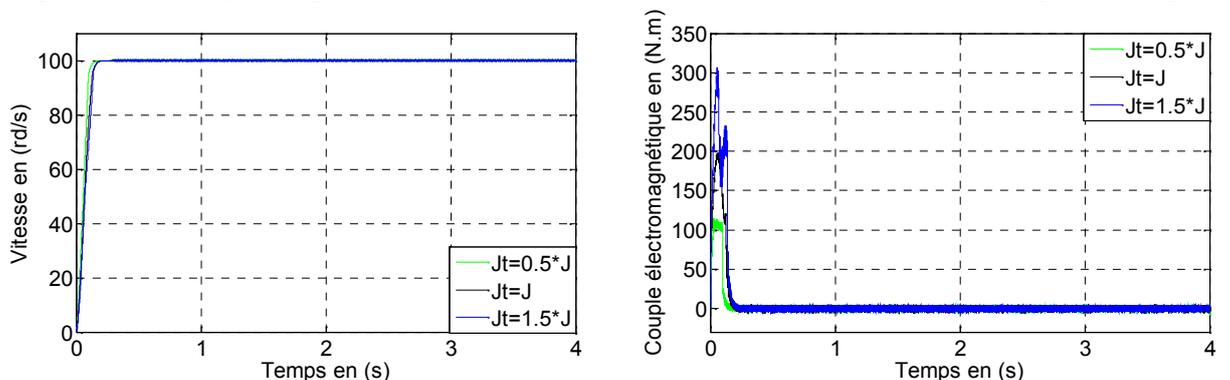
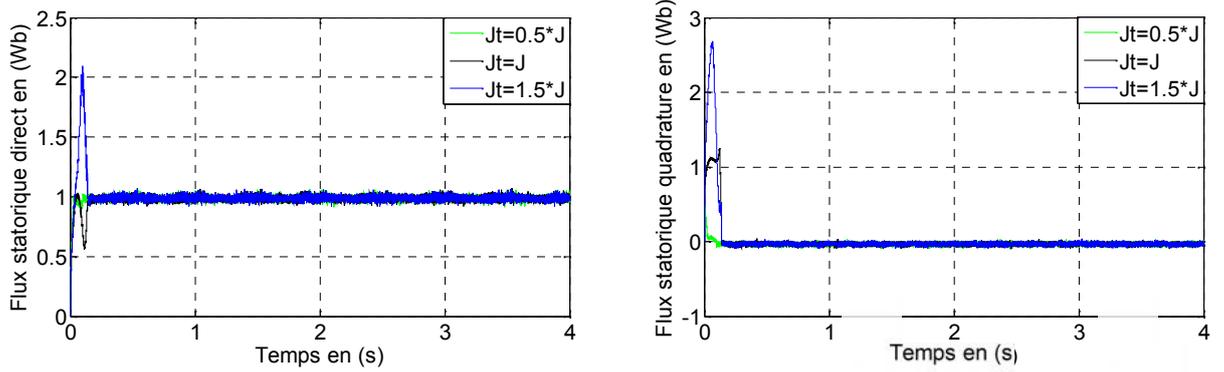


Figure (III.11.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



Figure(III.11.b) : Les composantes des flux rotoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (III.11) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J .

III.10.2. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique :

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 100% 150% 200% de sa valeur nominale. La figure (III.12) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

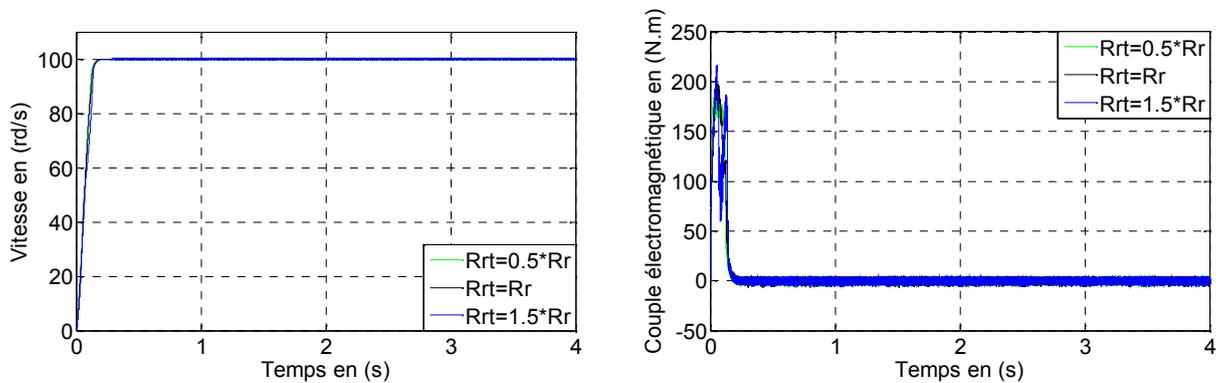


Figure (III.12.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

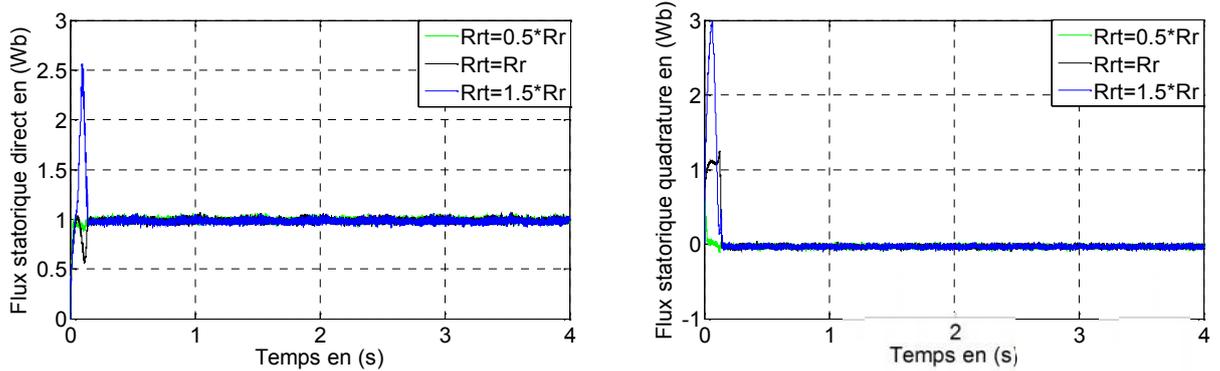


Figure (III.12.b): Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (III.12) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique R_r .

III.11 Conclusion

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (consigne de vitesse, couple résistant). Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie et une affectation de l'orientation du flux et du découplage face à la variation des inductances. D'autre part, on a noté que tous les résultats et les performances obtenus au deuxième et troisième chapitre dépendent du choix des gains du régulateur. Ce choix se fait par la méthode essai-erreur pour le PI flou et à partir d'un calcul des coefficients puis un ajustement par simulation en fonction des performances désirées pour le PI classique. Afin de remédier à ce problème de dimensionnement du régulateur et faire un bon choix de ses paramètres, nous allons proposer une technique de commande basés sur la technique adaptative, Ainsi, le prochain chapitre est consacré à la présentation de cette technique et son application à l'adaptions de gain floue.

IV.1.Introduction

Les systèmes à inférence floue sont employés dans de nombreux domaines industriels. Utilisés principalement lorsque le modèle mathématique du système physique est difficile à élaborer, ils exploitent des règles floues tirées d'une expertise humaine pour modéliser le comportement dynamique du système. Ces règles sont du type :

« *SI la vitesse est grande et la distance est petite, ALORS freiner très fortement* »

Les principaux avantages des techniques floues sont l'approche naturelle de la modélisation et la bonne interopérabilité de la description, en employant des règles linguistiques. Cependant, comme il n'y a aucune méthode formelle pour déterminer ses paramètres (ensembles et règles floues), l'exécution d'un système flou peut prendre beaucoup de temps. Dans ce sens, il serait intéressant de disposer d'algorithmes permettant l'apprentissage automatique de ces paramètres, [32-33].

L'une des méthodes qui permet de répondre à ces exigences est la théorie des réseaux de neurones qui emploie des échantillons (données d'observation) pour l'apprentissage.

La combinaison des deux techniques nous donne les systèmes *neuro-flou*.

IV.2.Définition du neuro-flou

Les systèmes neuro-flous sont des systèmes flous formés par un algorithme d'apprentissage inspiré de la théorie des réseaux de neurones. La technique d'apprentissage opère en fonction de l'information locale et produit uniquement des changements locaux dans le système flou d'origine.

Les règles floues codées dans le système neuro-flou représentent les échantillons imprécis et peuvent être vues en tant que prototypes imprécis des données d'apprentissage, [34].

Un système neuro-flou ne devrait par contre pas être vu comme un système expert (flou), et il n'a rien à voir avec la logique floue dans le sens stricte du terme. On peut aussi noter que les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels, [34-36]

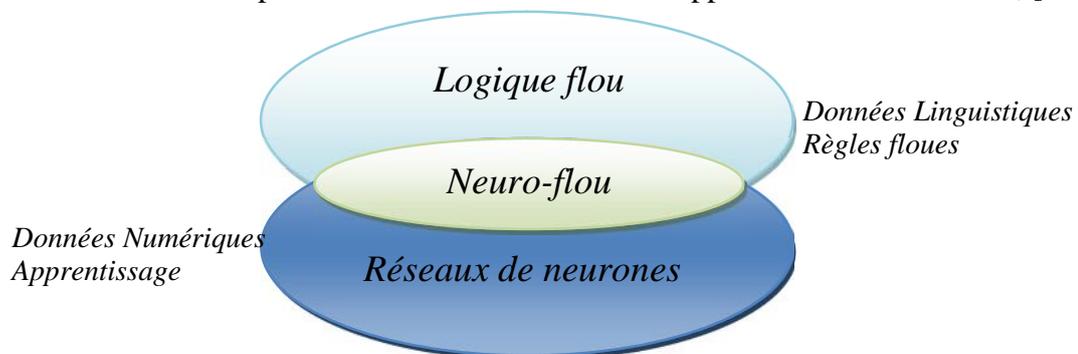


Figure (IV.1) Principe du Neuro-flou

IV.3. Avantages et inconvénients de la logique floue et des réseaux de neurones

L'utilisation simultanée des réseaux de neurones et de la logique floue, permet de tirer les avantages des deux méthodes : les capacités d'apprentissage de la première et la lisibilité et la souplesse de la seconde.

Afin de résumer l'apport du neuro-flou, le Tableau (IV.1) regroupe les avantages et les inconvénients de la logique floue et des réseaux de neurones, [34].

Les systèmes neuro-flous sont créés afin de synthétiser les avantages et de surmonter les inconvénients des réseaux neuronaux et des systèmes flous.

Les algorithmes d'apprentissage peuvent être employés pour déterminer les paramètres des systèmes flous. Ceci revient à créer ou améliorer un système flou de manière automatique, au moyen des méthodes spécifiques aux réseaux neuronaux.

Un aspect important est que le système reste toujours interprétable en termes de règles floues, vu qu'il est basé sur un système flou.

Tableau (IV.1) comparaison entre la logique floue et les réseaux de neurones

Réseaux de neurones	Logique floue
Avantages	
Aucune connaissance basée sur les règles	La connaissance antérieure sur les règles peut être utilisée
Le modèle mathématique non requis	Le modèle mathématique non requis
Plusieurs algorithmes d'apprentissage sont disponibles	Une interprétation et implémentation simple
Inconvénients	
Boîte noire (manque de traçabilité)	Ne peut pas apprendre
L'adaptation aux environnements différents est difficile et le réapprentissage	Les règles doivent être disponibles
La connaissance intérieure ne peut pas être employée (apprentissage à	Adaptation difficile au changement de

partir de zéro)	l'environnement
Aucune garantie sur la convergence de l'apprentissage	Aucunes méthodes formelles pour l'ajustement

Mécanisme d'adaptation neuro- flou

Cette méthode neuro-floue est basée sur le codage du système d'inférence floue sous la forme d'un réseau de neurones multicouches dans lequel les poids correspondent aux paramètres du système. L'architecture du réseau dépend du type de règle et des méthodes d'inférence, d'agrégation et de défuzzification choisies, figure (IV.2).

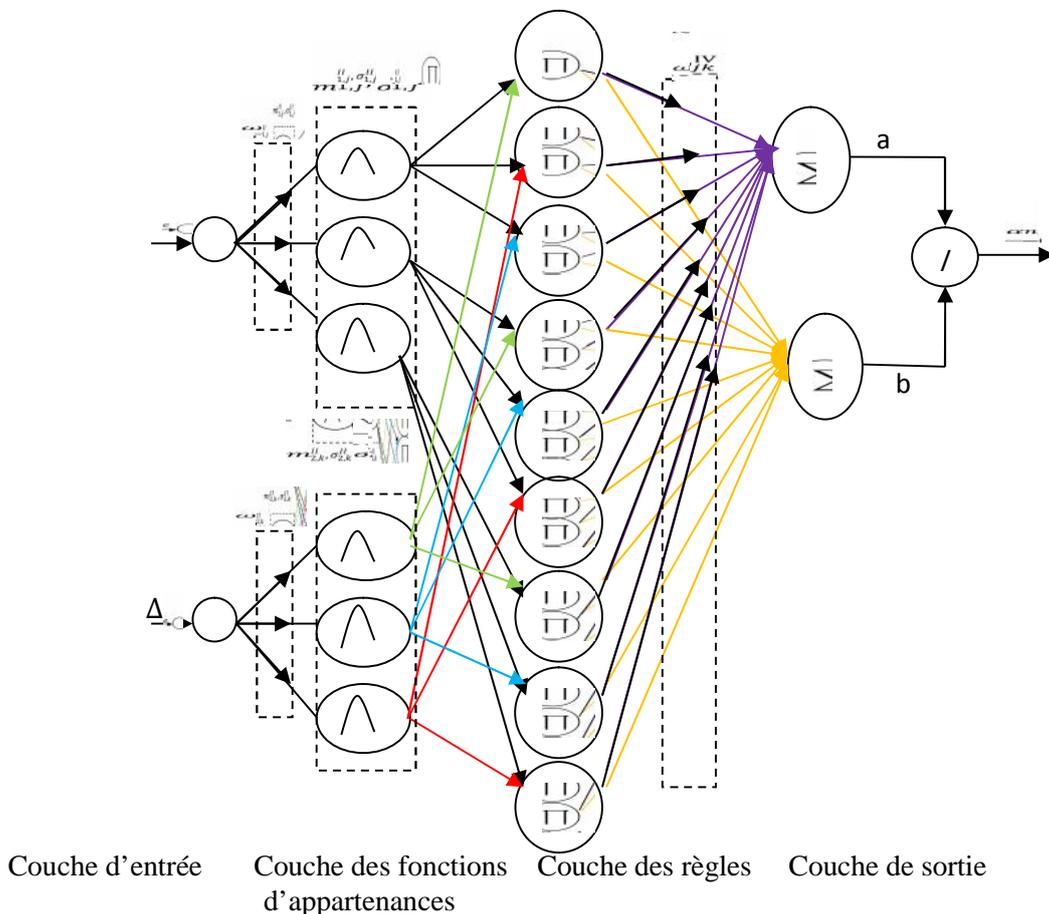


Figure (IV.2): architecture des réseaux Neuro-floues

IV.4. Description du contrôleur neuro-flou

Pour le contrôleur neuro-flou (NFC) considéré, quatre couches de réseaux de neurones (NN) sont utilisées comme le montre la figure (IV.2).

Les couches I–IV représentent les entrées du réseau, les fonctions d'appartenances, base des règles floues et la sortie du réseau respectivement.

- Couche I: couche d'entrée

Les entrées et les sorties des neurones dans cette couche sont représentées par les équations suivantes:

$$net_1^I = e(t), y_1^I = f_1^I(net_1^I) = net_1^I \quad (IV.1)$$

$$net_2^I = \Delta e(t), y_2^I = f_2^I(net_2^I) = net_2^I \quad (IV.2)$$

Avec: e et Δe sont des entrées, y_1^I et y_2^I sont des sorties de la couche d'entrée.

Dans cette dernière, les poids sont fixes et égaux à l'unité.

-Couche II: couche des fonctions d'appartenance

Dans cette couche, chaque neurone représente un ensemble flou et les fonctions Gaussiennes sont adoptées comme fonctions d'appartenances.

Les équations (IV.3) et (IV.4) présentent les entrées et les sorties de la couche II comme suit

$$y_{1,j}^{II} = f_{1,j}^{II}(net_{1,j}^{II}) \quad (IV.3)$$

$$net_{1,j}^{II} = x_{1,j}^{II} \cdot \omega_{1,j}^{II}$$

- Pour $j=1$ la fonction d'appartenance $y_{1,1}^{II} = \frac{1}{1+e^{-\sigma_{1,1}^{II}(x_{1,1}^{II}-m_{1,1}^{II})}}$
- Pour $j=2$ la fonction d'appartenance $y_{1,2}^{II} = e^{-\frac{(x_{1,2}^{II}-m_{1,2}^{II})^2}{\sigma_{1,2}^{II}{}^2}}$
- Pour $j=3$ la fonction d'appartenance $y_{1,3}^{II} = \frac{1}{1+e^{-\sigma_{1,3}^{II}(x_{1,3}^{II}-m_{1,3}^{II})}}$

$$net_{2,k}^{II} = x_{2,k}^{II} \cdot \omega_{2,k}^{II}$$

$$y_{2,k}^{II} = f_{2,k}^{II}(net_{2,k}^{II}) \quad (IV.4)$$

- Pour $k=1$ la fonction d'appartenance $y_{2,1}^{II} = \frac{1}{1+e^{-\sigma_{2,1}^{II}(x_{2,1}^{II}-m_{2,1}^{II})}}$
- Pour $k=2$ la fonction d'appartenance $y_{2,2}^{II} = e^{-\frac{(x_{2,2}^{II}-m_{2,2}^{II})^2}{\sigma_{2,2}^{II}{}^2}}$
- Pour $k=3$ la fonction d'appartenance $y_{2,3}^{II} = \frac{1}{1+e^{-\sigma_{2,3}^{II}(x_{2,3}^{II}-m_{2,3}^{II})}}$

Avec : $m_{1,1}^{II}$ $m_{1,3}^{II}$ $m_{2,1}^{II}$ $m_{2,3}^{II}$ $\sigma_{1,1}^{II}$ $\sigma_{1,3}^{II}$ $\sigma_{2,1}^{II}$ $\sigma_{2,3}^{II}$ sont, respectivement, les paramètres type de la fonction sigmoïde. Et $m_{1,2}^{II}$ $m_{2,2}^{II}$ $\sigma_{1,2}^{II}$ $\sigma_{2,2}^{II}$ sont, respectivement, le centre et l'écart type de la fonction Gaussien.

-Couche III: couche des règles

Cette couche contient la base des règles utilisées dans le contrôleur à logique flou (FLC). L'opérateur de produit est utilisé pour représenter une règle dans chaque neurone, [38].

$$net_{jk}^{III} = (x_{1,k}^{III} \cdot x_{2,k}^{III}), y_1^I = f_{jk}^{III}(net_{jk}^{III}) = net_{jk}^{III} \quad (IV.5)$$

-Couche IV: couche de sortie

Cette couche représente l'inférence et la défuzzification utilisés en (FLC). Pour la défuzzification, la méthode du centre de gravité est utilisée; donc on obtient la forme suivante, [39-40] :

$$a = \sum_j \sum_k \omega_{jk}^{IV} y_{jk}^{III} \quad , \quad b = \sum_j \sum_k y_{jk}^{IV} \quad (IV.6)$$

$$net_0^{IV} = \frac{a}{b} \quad , \quad y_0^{IV} = f_0^{IV}(net_0^{IV}) = \frac{a}{b} = \alpha_n \quad (IV.7)$$

Avec: y_{jk}^{III} , est la sortie de la couche des règles, a et b sont le numérateur et le dénominateur de la fonction utilisée dans la méthode du centre de gravité, respectivement. ω_{jk}^{IV} Est le centre de gravité la fonction d'appartenance de sortie utilisée dans FLC.

IV.5. Commande de vitesse de la MADA par mécanisme de neuro- flou

On obtient le schéma bloc de régulateur flou de vitesse de la MADA par remplacement des régulateur PI classiques dans le bloc de la commande vectorielle indirecte du chapitre précédent par de régulateur PI-flou à gain neuro-flou adapté.

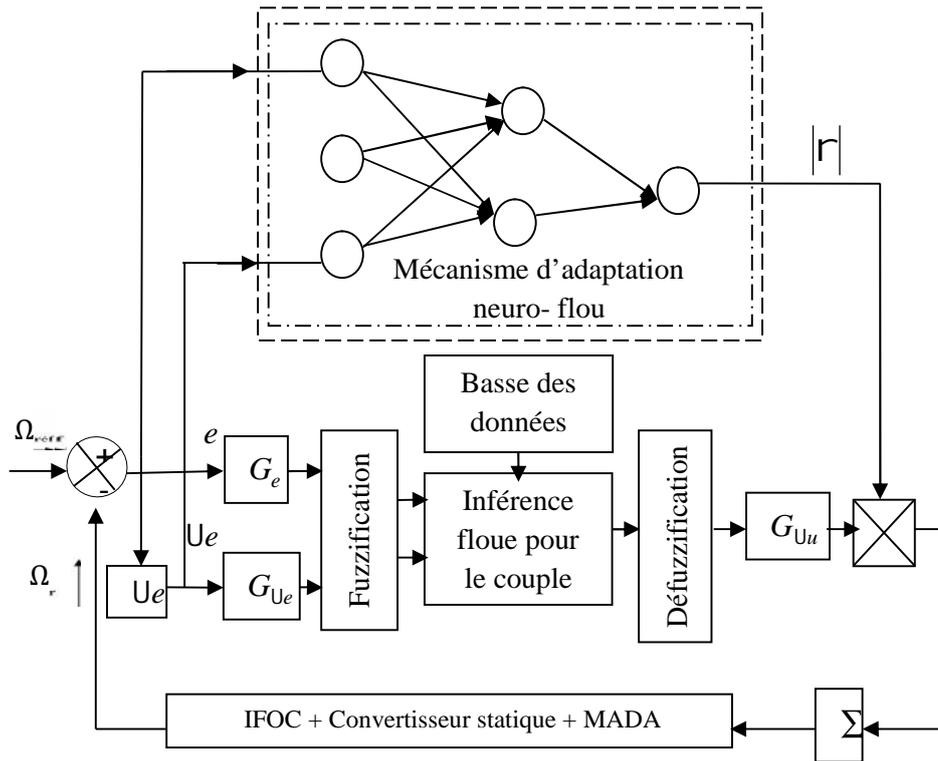
Le schéma du régulateur proposé dans les deux figures. [2]

IV.6. Structure du régulateur PI- flou à gain Neuro-flou ajuste en ligne

Pour régler le gain $G_{\Delta u}$ de contrôleur PI-flou, l'erreur de vitesse et sa variation sont choisis comme deux entrées $e, \Delta e$, ces deux variables sont multiplier par deux gains fixés $\omega_{1,j}^{II}$ et $\omega_{2,k}^{II}$ pour les normaliser dans l'intervalle [-1,1] (univers de discours), on les notés par [35]. Les trois grandeurs, $e, \Delta e$ et α_n sont normalisées comme suit :

$$e_n = \omega_{1,j}^{II} * x_{1,j}^{II} \quad x_{1,j}^{II} = e = y_1^{II} \quad (IV.8)$$

$$\Delta e_n = \omega_{2,k}^{II} * x_{2,k}^{II} \quad x_{2,k}^{II} = \Delta e = y_2^{II} \quad (IV.9)$$



Figure(IV.3) Structure du régulateur flou à gain Neuro-flou ajuste en ligne

IV.6.1.Fuzzification

L'erreur de vitesse et sa variation e_n , Δe_n sont transformées en trois termes linguistiques (N (Négatif Grand), Z (Zéro Environ), P (Positif Grand)), dont les fonctions d'appartenance de type gaussienne comme sur la figure

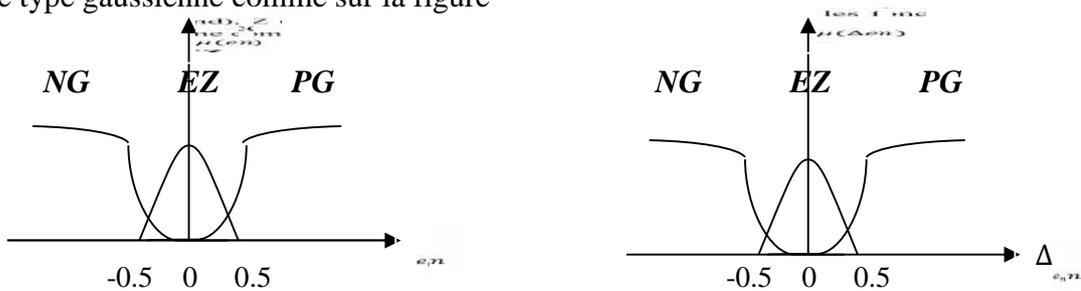


Figure (IV. 4) : Fonctions d'appartenance de l'erreur et sa variation pour le mécanisme d'adaptation.

IV.6.2.Inférence floue pour le facteur

La variation de la commande du facteur est présentée par 9 règles groupées dans la Tab, avec e_n , Δe_n et α_n , les fonctions d'appartenance du facteur sont montrées la figure.

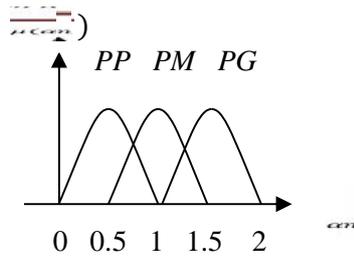


Figure (IV. 5):Fonctions d'appartenance du facteur d'adaptation du gain de sortie.

IV.6.3.Défuzzification

On utilise la méthode de centre de gravité, pour déterminer la valeur exacte de commande α_n à partir de table d'inférence présenté dans la Table

$$\alpha_n = \frac{a}{b} = \frac{\sum_j \sum_k \omega_{jk}^{IV} y_{jk}^{III}}{\sum_j \sum_k y_{jk}^{IV}} \quad (IV.10)$$

La phase de normalisation proposée comme suit :

IV.6.4.Table d'inférence du facteur de sortie α_n

A Partir des (9) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

Tableau (IV.2) : La table d'inférence

$x_{1j}^{II} * \omega_{1,j}^{II}$	N	N	Z	P
$x_{2,k}^{II} * \omega_{2,k}^{II}$				
N	PG	PM	PP	
Z	PM	PP	PM	
P	PP	PM	PG	

IV.6.5. Loi de commande pour le régulateur PI flou à gain Neuro-flou adapté

Parmi plusieurs stratégies de commande, un réglage de vitesse par un régulateur PI flou à gain flou adapté d'une machine Asynchrone à double alimentation [37].

L'objectif de cette commande est de concevoir une réponse de vitesse d'une machine dont Les performances coïncident, la fonction de la commande est de contrôlé l'erreur de vitesse et adapté le gain de sortie ($G_{\Delta u}$) de régulateur PI flou.

Cette technique permet d'éliminer toute divergence entre la référence et celle du système quelque soit la référence et les conditions de perturbation.

Le mécanisme d'adaptation consiste à ajuster le gain de sortie $G_{\Delta\alpha}$ du régulateur PI flou par une adaptation floue dont l'action permet de régler en temps réel le gain $G_{\Delta\alpha}$ [38].

$$C_{réf}(t) = C_{réf}(t - 1) + G_{\Delta\alpha}\Delta C_{nem}(t) \quad (IV.11)$$

$$G_{\Delta\alpha} = |\alpha| G_{\Delta u} \quad (IV.12)$$

$G_{\Delta\alpha}$: Gain du régulateur Neuro-flou adapté.

$G_{\Delta u}$: Valeur originelle de gain pour le régulateur PI flou

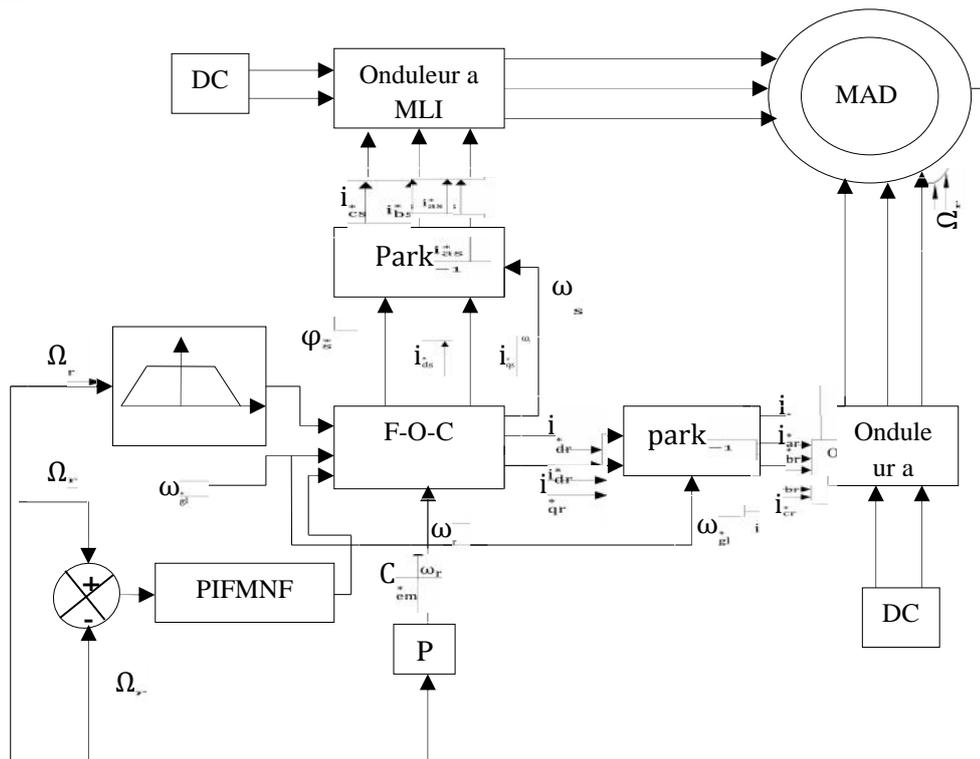


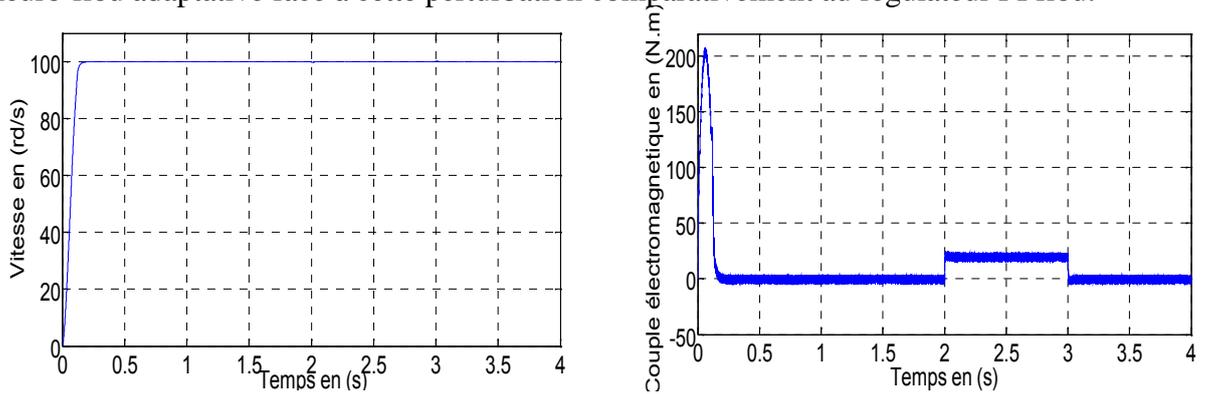
Figure (IV .6) Structure de réglage par mécanisme de Neuro-flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation.

PIFMNF : régulateur **P**roportionnel **I**ntégrale **F**lou avec **M**écanisme d'adaptation a base **N**euro-**F**lou.

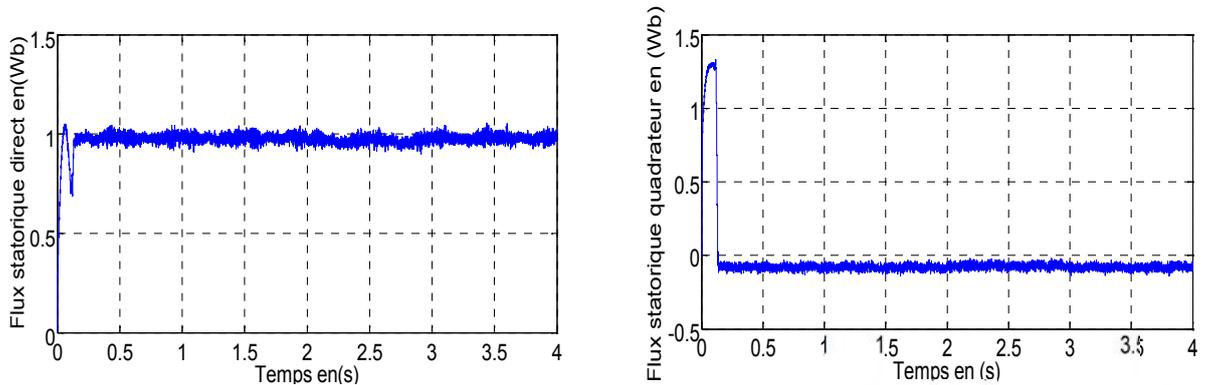
IV.7. Résultats de simulation

IV.7.1. Introduction d'un couple de charge

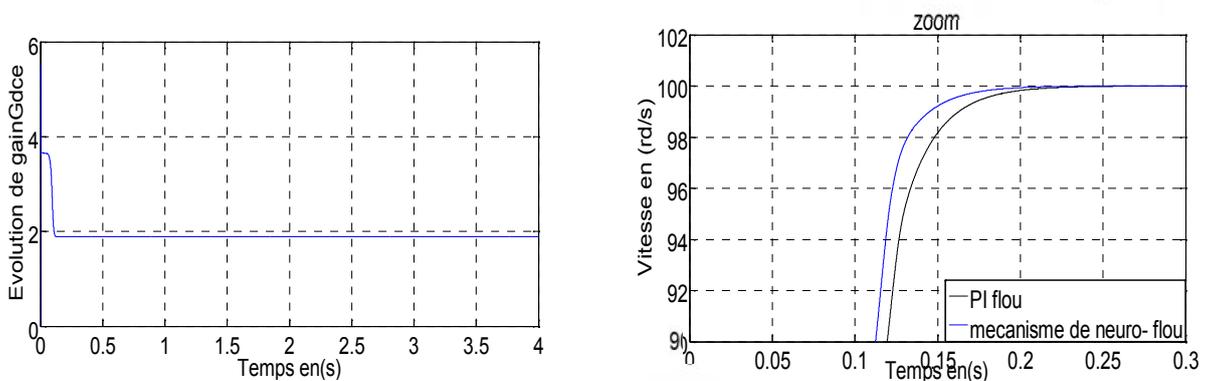
On a simulé aussi le comportement du système entraîné lors de l'application d'un couple de charge de 20 N.m entre 2 s et 3 s. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (IV.6). D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur neuro-flou adaptative face à cette perturbation comparativement au régulateur PI flou.



Figure(IV.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



Figure(IV.7.b): Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .



Figure(IV.7.c): Illustrations évolution de gain $G_{\Delta u}$ et des performances de la commande.

Figure (IV.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors de l'introduction d'un couple de charge d'à $(C_r = 20N.m)$ l'instant $t = 2(s)$

IV.7.2 .Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à $t = 2\text{ s}$, et vice versa. Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI flou et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics, pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du PI flou. Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité du régulateur Neuro-flou adaptative.

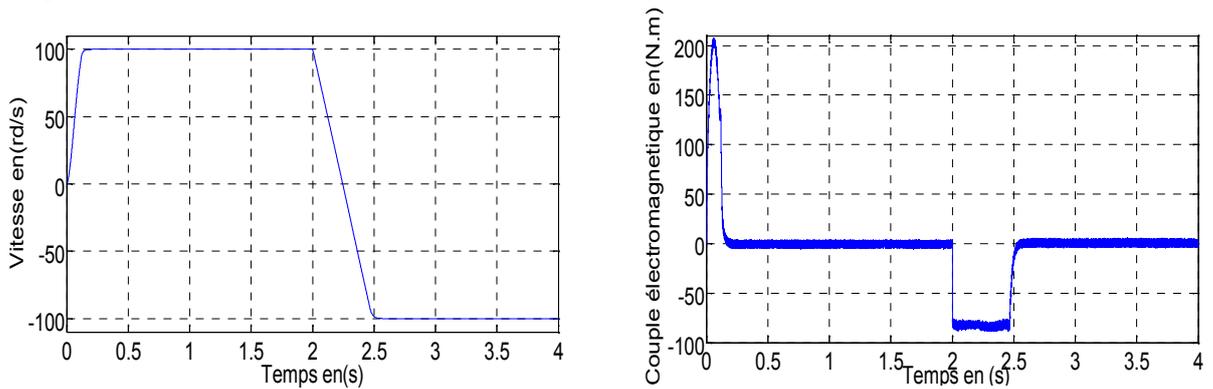


Figure (IV.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

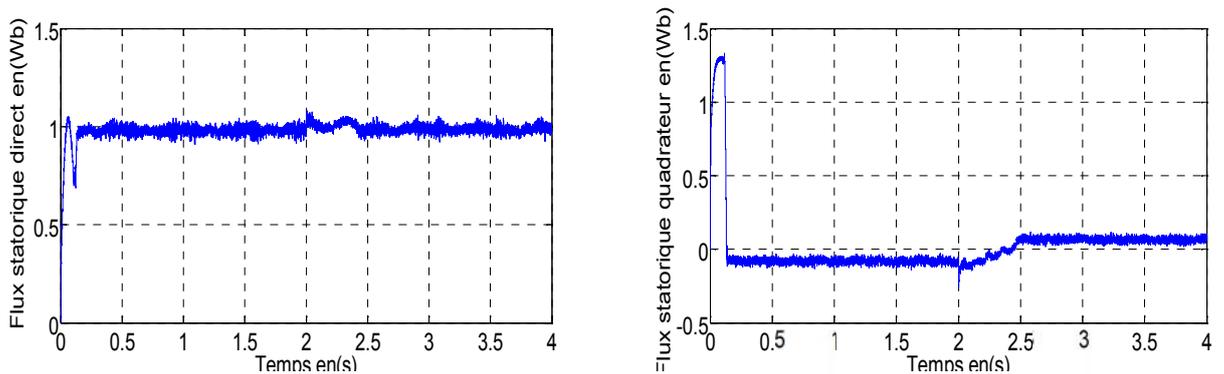
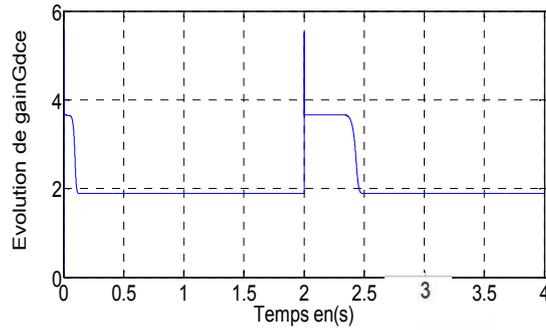


Figure (IV.8.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .



Figure(IV.8.c): Illustrations évolution de gain $G_{\Delta u}$ et des performances de la commande.

Figure (IV.8) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors de l'inversion du sens de rotation.

IV.8. Teste de la robustesse

IV.8.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

La représente les résultats de simulation obtenus pour 100%, 150% et 200% de l'inertie nominale. Vu ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie provoque une augmentation du temps de réponse et vice versa. Ceci montre que le régulateur neuro-flou adaptative perd un petit peu sa performance dynamique et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

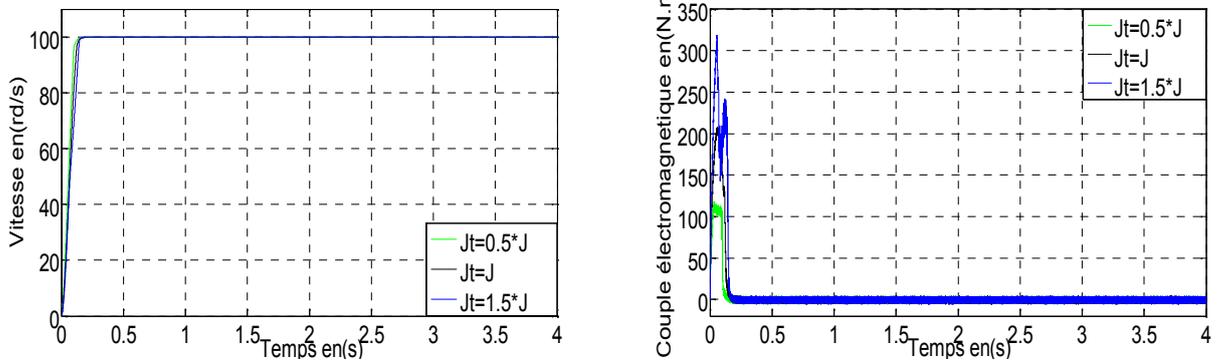
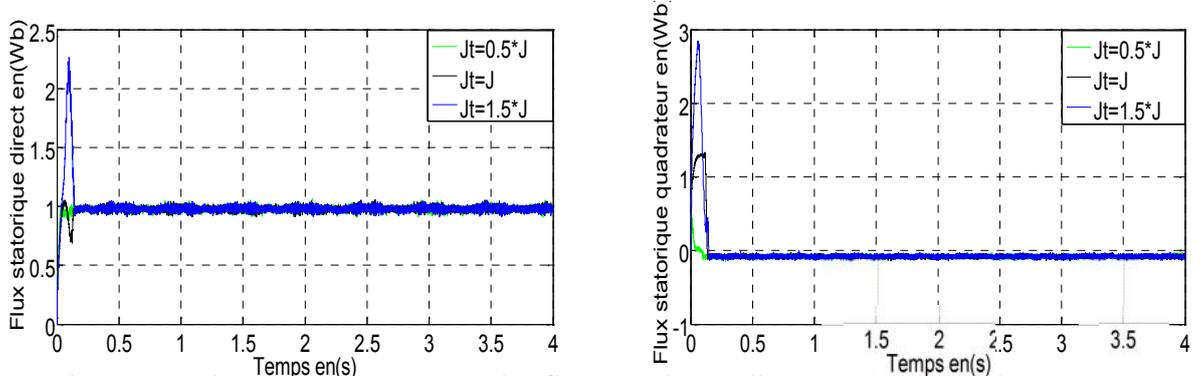
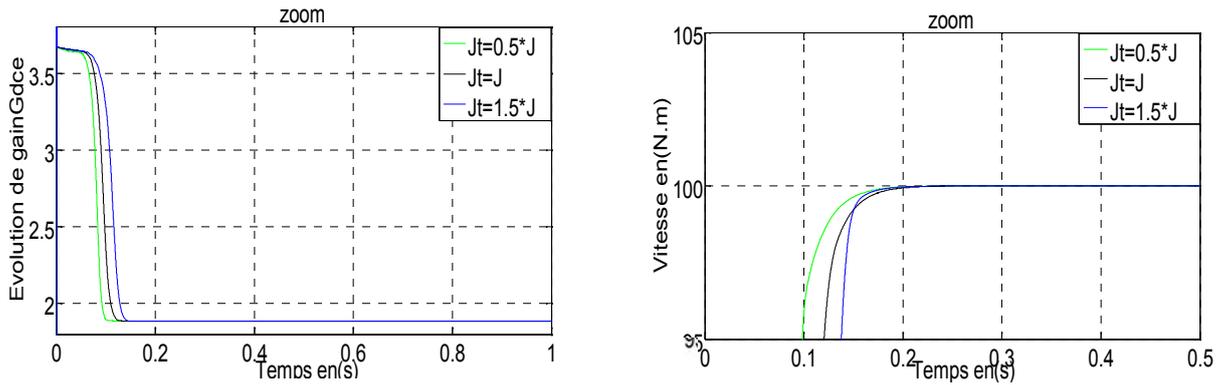


Figure (IV.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



Figure(IV.9.b) : Les composantes des flux rotoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .



Figure(IV.9.c) : Illustrations évolution de gain $G_{\Delta u}$ et des performances de la commande.

Figure (IV.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J .

IV.8.2 . Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 100% 150%200% de sa valeur nominale. La figure (IV.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative face à ces variations.

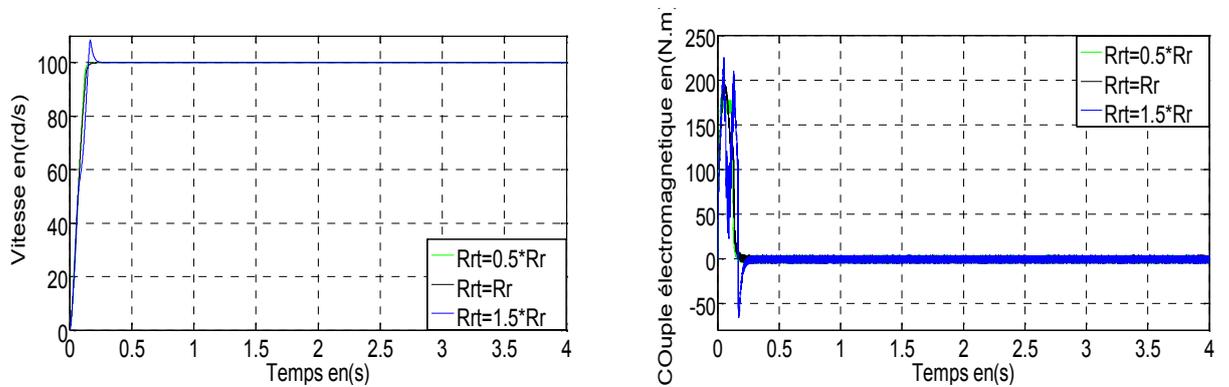


Figure (IV.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

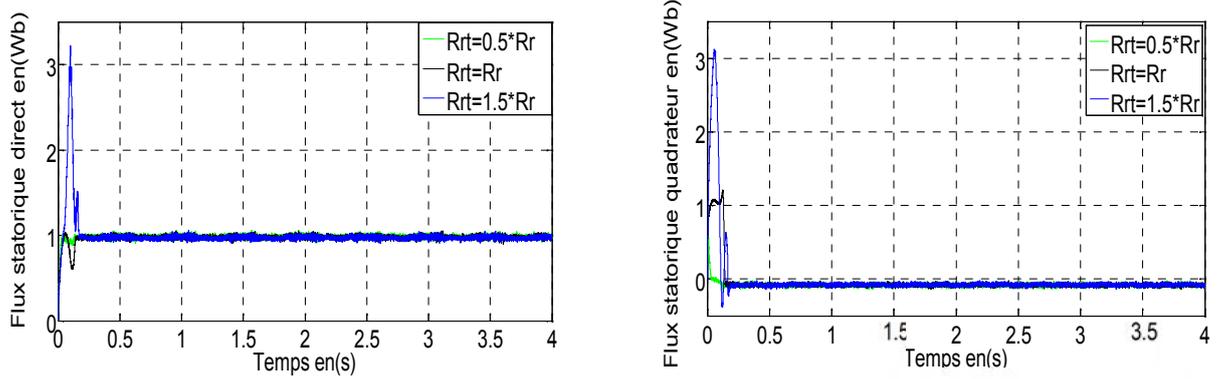


Figure (IV.10.b):Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

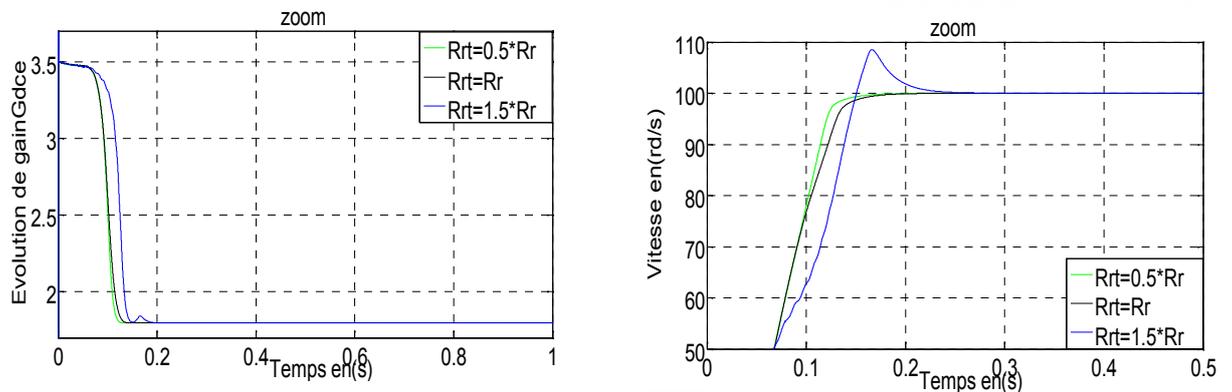


Figure (IV.10) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur Neuro-flou adaptative lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique R_r .

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un outil intelligent pour le réglage de vitesse de la MADA, on a vu que le contrôleur PI-flou à mécanisme Neuro-flou pour adaptation de gain présente une poursuite très satisfaisante de la référence et une très bonne maîtrise du régime dynamique d'une part; d'autre part, on a évité l'imprécision et le simple dans le choix des gains , En effet, la validation par simulation et l'étude de robustesse du contrôleur proposé, en permettant de dire que ce dernier est le plus performant parmi les autres techniques de l'intelligence artificielles traitées pour le réglage de vitesse la machine asynchrone à double alimentation.

Conclusion générale

L'objectif général de cette thèse était l'application des techniques de l'intelligence artificielle pour la commande de la machine asynchrone à double alimentation. Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.

Concernant la commande vectorielle de la MADA moyennant un réglage classique, nous avons conclu également que ce réglage ne contrôlait pas de manière satisfaisante le régime transitoire, ainsi la variation paramétrique influe sur les performances de la commande.

Après avoir présenté la commande vectorielle, leurs résultats de simulations et les problèmes qui lui sont propres, on a passé en suite à l'approche basée sur les techniques de l'intelligence artificielle, telles que la logique floue, et les neuro-flous, lesquelles surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée.

En ce qui concerne la logique floue, les systèmes d'inférence flous ont une capacité descriptive élevée due à l'utilisation des variables linguistiques. Pour la commande de la MADA, les résultats de simulation présentés montrent que les performances de cette approche surpassent la commande vectorielle à cause de la rapidité de sa dynamique et sa robustesse.

En dernier lieu, Il est donc apparu naturel de construire de mécanisme d'adaptation de gain neuro-floue (hybride) qui combinent les concepts des systèmes d'inférence flous et des réseaux de neurones, cela pour avoir une approche Neuro-Floue capable d'améliorer les performances de la commande.

Les comparaisons des résultats présentées au cours de ce travail, nous ont amenée à conclure que le régulateur Neuro-flou conduit à de meilleures performances (poursuite et robustesse) que les autres régulateurs traités à cause de sa robustesse, sa rapidité et la précision de ses sorties qui lui permettent de donner des décisions correctes et d'éviter les cas d'indécisions.

Finalement, la perspective intéressante de cette étude consiste à réaliser toutes ces commandes de la MADA expérimentalement, pour vérifier et exploiter les essais des simulations présentés.

SPECIFICATIONS

A. Paramètres du moteur asynchrone à double alimentation utilis [12] :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	<i>Résistance statorique</i>	1.2	Ω
R_r	<i>Résistance rotorique</i>	1.8	Ω
L_s	<i>Inductance statorique</i>	0.1554	H
L_r	<i>Inductance rotorique</i>	0.1568	H
M	<i>Inductance Mutuelle</i>	0.15	H
p	<i>Nombre de paires de pôles</i>	2	—
f_r	<i>Coefficient de frottement</i>	0.001	N.m. s /rd
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.2	Kg.m ²
f	<i>Fréquence</i>	50	Hz
P_n	<i>Puissance nominale</i>	4	kW
V/U	<i>Tension nominale</i>	220/380	V
I_{sn}	<i>Courant nominal</i>	15/8.6	A
C_r	<i>Couple résistive</i>	20	N.m

B. Paramètres du régulateur PI-floue utilisé :

C.

Symboles	Description	Valeurs	Unités
$G_{\Delta e}$	<i>Gain de Denormalisation</i>	0.02	—
$G_{\Delta u}$	<i>Gain de Normalisation</i>	3.5	—

G_e	Gain de Denormalisation	9	—
$\varphi_{réf}$	Flux de référence	1	Wb

D. Paramètres d'onduleur contrôle par hystérise utilisé [13]:

Symboles	Description	Valeurs	Unités
E_s	Tension continue, appliquée à l'onduleur de stator	514	V
U_{i_s}	Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur statorique	0.15	A
E_r	Tension continue, appliquée à l'onduleur de rotor	150	V
U_{i_r}	Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur rotorique	0.3	A
f_{ro}	Fréquence rotorique	1	Hz

E. Paramètres de mécanisme d'adaptation Neuro-flou :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
$\omega_{1,j}^{II}$	Poids	0.02	—
$\omega_{2,k}^{II}$	Poids	2	—
ω_{jk}^{IV}	Poids	0.5	—

Références bibliographiques

- [1] F. Poitiers, Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau , Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [2] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" , Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- [3] S. Belkacem, " Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Découplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique", Thèse de magister, Université de Batna, 2005.
- [4] F. Blaschke, "The Principle of Field Oriented as Applied to the New Transvector Closed-loop Control Systems for Rotating Machines", Siemens Rev, vol. 39 n°4, pp. 217-220, 1972.
- [5] B. Farid, commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation». Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [6] G. Grellet et G. Clerc, Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande , Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [7] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [8] G. A. Capolino, H. Hénao et V. T. Nguyen Phuoc, Méthode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction , SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [9] L. Baghli, Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques , Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri

Poincaré, Nancy 1, France, 1999.

- [10] I. Al-Rouh, Contribution à la Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone , Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2004.
- [11] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [12] R. Azaizia, «étude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux », Mémoire De magister en génie électrique, Université de Boumerdes, Algérie, 2008.
- [13] Y.Elbia, "Commande Floue Optimisée d'une Machine asynchrone à Double Alimentation à Flux Orienté". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2009.
- [14] M.Fodil, "Commande Adaptative par Logique Floue de la Machine Asynchrone". Mémoire de Magister de l'université de M'SILA, 2007.
- [15] B.Toual, "Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2010
- [16] E.Merbat, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ". Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2008.
- [17] J.Razafimandimby, "Quelques Aspects de l'Interopérabilité Sémantique SIF Application à l'Optimisation d'un Régulateur Flou. Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, 2008.
- [18] K.Nabti, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone par DTC et Logique Floue". Mémoire de Magister de l'université de Mentouri de Constantine, 2006.
- [19] L.Zarour, "Etude Technique d'un Système d'énergie Hybride Photovoltaïque-Eolien hors réseau". Thèse de Doctorat de l'université de Montouri de Constantine, 2010.

- [20] R.Toufouti, "Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone". Thèse de Doctorat de l'université de Mentouri de Constantine, 2008.
- [21] J.Faucher, "Les Plans d'Expériences pour le Réglage de Commande à Base de la Logique Floue". Thèse de Doctorat de l'institut national Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [22] H.Buhler, "Réglage par Logique Floue". Collection électrique, presses Polytechnique et universitaires Romandes, 1994.
- [23] A.Chaiba, "Commande de la Machine Asynchrone à Double alimentation par des Techniques de l'Intelligence Artificielle". Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [25] K.Kouzi, "Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse par un PI flou à gains adaptés associé à un observateur d'état par mode de glissement". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [26] P.Ponce-Cruz, F.Ramirez, "Intelligent Control Systems with LabVIEW", Edition Springer, 2011
- [27] Carlos C, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones". Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [28] B.Sid, "Optimisation Topologique de Structure par Algorithmes Génétiques". Thèse de Doctorat de l'université de Technologie de Belfore-Montbéliard, 2006
- [29] S.Sarray, "Etude et Simulation d'une Commande Directe du Couple pour l'Entraînement Electrique d'une Machine Electrique". Maitrise en Génie de la Production Automatisée de l'université de Quebec, 2000
- [30] O.Guennounou, "Méthodologie de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique Application à un Bioprocédé". Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse-III, 2009.
- [31] M.Fodil, "Commande Adaptative par Logique Floue de la Machine Asynchrone". Mémoire de Magister de l'université de M'SILA, 2007.
- [32] D. Racoceanuet, D. Ould Abdeslam, "Réseaux Neuro-Flous pour la

Surveillance des Systèmes”, *4ème Conférence Internationale sur l’Automatisation Industrielle*, Montréal, Canada, 2003.

- [33] D .Nauck et R. Kurse, “A Neuro-Fuzzy Approach to Obtain Interpretable Systems for function Approximation”, *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 1998.
- [34] D .Nauck, et R. Kruse, “What are Neuro-Fuzzy Classifiers ? ”, *Seventh International Fuzzy Systems Association World Congress IFSA ’97*, Vol. IV, pp. 228-233, Academie de Prague, 1997.
- [35] G .Lee et J. S. Wang, “Efficient Neuro-Fuzzy Control Systems for Autonomous Underwater Vehicle Control”, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seoul, Corée, 2001
- [36] D .Ould abdeslam, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ”, thèse de doctorat, université de Haute-Alsace, France, 2005.
- [37] D .Racoceanu, “Contribution à la surveillance des Systèmes de Production en utilisant les Techniques de l’Intelligence Artificielle”, Habilitation à dirigé des recherches, université de Franche-Comté de Besançon, 2006.
- [38] Elmas. Cetin, Oguz Ustun, Hasan H. Sayan, “A neuro-fuzzy controller for speed control of a permanent magnet synchronous motor drive”, *Expert Systems with Applications*, 2006.
- [39] C. T .Lin & Lee, C. S. G, “Neural fuzzy systems”, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [40] F. J Lin & Wai. R. J, “Sliding-mode controlled slider-crank mechanism with fuzzy neural network”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 48, pp.60-70, 2000.

تحسين خصائص اداء الماكنة اللامتزامنة	تغذية	تقنية	العصبية
مفتاحية :	التغذية		
•			
•			
•			
•	العصبية		
:	هذه المذكرة	تحسين اداء	ذات التغذية مضاعفة بواسطة تقنيات الذكاء
	بتقديم		بايجاد الصيغة
	لتسهيل تطبيق	يرتكز	
	هذا الأخير	الديناميكي	تغيرات
		كفاءته	العصبية-
		تقنيات	

Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique neuro-flou

Mots Clés :

- Machine asynchrone à double alimentation (MADA).
- Commande vectorielle à orientation du flux.
- Logique floue.
- Mécanisme d'adaptation Neuro-flou.

Résumé :

Ce mémoire présente l'amélioration des performances de régulation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par des Techniques de l'Intelligence Artificielles. Après avoir présenté la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flous, et le neuro-flou. Les résultats de simulations et des tests de robustesse seront présentés.

Improvement of regulation of the Double Fed Asynchronous Machine by the technique Neuro-Fuzzy

Keywords:

- Doubly fed asynchronous machine (DFAM).
- Field oriented control.
- Fuzzy control.
- Neuro-fuzzy mechanism system.

Abstract:

In this thesis, an intelligent artificial control of a doubly fed asynchronous machine is proposed. First, a mathematical model of DFAM written in an appropriate d-q reference frame is established to investigate simulations results. In order to control the speed of rotor; Then an intelligent artificial control such as fuzzy logic and Neuro-fuzzy control are applied.

Its simulated performances are then compared to those of a classical PI controller. Specifically Neuro-fuzzy mechanism system is created to overcome the disadvantages of neural networks and fuzzy systems results obtained.