

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Machines électriques et électronique de puissance

Présenté par :

KHENGAOUI Nafissa

KHENGAOUI Nessrine

Thème:

***Commande Floue Adaptative d'une
Machine Asynchrone à Double
Alimentation***

Soutenu publiquement

Le :08/06/2015

Devant le jury :

M^f Sahraoui Lazhar

MC (A) Président

UKM Ouargla

M^f Laamayed Tahar

MA (A) Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^{elle} Zidani Ghania

MA (B) Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2014/2015

Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude

Nous tenons à exprimer nos remerciements et notre profonde gratitude à notre encadreur Monsieur

Mr. LAAMAYAD TAHAR

Pour son encadrement, son suivi et ces conseils pour la confiance qu'il m'a prodigué, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près de mon travail et pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions à grandement facilité ce travail.

Nous tenons aussi à remercier

Mes remerciements vont aussi à l'ensemble de mes professeurs tout le long de ces années d'études et à tous les enseignants du département Génie électrique, 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 2^{ème} année Master de la spécialité de génie électrique spécifiquement machines électriques et électronique de puissance

Enfin Nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ وَقُلِ اعْمَلُوا فَسَيَرَى اللَّهُ عَمَلَكُمْ وَرَسُولُهُ وَالْمُؤْمِنُونَ ﴾

صدق الله العظيم

[سورة التوبة: 105]

إهداء:

إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك.. ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك..
ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك.. ولا تطيب الجنة إلا برويتك (الله جل جلاله)

إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة.. ونصح الأمة.. إلى نبي الرحمة ونور العالمين.. (سيدنا محمد
صلى الله عليه وسلم)

إلى من كلله الله بالهيبه والوقار.. إلى من علمني العطاء بدون انتظار.. إلى من أحمل أسمه بكل
افتخار.. أرجو من الله أن يمد في عمري أبي الذي لم يبخل علي يوماً بشيء.

إلى ملاكي في الحياة.. إلى معنى الحب وإلى معنى الحنان والتفاني.. إلى بسمة الحياة وسر
الوجود إلى من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحي إلى أمي وإلى إخوتي وأسرتي
جميعاً.

للذين كانوا عوناً لنا في بحثنا هذا ونورا يضيء الظلمة التي كانت تقف أحياناً في طريقنا. إلى من
زرعوا التفاؤل في دربنا وقدموا لنا المساعدات والتسهيلات والأفكار والمعلومات، ربما دون
يشعروا بدورهم بذلك فلهم منا كل الشكر.

إلى أصدقائي الذين تسكن صورهم وأصواتهم أجمل اللحظات والأيام التي عشتها إلى كل من
ساعدني في انجاز هذا العمل... شكري الجزيل وامتناني

اهدي هذا العمل :

إلى من أحبهم القلب..... و هفت لهم النفس..... و اشتاقت إليهم العين..... إلى من علمني
النجاح والصبر إلى من افتقده في مواجهة الصعاب ولم تمهله الدنيا لأرتوي من حنانه.. أبي و إلي
من عاشت محبة وبارا باهلها ومخلصة لأصدقائها ولزملائها ولكل من عرفوها بن مخلوف
أميمة, ارحل قريير العين طهرا من الدار الفانية نسأل الله أن يجعل لك زمرة طاهرة في دار البقاء
والخلود , اللهم أنزلهم منزلاً مباركاً وأنت خير المنزلين.

خنقاوي نفيسة

خنقاوي نسرين

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE		1
Chapitre I		
Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation		
I.1	INTRODUCTION	4
I.2	Présentation de la machine à double alimentation	4
I.3	Principe de fonctionnement de la MADA	5
I.4	Commande de la MADA par deux onduleurs	5
I.5	Avantages et inconvénients de la MADA	6
I.5.1	Avantages de la MADA	6
I.5.2	Inconvénients de la MADA	7
I.6	Domaines d'application de la MADA	7
I.7	Modélisation de la MADA	7
I.7.1	Représentation de la machine dans l'espace électrique	8
I.7.2	Hypothèses simplificatrices	8
I.7.3	Equations électriques de la machine	7
I.7.4	Application de la transformation de Park à la MADA	8
I.7.5	Modèle de la MADA dans le référentiel de Park	10
I.7.6	Equation magnétique	10
I.7.7	Modèle de la MADA biphasé	11
I.7.8	Equation mécanique	11
I.7.9	Modèle de la machine en vue de sa commande	12
I.7.9.1	Equations des tensions	12
I.7.9.2	Equations des flux	13
I.7.10	Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park	13
I.8	Modélisation de l'association MADA avec onduleur de tension	14
I.8.1	Modélisation de l'onduleur de tension	15
I.8.2	Commande des onduleurs	16
I.8.2.1	Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis	16
I.9	Résultats de simulation et interprétation	18

I.9.1	Modèle de la machine sans application de commande	18
I.10	CONCLUSION	21
Chapitre II		
Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation		
II-1	Introduction	22
II-2	Généralités sur la commande vectorielle	22
II-2-1	But de la commande vectorielle	22
II-2-2	Principe de la commande vectorielle	23
II.2.2.1	Variantes de la commande vectorielle	23
II-2-2	Les types de la commande vectorielle	24
II.2.2.1	Commande vectorielle directe	24
II.2.2.2	Commande vectorielle indirecte	24
II-3	Application de la commande vectorielle à la MADA	25
II-3-1	Choix de repère de référence	26
II-4	Lois de la commande vectorielle appliquée à la MADA	27
II-5	Réglage de vitesse de la MADA à flux statorique orienté par un PI Classique	29
II.5.1	Défluxage	30
II.5.2	Identification des paramètres du régulateur de vitesse	31
II.6	Résultats de simulation	32
II.6.1	introduction d'un couple de charge	32
II.6.2	Changement de consigne et inversion de sens de rotation	33
II.6.3	Teste de la robustesse	34
II.6.3.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	34
II.6.3.2	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	35
II.7	Conclusion	36
Chapitre III		
Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par Logique Floue		
III.1	Introduction	37
III.2	Historique De La Logique Floue	37
III.3	Domaine D'application	38
III.4	Principe De La Logique Floue	38
III.5	Eléments De Base De La Logique Floue	39

III.5.1	Variables linguistiques et ensembles flous	39
III.5.2	Fonctions d'appartenance	39
III.5.3	Operateurs de la logique floue	41
III.6	Commande Par Logique Floue	41
III.6.1	interface de fuzzification	42
III.6.2	Base de règles	42
III.6.3	mécanisme d'Inférence floue	43
III.6.4	interface de défuzzification	43
III.7	Avantages Et Inconvénients De La Commande Par La Logique Floue	44
III.8	Commande Floue De La Vitesse D'une MADA A Flux Statorique Orienté	45
III.8.1	Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	45
III.8.1.1	Fuzzification	46
III.8.1.2	Base des règles	47
III.8.1.3	Mécanisme d'inférence	48
III.8.1.4	Défuzzification	48
III.8.2	Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse	49
III.8.3	Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou	49
III.9	Résultats de Simulation	50
III.9.1	Introduction d'un couple de charge	50
III.9.2	Changement de consigne et inversion de sens de rotation	51
III.9.3	Teste de la robustesse	52
III.9.3.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	52
III.9.3.2	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	53
III.9	Conclusion	54
Chapitre IV Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par Floue Adaptative		
IV.1	Introduction.	55
IV.2	Commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov	55
IV.2.1	Loi de commande d'un régulateur PI-flou	56
IV.2.2	Fuzzification	56

IV.2.3	Table d'inférence	57
IV.2.4	Défuzzification	57
IV.3	Schéma de principe	58
IV.4	Détermination des gains d'un régulateur PI-flou	58
IV.4.1	Etude du mécanisme d'adaptation	58
IV.5	Analyse de la stabilité de la commande proposée	59
IV.5.1	Fonction de Lyapunov candidate	59
IV.6	Application à la machine asynchrone à double alimentation.	61
IV.7	Résultats de simulation	62
IV.7.1	Application de couple de charge	62
IV.7.2	Changement de consigne et inversion de sens de rotation	64
IV.7.3	Teste de la robustesse	66
IV.7.3.1	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	66
IV.7.3.2	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	68
IV.8	Conclusion	70
CONCLUSION GENERALE		71
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES		
ANNEXE		

I. NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
f_s, f_r	Respectivement les fréquences statorique et rotorique	Hz
V_s	Tension appliquée au stator	V
V_r	Tension appliquée au rotor	V
θ_s, θ_r	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe	Rd
R_s	Resistance d'une phase statorique	Ω
R_r	Resistance d'une phase rotorique	Ω
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique	H
M	Inductance cyclique mutuelle	H
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
J	Inertie des masses tournantes	$kg.m^2$
f_r	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rd
Ω_s	Vitesse synchrone	rad/s
P	Nombre de paire de pole de la MADA	Sans unité
G	Glissement	Sans unité
Ω_r	Vitesse mécanique	rad/s
Ω_{ref}	Vitesse de référence	rad/s
Φ_{ref}	Flux de référence	Wb
(d,q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant	Sans unité

I_{ds}, I_{qs}	Courant statorique selon l'axe d,q	A
I_{dr}, I_{qr}	Courant rotorique selon l'axe d,q	A
Φ_{ds}, Φ_{qs}	Flux statorique selon l'axe d,q	Wb
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Flux rotorique selon l'axe d,q	Wb
V_{ds}, V_{qs}	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchrone	V
V_{dr}, V_{qr}	Composantes de la tension rotorique dans le référentiel synchrone	V
P	Opérateur dérivé de Laplace	Sans unité
T_s	Constante de temps statorique	Sans unité
T_r	Constante de temps rotorique	Sans unité
Σ	Coefficient de fuite total	Sans unité
A, B, C	Trois phases du stator a, b, c Trois phase de rotor	Sans unité
L_{ss}	Matrice d'inductances statorique	H
L_{rr}	Matrice des inductances rotorique	H
M_{sr}	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor	Sans unité
X_A, X_B, X_C	Axes triphasés réels Axes	Sans unité
U, V	biphasés de Park	V
X_0	Composante homopolaire	Sans unité
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park	Sans unité
θ_c	Angle de positionnement des axes (U, V) par rapport aux axes (XA, XB, XC)	Rd
$P.I$	régulateur proportionnel – intégral	Sans unité
U_0	Tension continue	V
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse	Sans unité
K_i, K_p	Gains du régulateur PI classique	Sans unité

$\Delta i_r, \Delta i_s$	Bandes d'hystérésis rotorique et statorique respectivement	A
e, de	Erreur de vitesse et sa variation	Sans unité
K_e, K_{de}, K_{dce}	Facteurs d'échelles du régulateur flou	Sans unité
γ_1, γ_2	Coefficient adaptation pour le régulateur flou	Sans unité
A, B	Ensembles flous	Sans unité
C_r	Couple de charge	N.m

II. LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
FOC	Commande à flux orienté
CFA	Commande Floue Adaptative
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MCC	Machine à Courant Continu
F_{mm}	Force magnétomotrice
F_{em}	Force électromotrice
PARK⁻¹	Transformation de Park inverse
PI	Proportionnel Intégral

TABLE DE FIGURES

Figure	Titre	page
Figure(I.1):	Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	5
Figure(I.2):	MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux	6
Figure(I.3):	Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	7
Figure(I.4):	Le principe de la transformation de Park appliquée à la MADA	9
Figure(I.5):	modèle généralisé biphasé de la MADA selon les axes (d-q)	11
Figure(I.6):	Schémas de l'association MADA- onduleur de tension	14
Figure(I.7):	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	15
Figure(I.8):	Illustration de la bande de courant à hystérésis	17
Figure (I.9.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	18
Figure(I.9.b):	Les composantes des courantes statorique direct i_{ds} et en quadrature i_{qs}	19
Figure(I.9.c):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	19
Figure(I.9):	Réponse dynamique de la machine à vide	19
Figure(I.10.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	20
Figure(I.10.b) :	Les composantes des courantes statorique direct i_{ds} et en quadrature i_{qs}	20
Figure(I.10.c)	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	20
Figure(I.10):	Réponse dynamique de la machine avec application du couple de charge	20
Figure (II.1):	Principe du pilotage découplé du couple d'une MCC	23
Figure (II.2):	Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	25
Figure (II.3):	Orientation du flux statorique	26
Figure (II.4):	Orientation du flux statorique	27
Figure (II.5):	Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté	29
Figure (II.6):	Le bloc de défluxage	30
Figure (II.7):	Boucle de régulation de vitesse	31
Figure (II.8.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	32
Figure (II.8.b):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	33
Figure (II.8):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de ($C_r 20N. m$) à l'instant $t=2(s)$	33

Figure (II.9.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	33
Figure (II.9.b)	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	34
Figure (II.9):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'inversion du sens de rotation	34
Figure (II.10.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	34
Figure (II.10.b):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	35
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 résistance rotorique R_r	35
Figure (II.11.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	35
Figure (II.11.b):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	36
Figure (II.11):	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	36
Figure (III.1):	Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou	39
Figure (III.2):	Différentes formes des fonctions d'appartenance	40
Figure (III.3):	Fonction d'appartenance singleton	40
Figure (III.4):	Structure interne d'un Régulateur de la logique floue	42
Figure (III.5):	Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse	45
Figure (III.6):	Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou	47
Figure (III.7):	Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté	49
Figure (III.8.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	50
Figure (III.8.b):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	51
Figure (III.8):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors de l'introduction d'un couple de charge d'à $C_r = 20(N.m)$ l'instant $t = 2(s)$	51
Figure (III.9.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	51
Figure (III.9.b):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	52
Figure (III.9):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors de l'inversion du sens de rotation	52
Figure (III.10.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	52
Figure (III.10.b):	Les composantes des flux rotoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	53
Figure (III.10):	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	53
Figure (III.11.a):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	53

Figure (III.11.b):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	54
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	54
Figure (IV.1):	Structure de la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov	58
Figure (IV.2):	Structure de réglage de vitesse par la méthode de commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov	61
Figure(IV.3.a):	Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	62
Figure(IV.3.b):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	63
Figure(IV.3.c):	Evolution des gains flous (K_e, K_{dce})	64
Figure (IV.3):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue adaptative lors de l'introduction d'un couple de charge de $(C_r = 20 \text{ N.m})$ à l'instant $t=2(\text{s})$	64
Figure(IV.4.a):	Les composantes des flux statorique direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	64
Figure(IV.4.b):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	65
Figure(IV.4.c):	Evolution des gains flous (K_e, K_{dce})	66
Figure (IV.4):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors de l'inversion du sens de rotation à l'instant $t=2(\text{s})$	66
Figure (IV.5.a)	Les composantes des flux statorique direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	66
Figure (IV.5.b)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	67
Figure (IV.5.c)	Evolution des gains flous (K_e, K_{dce})	68
Figure (IV.5):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors du test de robustesse vis-à-vis de la résistance rotorique R_r	68
Figure (IV.6.a):	Les composantes des flux statorique direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs}	68
Figure (IV.6.b):	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	69
Figure (IV.6.c):	Evolution des gains flous (K_e, K_{dce})	70
Figure (IV.5):	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors du test de robustesse vis-à-vis de moment d'inertie J	70

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

La machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne. Nos travaux concernent le fonctionnement en moteur à vitesse variable, pour l'amélioration de la robustesse de la commande de la MADA.

Actuellement plusieurs recherches et études ont émergé dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine à courant alternatif. Dans ce sens, Blaschk et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : à savoir la commande vectorielle dite aussi commande à flux orienté. Cette dernière est d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine

Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique.

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 microinformatique, 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.

La technique de réglage par logique floue, permet à la commande d'être insensible à de telles variations, la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne. la

Commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. Elle assure une bonne orientation du flux statorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple. Une nouvelle stratégie de commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov été proposée afin de résoudre les problèmes de détermination des gains du régulateur PI-flou dont le but d'assurer la stabilité de la commande et d'augmenter la robustesse quel que soit les variations paramétriques.

L'objectif général de ce mémoire était l'application des techniques de l'intelligence artificielle pour la commande de la machine asynchrone à double alimentation.

Notre mémoire est composé de quatre chapitres :

Le premier chapitre:

Dans le premier chapitre nous dressons une étude de la MADA, ainsi qu'un bilan de ses avantages et de ses inconvénients. Notre choix s'est orienté vers une configuration utilisant deux onduleurs reliés aux enroulements statorique de la MADA. Nous présenterons le modèle mathématique biphasé de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant l'étude que fera l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation statorique et rotorique. Les simulations seront présentées avec interprétation tirant une conclusion.

Le deuxième chapitre:

On a dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle avec orientation au flux statorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. Les performances de cette commande vectorielle seront validées par des résultats de simulation et des tests de robustesse seront présentés

Le troisième chapitre :

Le troisième chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande. Les performances de cette méthode PI floue seront montrées par des résultats de simulation par ce régulateur flou.

Le quatrième chapitre:

Pour voir d'autres performances de la machine asynchrone à double alimentation, on l'application de la commande floue-adaptative à la MADA. Après avoir abordé le principe de la stabilité basé sur la fonction de Lyapunov, modélisant et simulant le système, les performances de ce type de commande sont présentées et commentées.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

Chapitre I

**Etude et modélisation de la machine
asynchrone à double alimentation**

I.1 Introduction:

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels, permettant de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature diphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK.

Cependant, il faut signaler l'impact de la précision des méthodes d'identification paramétrique sur la signification et la portée des modèles des machines électriques. En effet une identification correcte et précise confère à la modélisation toute son utilité pratique en permettant de généraliser une validité expérimentale et donne le moyen d'agir sur le système.

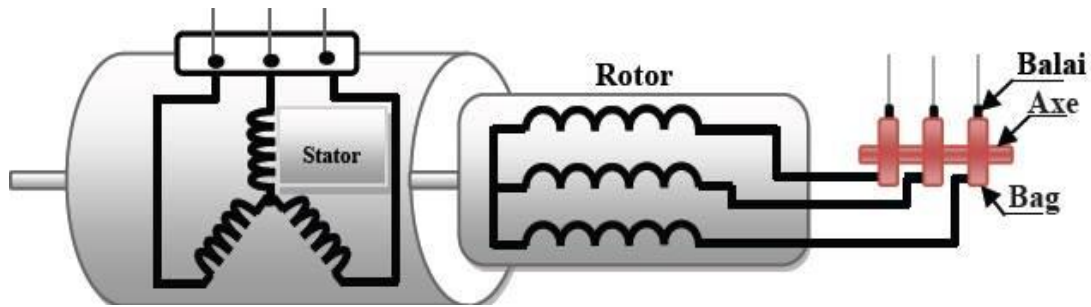
Dans ce chapitre, on représente le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation, cette machine fonctionne en moteur. En suite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée deux onduleur à deux niveaux contrôles en courant par hystérésis.

I.2 Présentation de la machine à double alimentation:

La première apparition de cette machine asynchrone à double alimentation "doubly fed induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [1].

La MADA est une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements.

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principale surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et où le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou les deux à la fois.[2]



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

I.3 Principe de fonctionnement de la MADA :

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{mms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des f_{mms} des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s \cdot g \quad (I.1)$$

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence f_r , définie à partir de $\omega_{gl} = 2 \cdot \pi \cdot f_r$; c'est-à-dire [3] :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (1.2)$$

I.4 Commande de la MADA par deux onduleurs :

Cette structure de commande consiste en une MADA alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.[4]

La première forme de cette stratégie de commande est illustrée par la figure suivante :

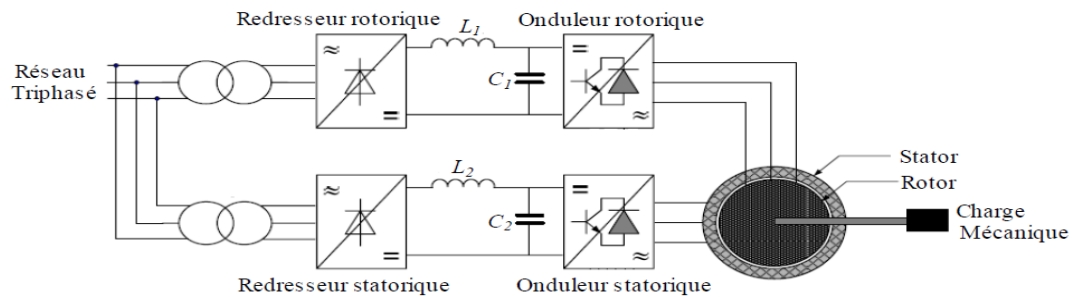


Figure (I.2): MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.

I.5 Avantages et inconvénients de la MADA :

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.5.1 Avantages de la MADA :

Comme avantages de la MADA, on peut citer :

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique;
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale;
- La possibilité de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application;[2]
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance;
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques.

Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.[5]

I.5.2 Inconvénients de la MADA :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.

- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

- le cout total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.[6]

I.6 Domaines d'application de la MADA :

La MADA offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone classique et synchrone. Surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau. [6]

I.7 Modélisation de la MADA :

I.7.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique :

La machine asynchrone est représentée sur la figure (1.3) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (OAR) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (OAS).[7]

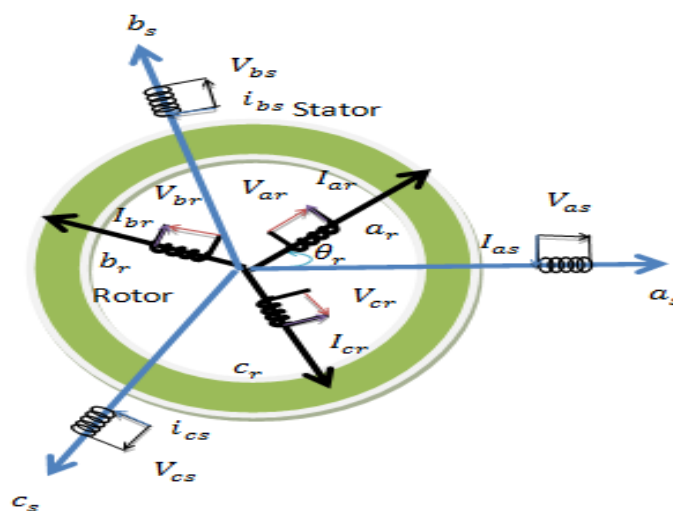


Figure (I.3): Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

I.7.2 Hypothèses simplificatrices:

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices.

- 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.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

I.7.3 Equations électriques de la machine:

$$\begin{cases} U_s = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ U_r = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (I.3)$$

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

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

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

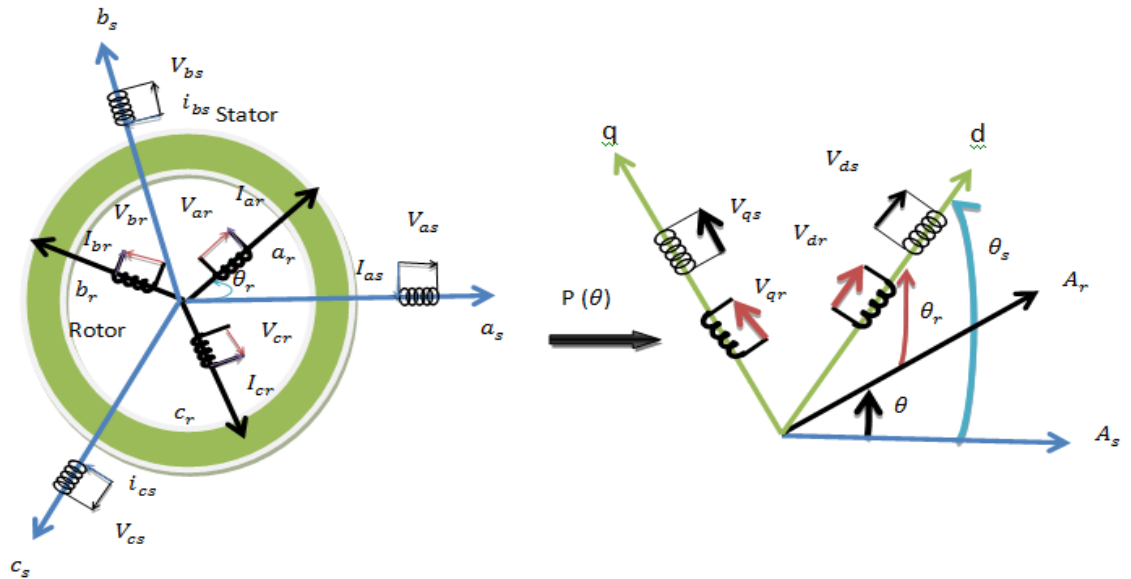
R_s Est la résistance d'une phase statorique ;

R_r Est la résistance d'une phase rotorique.

I.7.4 Application de la transformation de Park à la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple. Le modèle diphasé (d, q) donné par la transformation de Park est alors utilisé.

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature.



Figure(I.4) : Le principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Représentation de la MADA dans le repère de Park :

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

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la Transformation :

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{pmatrix} = P(\theta) \begin{pmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

Avec x : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- 0 : indice de l'axe homopolaire.
- d : indice de l'axe direct.
- q : indice de l'axe en quadrature.

et pour la transformation inverse on utilise la matrice $P(\theta)^{-1}$:

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées:

$$\begin{pmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{pmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

I.7.5 Modèle de la MADA dans le référentiel de Park:

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère d-q tournant, dont l'orientation est à priori arbitraire.

Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en machine diphasée équivalente.

I.7.6 Equation magnétique:

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{cases} [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \\ [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

- 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 :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (I.11)$$

I.7.7 Modèle de la MADA biphasé:

L'application de la transformation de Park au modèle de la machine asynchrone a double alimentation conduit a des équations exprimées dans un repère lie au champ tournant (d-q):

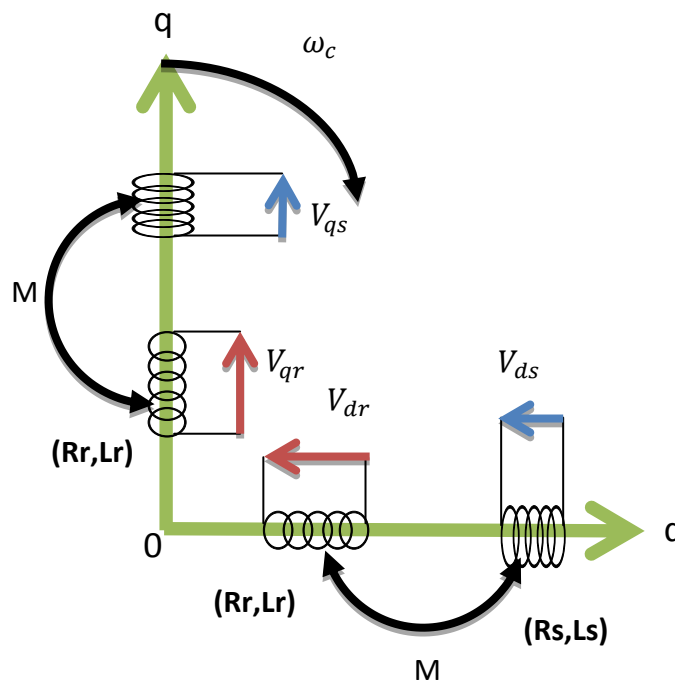


Figure (I.5) : modèle généralisé biphasé de la MADA selon les axes (d-q).

I.7.8 Equation mécanique:

Le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression de bilan de puissances.

$$C_{em} = P[I_s]^t \frac{d}{dt} ([M_{rs}][I_r]) \quad (I.12)$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \quad (I.13)$$

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.[8]

I.7.9 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.7.9.1 Equations des tensions:

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

$$[U_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.14)$$

$$P(\theta)[U_{abc}] = P(\theta)[R_s][I_{abc}] + P(\theta) \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.15)$$

$$[U_{dq0}] = [R_s][I_{dq0}] + P(\theta) \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.16)$$

Dans ce travail nous avons choisis le repère lié au champ tournant $w_c = w_s$ (d-q). Les équations électriques deviennent Pour le stator :

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \quad (I.17)$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \quad (I.18)$$

$$U_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d\varphi_{0s}}{dt} \quad (I.19)$$

Où $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes (d-q). Pour le rotor :

$$\begin{aligned}
U_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\
U_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \\
U_{0r} &= R_r I_{0r} + \frac{d\phi_{0r}}{dt}
\end{aligned} \tag{I.20}$$

I.7.9.2. Equations des flux:

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

$$[\phi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [L_{sr}][I_{abc}] \tag{I.21}$$

$$P(\theta)[\phi_{abc}] = P(\theta)[L_s][I_{abc}] + P(\theta)[L_{sr}][I_{abc}] \tag{I.22}$$

Donc :

$$[\phi_{dq0}] = P(\theta)[L_s][I_{abc}] + P(\theta)[L_{sr}][I_{abc}] \tag{I.23}$$

Après la simplification, on trouve :

$$\phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \tag{I.24}$$

$$\phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \tag{I.25}$$

$$\phi_{0s} = L_s I_{0s} \tag{I.26}$$

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

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \tag{I.27}$$

$$\phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \tag{I.28}$$

$$\phi_{0r} = L_r I_{0r} \tag{I.29}$$

I.7.10 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park :

La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

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

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

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

Avec X: vecteur d'état U : vecteur de commande.

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 $U_{ds}U_{qs}U_{dr} U_{qr}$ sont des variables de commande.

De commande. Après transformations des flux et courants, on aboutit au système suivant :

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

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

I.8 Modélisation de l’association MADA avec onduleur de tension:

Dans ce travail, on commande les deux onduleurs où chacun est constitué de deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs se crée 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 côté réseau est constituée d’un redresseur triphasé à diodes et d’un filtre, et le convertisseur côté machine, un onduleur de tension triphasé. La Fig. (I.6) illustre le schéma de principe de cette association.[9]

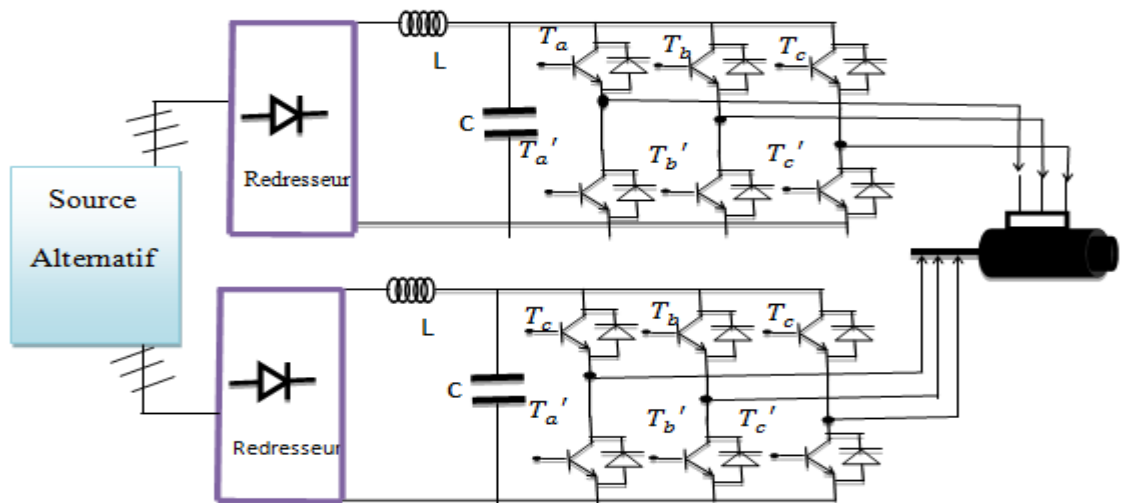


Figure (I. 6) : Schémas de l’association MADA- onduleur de tension.

I.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Le long de tout notre travail, les différentes structures de commande sont constituées de l'association d'une machine asynchrone à double alimentation avec un onduleur de tension on a utilisée structure de Kramer qui a utilisé un pont à diodes et un pont à thyristors, ainsi que la structure qui consiste à remplacer les onduleurs à commutation naturelle composés de thyristors, par des onduleurs à commutations forcées.

Donc, on commande l'onduleur de tension par la technique à MLI. L'onduleur est le cœur du système d'alimentation. Deux ponts triphasés d'IGBT Il est formés de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle [10]

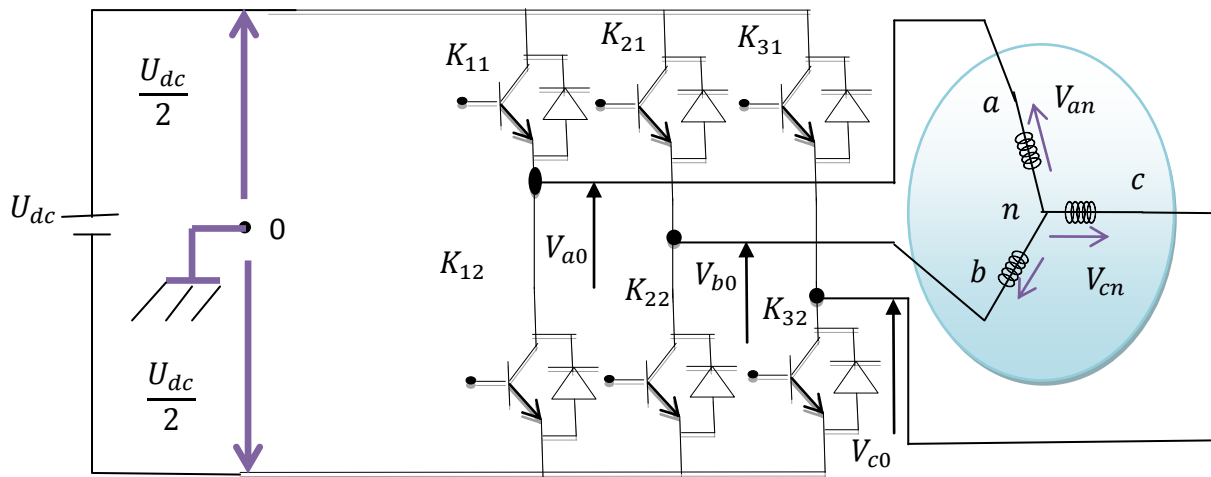


Figure (I.7) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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 :

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

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 :

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

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 (I.32) dans (I.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 (I.34) dans (I.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.8.2 Commande des onduleurs:

I.8.2.1 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 ; Ou le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesure n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesure évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI 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 $\Delta I < h$. [9] [11]

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.8). 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 :

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

$$S_i = 1 \quad \text{si } i_i \leq i^* - \Delta i$$

$$S_i = S_{i-1} \quad \text{si } i_i = i^*$$

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

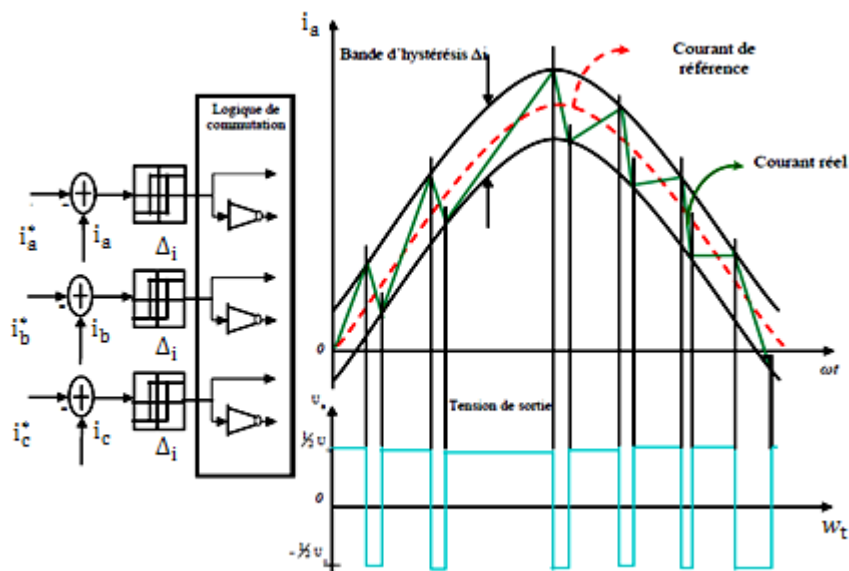


Figure (I.8) : Illustration de la bande de courant à hystérésis

I.9 Résultats de simulation et interprétation:

I.9.1 Modèle de la machine sans application de commande:

Les résultats de simulation de la machine MADA en fonctionnement moteur à rotor en court circuit est présentée sur les figure (I.9), (I.10), concernant respectivement la vitesse et le couple, les composante du flux statoriques, les composante du courant statoriques.

On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement du régime permanent caractérisé par une vitesse proche du synchronisme Figure(I.9) et une fréquence des courants rotoriques presque nulle (un très faible glissement). En plus, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur proche du zéro Figure(I.9) (présence de frottements visqueux).

L'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, augmentation de l'amplitude des courants statoriques Figure(I.10) et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement plus important qui se répercute sur les courants statorique.

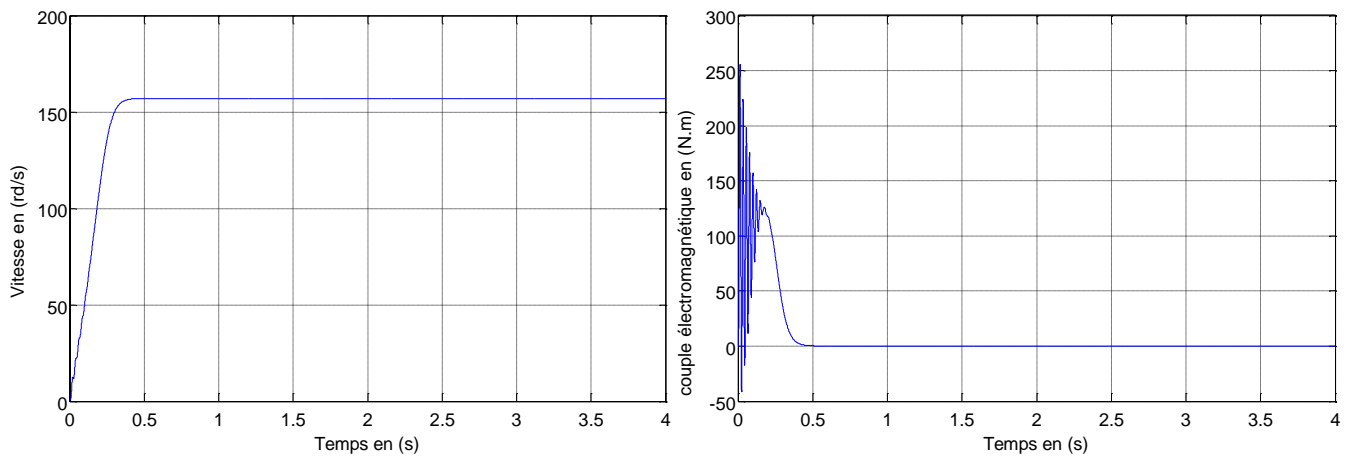
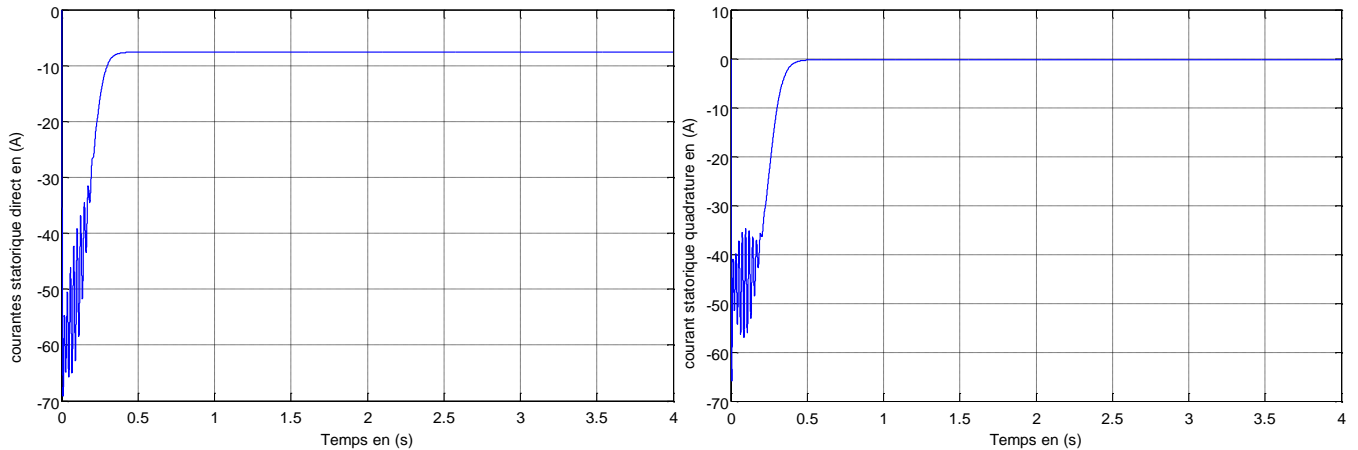
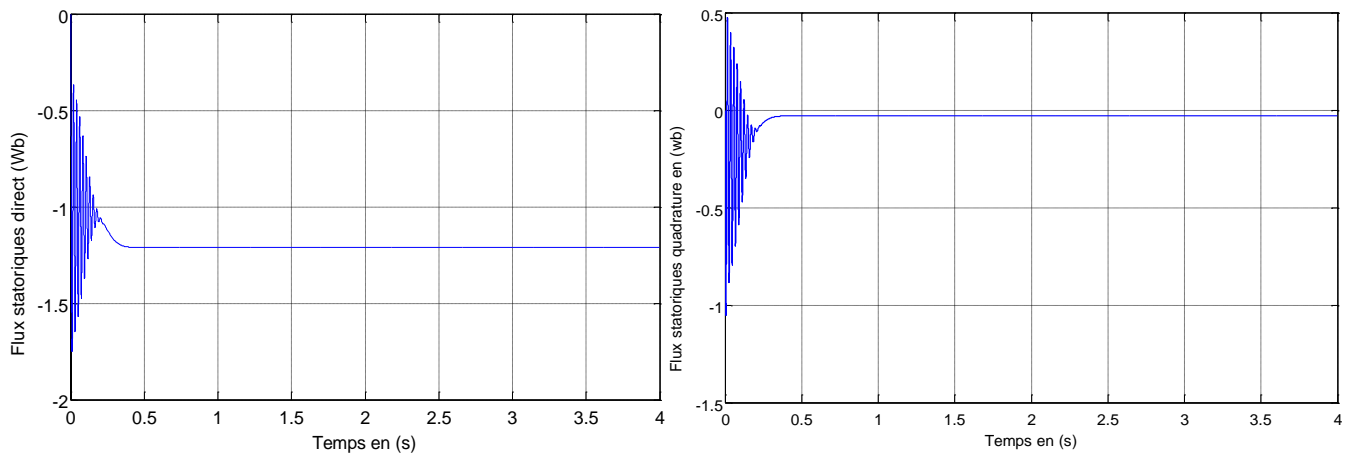


Figure (I.9.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



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 à vide.

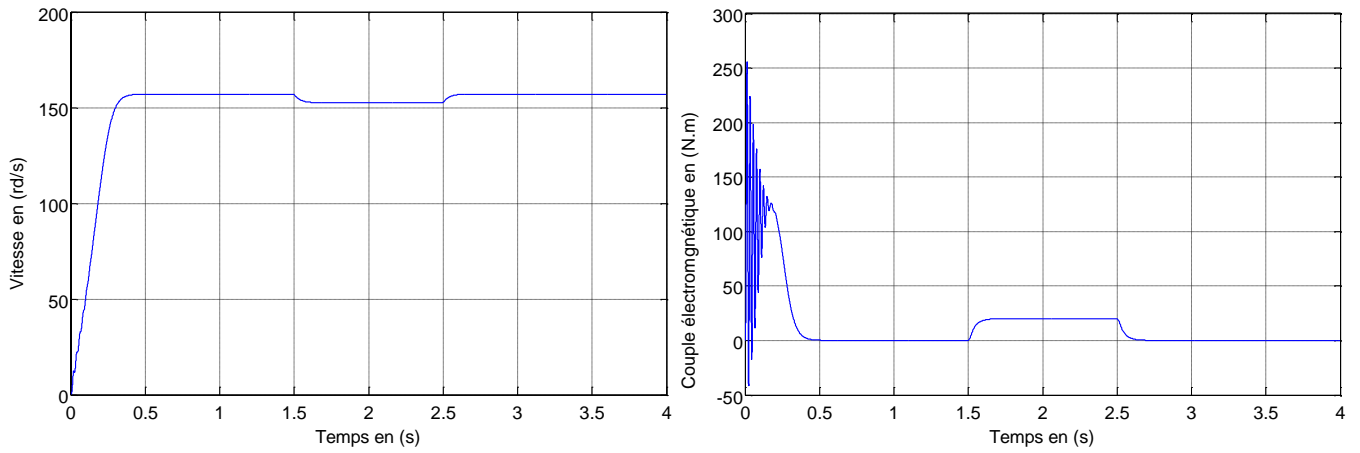
En charge

Avec $t \in [1.5, 2.5]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la MADA un couple résistant

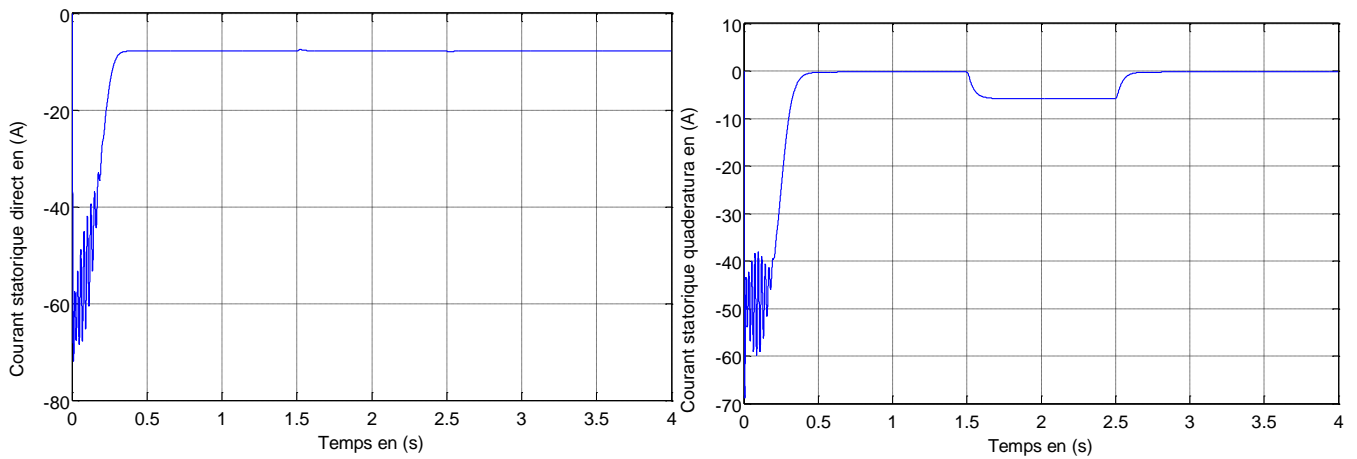
($C_r = 20\text{N.m}$) à l'instant ($t=2$ s) Nous constatons que:

- 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.

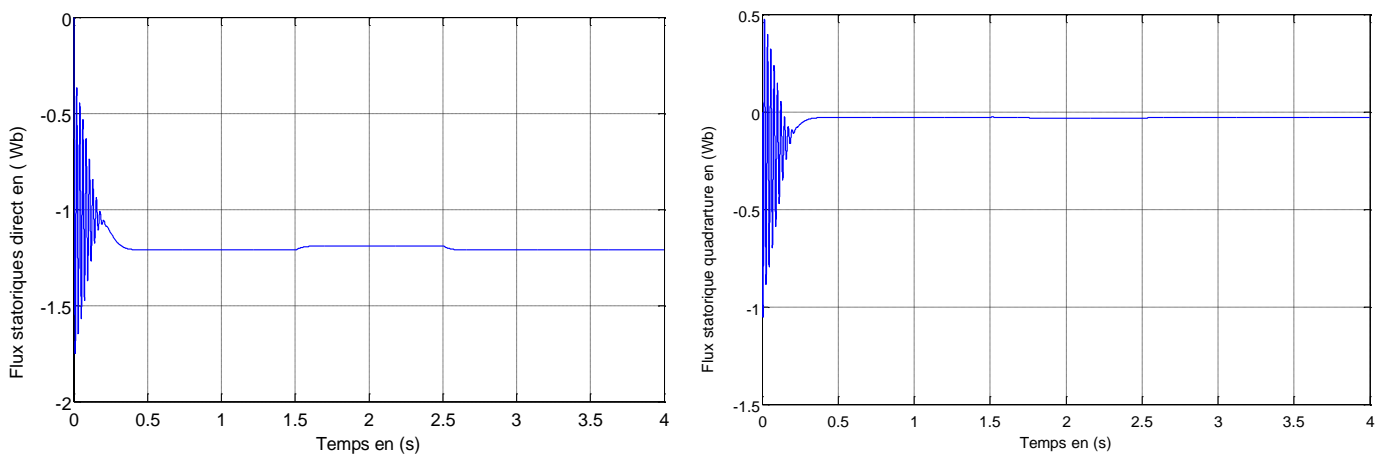
Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.



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



Figure(I.10.b) :Les composantes des courants statorique direct i_{dS} et en quadrature i_{qS}



Figure(I.10.c) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{dS} et en quadrature φ_{qS} .

Figure(I.10) : Réponse dynamique de la machine avec application du couple de charge.

I.10 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ainsi que ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle de la machine dans le repère (a,b,c) auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI à hystérésis pour le commander. La modélisation de la MADA et de son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande. Qui sera le sujet du chapitre suivant.

Chapitre II

**Commande vectorielle de la machine
asynchrone à double alimentation**

II-1 Introduction:

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant.

Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner[7].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [3].

Nous nous proposons dans ce chapitre d'étudier le comportement de la machine asynchrone à double alimentation en commande vectorielle.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA alimentée par deux onduleurs de tension basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en moteur. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques.

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 [12].

II-2-1 But 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 [4].

II-2-2 Principe de la commande vectorielle:

Le principe du pilotage vectoriel des machines électriques est déduit de la machine à courant continu qui était dominante dans le marché industriel des machines à vitesse variable à cause de son caractère spécial lié au contrôle séparé du flux par le courant d'excitation et du couple par le courant d'induit [13].

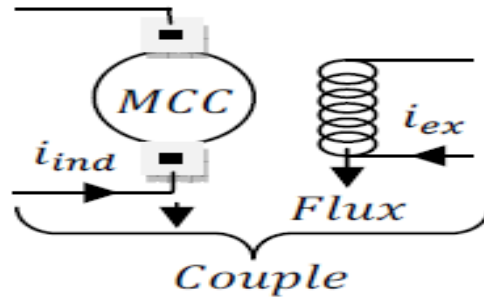


Figure (II.1): Principe du pilotage découplé du couple d'une MCC .

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, i_{ds} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{qs} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{ds} et i_{qs} sont mutuellement découplées.[15]

II.2.2.1 Variantes de la commande vectorielle:

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classifier [4]

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- * Méthode directe développée par Blaschke.
- * Méthode indirecte développée par Hasse.

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer:

Suivant la source d'énergie :

- * Commande en tension ;
- * Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d,q) :

- * Le flux rotorique ;
- * Le flux statorique ;

- * le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- * Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase)
- * Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II-2-3 Les types de la commande vectorielle:

II.2.3.1. Commande vectorielle directe:

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique φ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variations.

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur.

L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine[15].

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1- La non fiabilité de la mesure de flux :

- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteur + filtre).[11]

II.2.3.2. Commande vectorielle indirecte:

Cette technique de commande 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 [12].

II-3 Application de la commande vectorielle à la MADA:

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature. En effet.

L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par[4]:

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

$\varphi (I_f)$: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.[16]

On peut schématiser cette méthode comme suit:

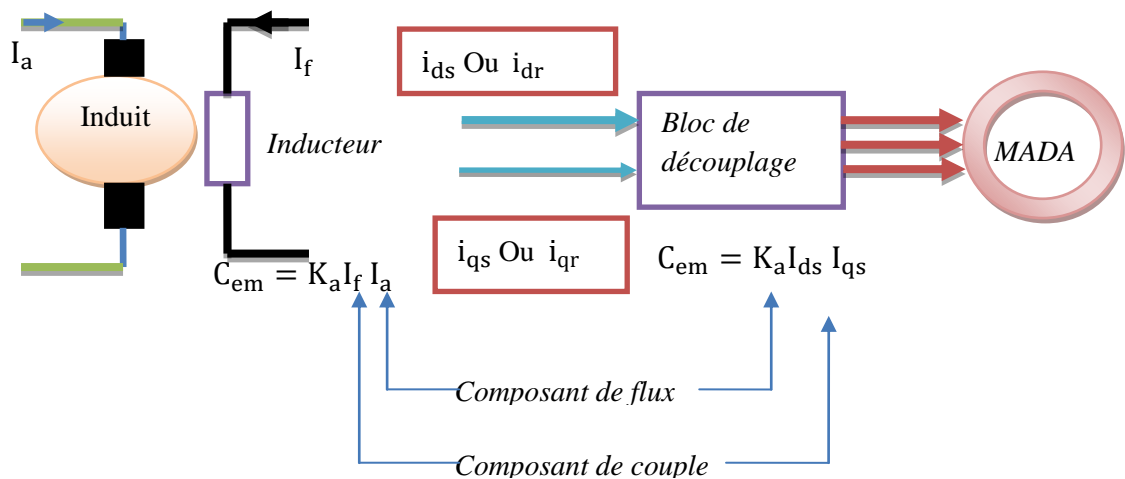


Figure (II.2) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

II-3-1 Choix de repère de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer.

Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référentiel (d, q) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od) . Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent ; la première produit le flux et l'autre produit le couple. L'orientation du flux statorique conduit à ce que

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

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (II.3)

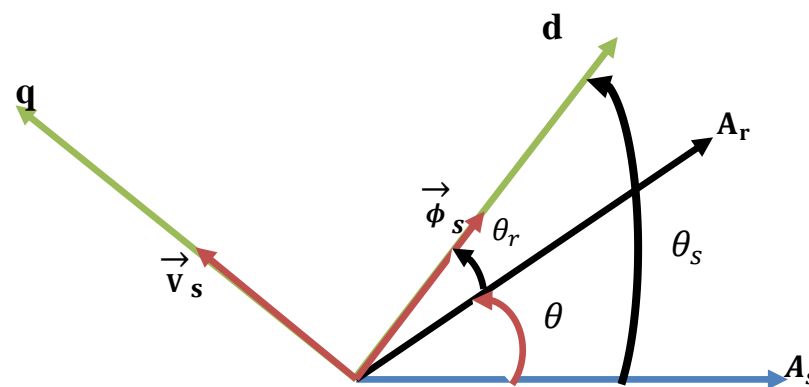


Figure (II.3) : Orientation du flux statorique

L'expression du couple électromagnétique:

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

A partir de l'équation du flux statorique (II.3) et suivant la condition d'orientation du flux, les courants statoriques s'expriment par :

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

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

En remplaçant les deux composantes du courant statorique dans l'équation (II.3) du couple électromagnétique, on obtient l'expression suivante : [5]

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

D'après cette équation et pour $\varphi_s = \varphi_{ds}$ constant, le couple électromagnétique peut être contrôlé par le courant i_{qr} . [5]

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 :

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

On peut représenter ce type d'orientation par la figure (II.4) :

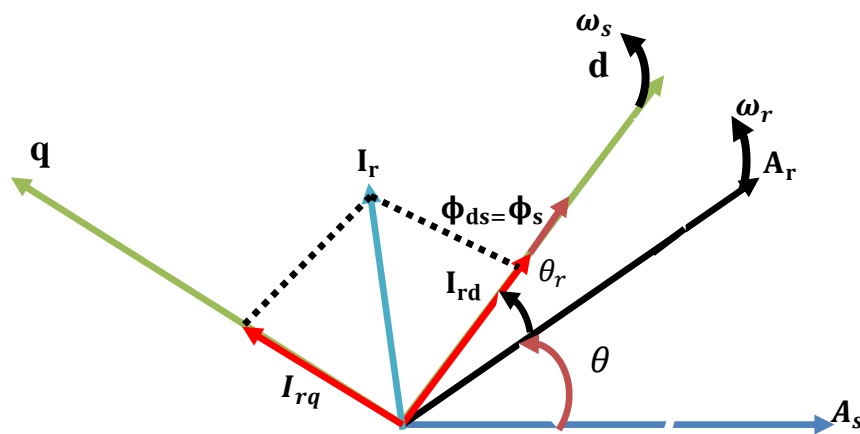


Figure (II.4) : Orientation du flux statorique

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 (II.10)

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

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

$$U_{ds} = 0 \quad U_{qs} = U_s = \omega_s \varphi_s$$

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \quad (\text{II.11})$$

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

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.25) 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 :

$$\omega_s^* = \omega_{gl}^* + P\omega_r \quad (\text{II.18})$$

$$\omega_{gl}^* = 2\pi f_{r0} \quad (\text{II.19})$$

f_{r0} : Fréquence rotorique

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

La commande vectorielle par régulateur PI classique du moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) alimenté par deux onduleurs de tension. Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence. 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.5). 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 :

$$F(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.20})$$

K_p : est le coefficient de proportionnalité ;

K_i : est le coefficient d'intégration ;

P : est l'opérateur de Laplace.

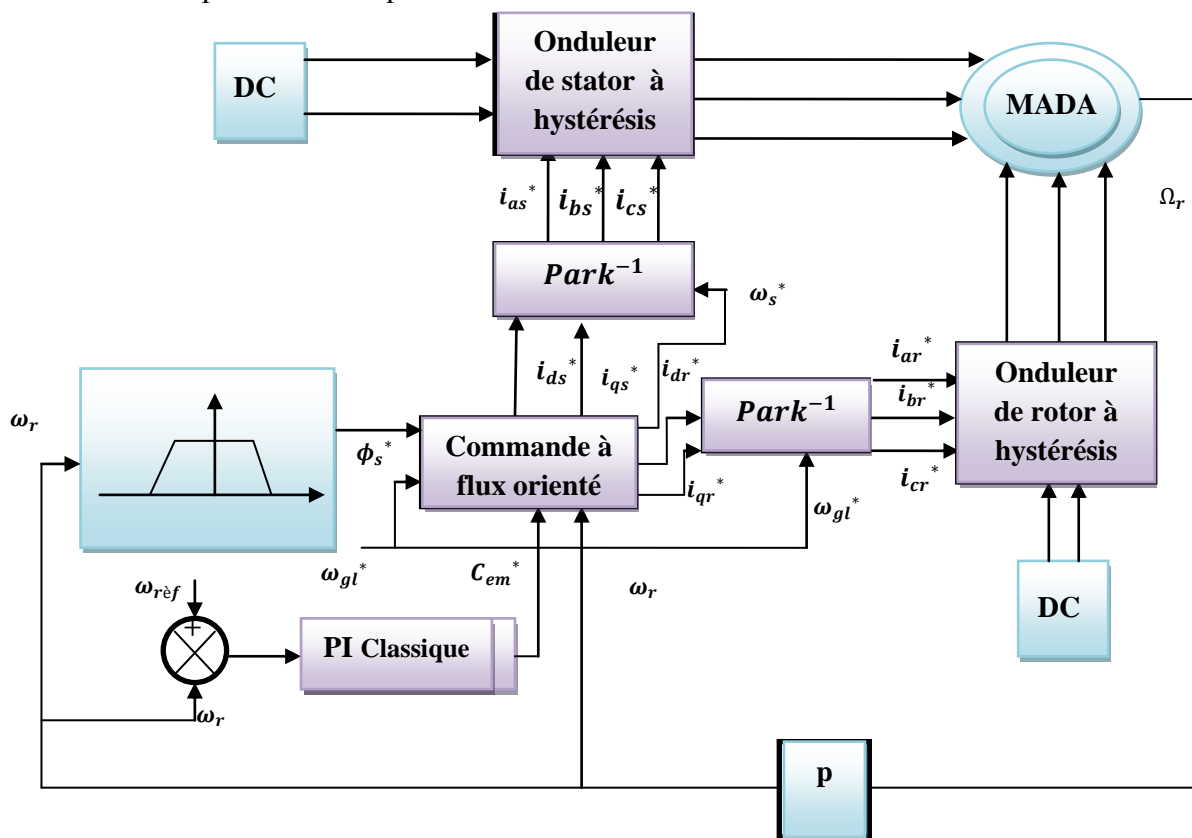


Figure (II.5) : Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté.

Face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MADA, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients [17]:

- 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.[4] [17]

II.5.1.Défluxage

Pour obtenir un variateur de vitesse, il suffit d'ajouter à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation. Par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle, le plus simple est du type réaction le bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante [18]

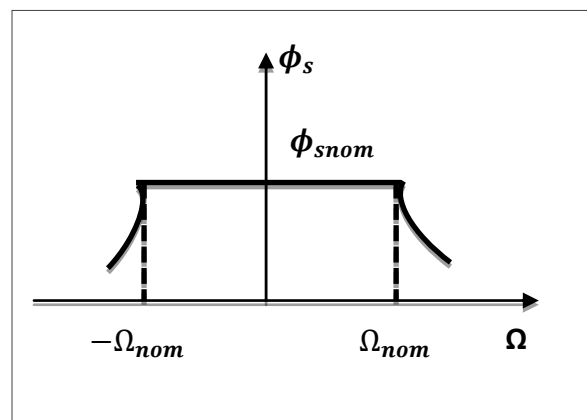


Figure (II.6) : Le bloc de défluxage

$$\varphi_s = \varphi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| \leq |\Omega_{nom}| \quad (\text{II.21})$$

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

Ω_{nom} : Vitesse nominale

φ_{nom} : Flux statorique nominale

II.5.2. Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence; afin de maintenir la vitesse correspondante pour que la cascade soit justifiée; il faut que la boucle interne soit l'équation mécanique donnée [17] [19]

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (II.7)

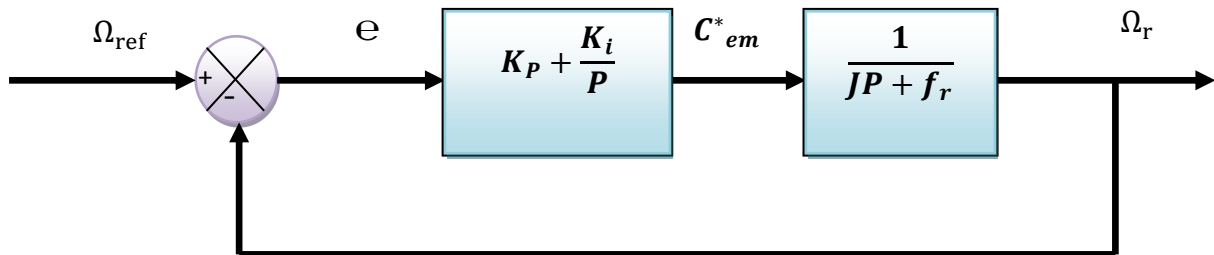


Figure (II.7) : Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$C(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (\text{II.23})$$

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

$$C_e(P) - C_r(P) = (JP + f_r)\Omega_r(P) \quad (\text{II.24})$$

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

$$\omega(P) = \frac{\frac{K_p}{K_i}P + 1}{\frac{J}{K_i}P^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right)P + 1} \omega_{ref}(P) \quad (\text{II.25})$$

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

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)P^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_n}\right)P + 1 \quad (\text{II.26})$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \rightarrow K_i = J\omega_n^2 \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \rightarrow 2J\omega_n\varepsilon - f_r \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\varepsilon = 0.6$;

$$\text{On prend } \tau = \frac{2\varepsilon}{\omega_n}, t_r = 10^{-1}(\text{s}), \omega_n = \frac{3}{t_r} \quad (\text{II.28})$$

$$K_p = 7.19 \quad K_i = 180 \quad (\text{II.29})$$

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 ($t = 2 \text{ s} \rightarrow 3 \text{ s}$). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.8).

On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

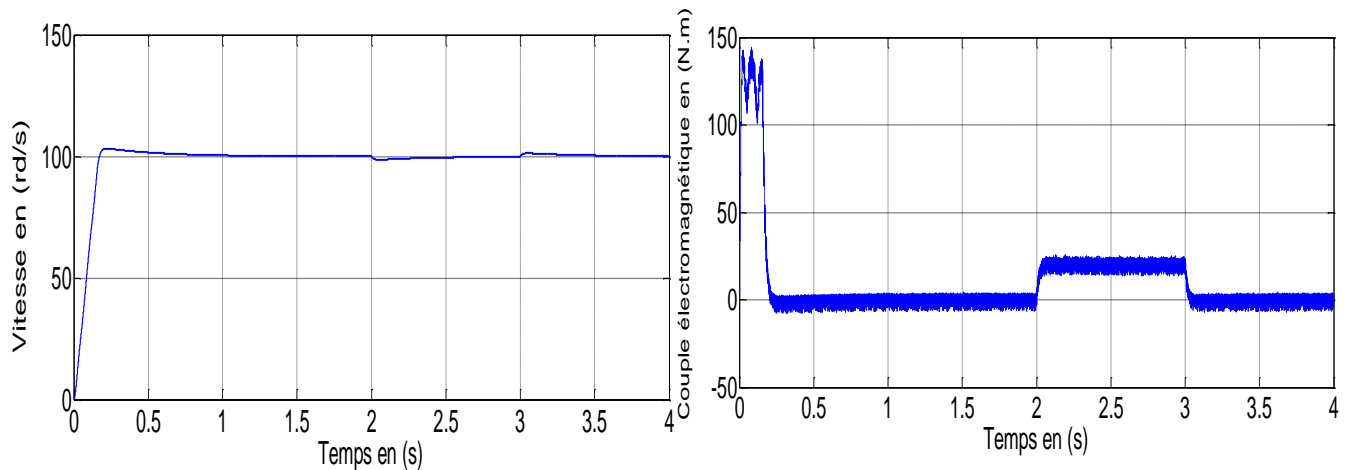


Figure (II.8.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

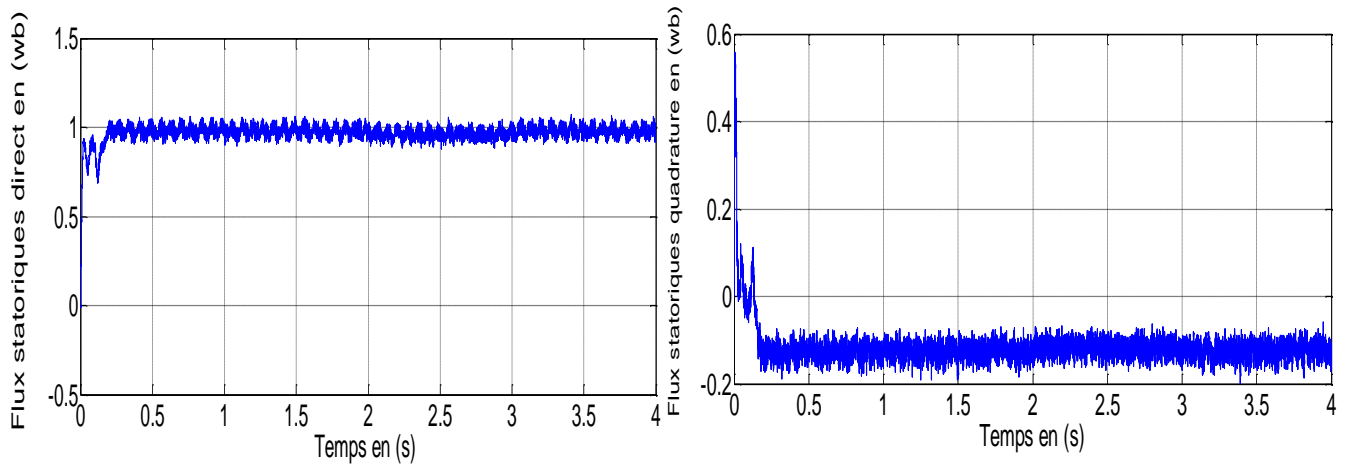


Figure (II.8.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

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

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 $t = 2$ 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 avec de passément. 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 démarrage.

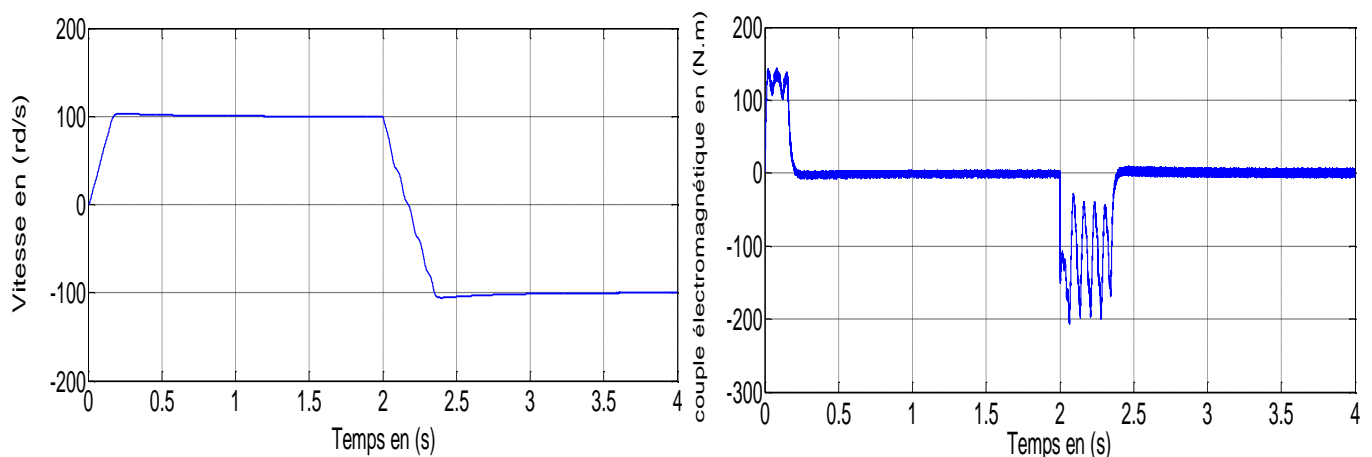


Figure (II.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

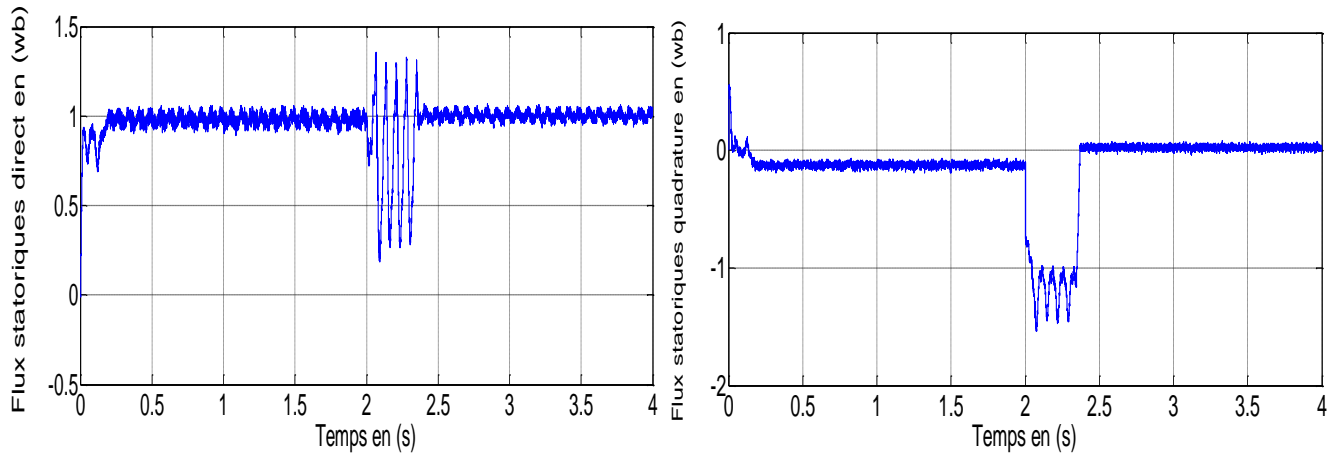


Figure (II.9.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (II.9): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Classique lors 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 le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs PI, nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique, sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 50%, 100%, 150% de sa valeur nominale, La figure (II.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,

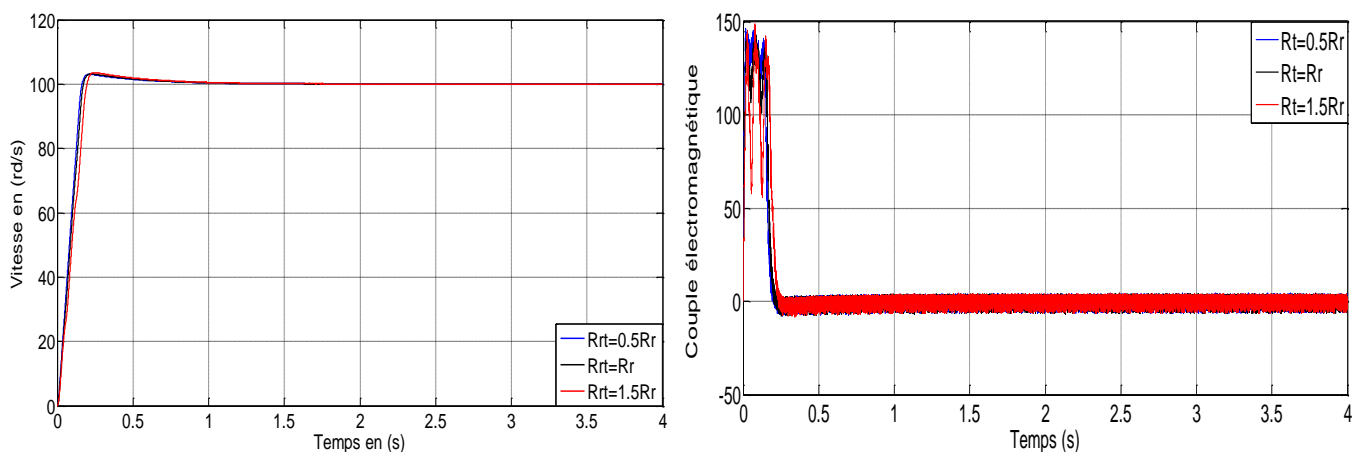


Figure (II.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

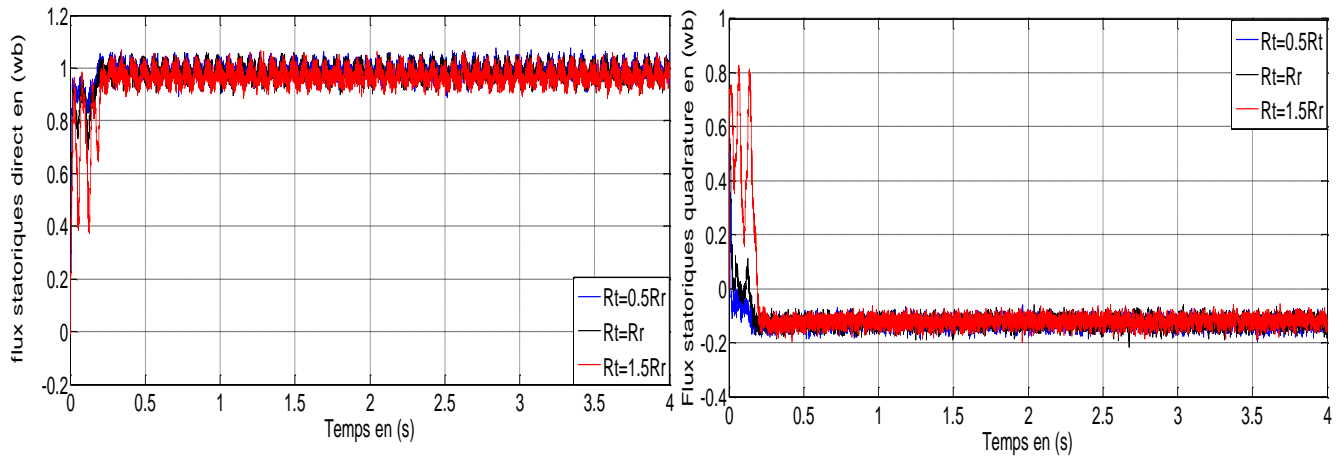


Figure (II.10.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

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 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.11) 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. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple.

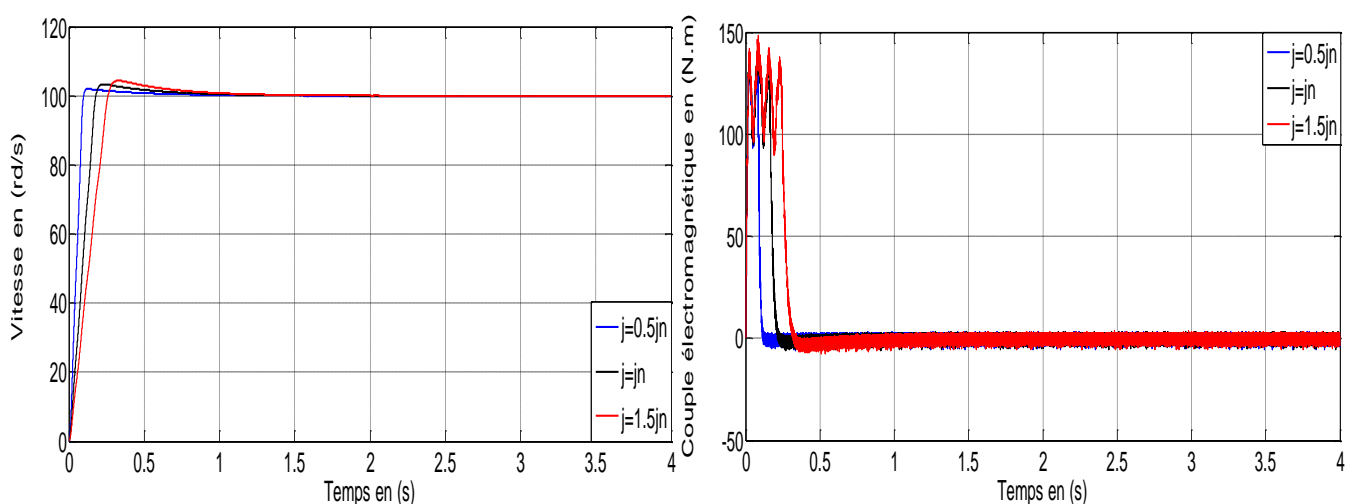


Figure (II.11.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

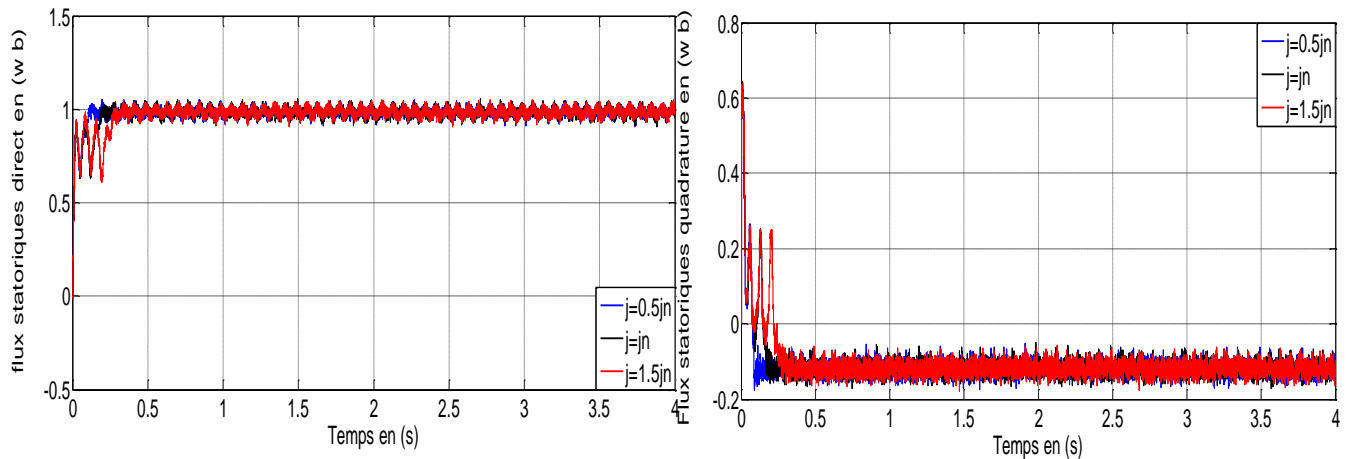


Figure (II.11.b) : Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (II.11): 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

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux statorique pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable, dans cette technique on a utilisé un régulateur PI classique.

L'application de la technique de la commande vectorielle permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu qui est facile à commander. Le flux et le couple sont commandés alors séparément. L'allure du flux statorique selon l'axe (d) suit l'allure du courant i_{ds} , le flux selon l'axe (q) est nul et l'allure du couple électromagnétique suit l'allure du courant i_{qs} . La méthode indirecte de la commande vectorielle est simple, car elle permet de contrôler la position du flux par l'intermédiaire d'un bloc appelé F.O.C. La méthode directe nécessite la connaissance de la valeur du flux statorique ce qui est toujours difficile à obtenir et conduit aussi à utiliser un capteur de flux.

Généralement la commande vectorielle par PI-classique est sensible aux variations paramétriques, dans ce sens, au niveau du chapitre 3 nous allons essayer une technique robuste par rapport la commande classique.

Chapitre III

**Commande de la machine asynchrone à
double alimentation par logique floue**

III.1. Introduction :

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe.

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley.[20]

Dans ce contexte, on présentera dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. Alors, dans la deuxième partie on montrera la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MADA à flux statorique orienté. 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 :

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

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [21] :

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

- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue [22] ;
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès ;
- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegnoau Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

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 [12]:

- 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.

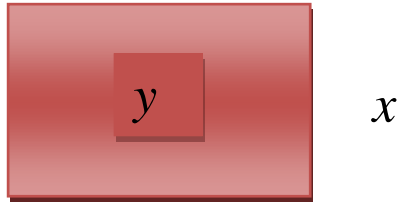
III.4 Principe De La Logique Floue :

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 la figure (III.1).[24]

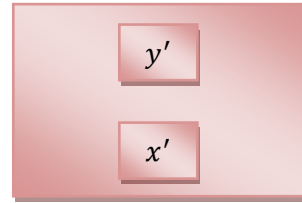
Ensemble classique « a »



x : n'appartient pas à «a »

y : appartient totalement à «a»

Ensemble flou « b »



x' : appartient totalement à «b»

y' : appartient partiellement à «b»

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

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 et ensembles flous:

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir; {grand, petit, positif, négatif, etc. ...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques.

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.[25]

III.5.2 Fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions, on cite les suivantes :[24]

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.[1] [26]

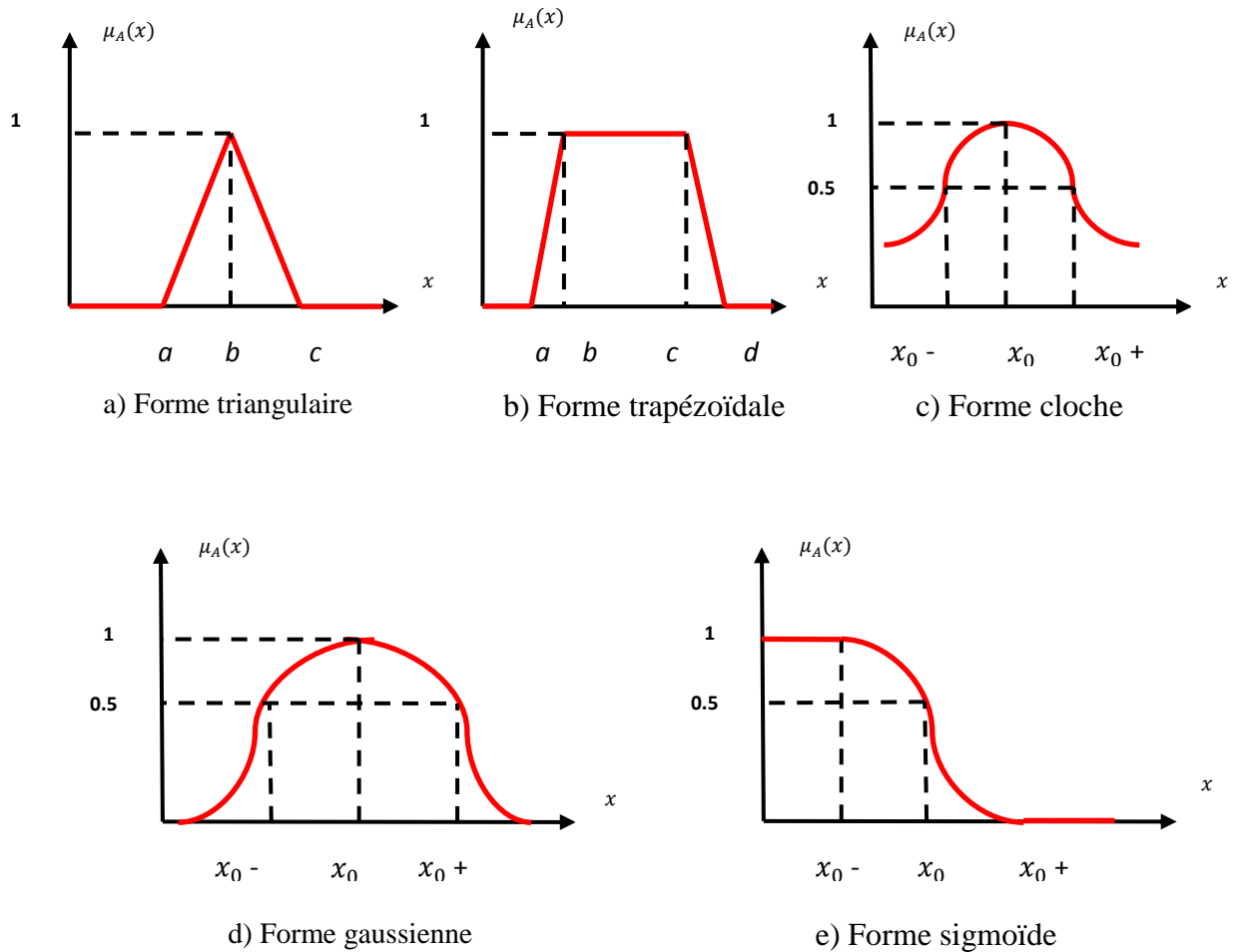


Figure (III.2) : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

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 (II.3). Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.[20][23]

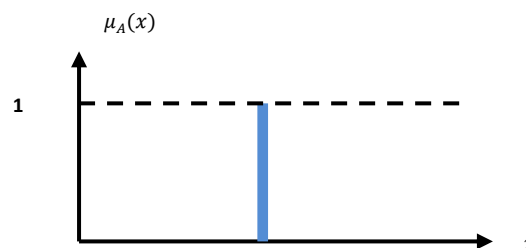


Figure (III.3) : Fonction d'appartenance singleton.

III.5.3 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. 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, μ_A , μ_B 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 [12].

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	Si $\mu_A(x) \leq \mu_B(y)$ $\mu_B(y)$ sinon
Lukasiewicz	$\text{Min} (1, 1- \mu_A(x)+\mu_B(y))$
Larsen	$(\mu_A(x), \mu_B(y))$

III.6 Commande Par Logique Floue :

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc, appliquées à des variables linguistiques.[25]

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue:

- une interface de fuzzification,
- un mécanisme d'inférence,
- et une interface de Defuzzification.

La figure (III.4) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie : ou x_1 et x_2 représentent les variables d'entrée, et x_r celle de sortie ou la commande.[20]

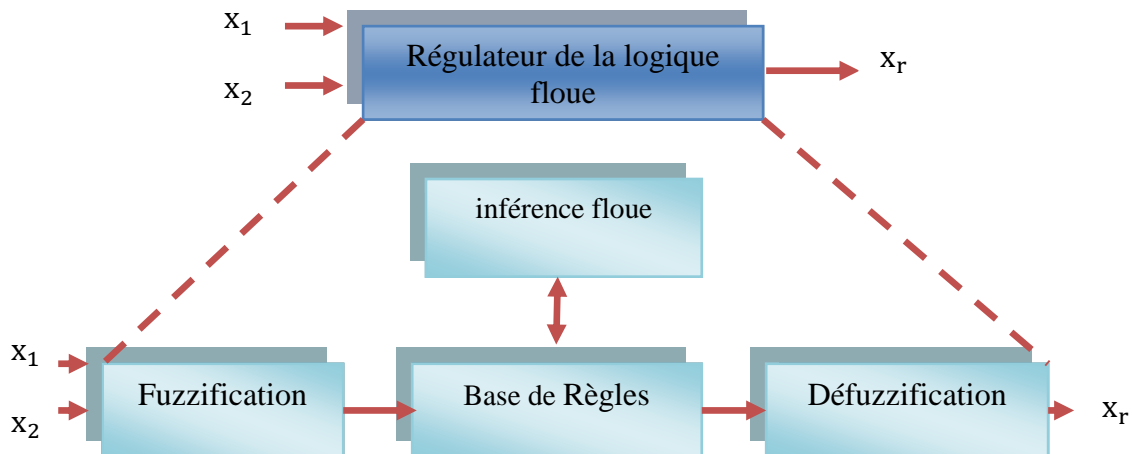


Figure (III .4): Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.

III.6.1 interface de fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[1, 1]$ afin de faciliter le calcul.

III.6.2 Base de règles :

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

III.6.3 mécanisme d'Inférence floue :

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [20]:

- la méthode d'inférence max-min ;
- la méthode d'inférence max-produit ;
- et la méthode d'inférence somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue :

La méthode d'inférence somme-produit l'opérateur ET par la formation du produit. Pour la conclusion de chaque règle précédée par ALORS, le produit du facteur d'appartenance de la condition et de la fonction d'appartenance de la variable de sortie liées entre eux par la même règle représentent l'action linguistique de la règle en question. Les actions des différentes règles sont liées entre elles par l'opérateur OU qui est réalisé par la formation de la somme (moyenne arithmétique).

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 :

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

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

Où : $\mu(x_1), \mu(x_2)$: Sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques x_1 et x_2 et 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:

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

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

III.6.4 interface de défuzzification :

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

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 est simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie.[27] [28] [29]

b) Méthode de la moyenne des maxima:

Cette méthode génère un signal de commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

c) Méthode du centre de gravité:

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue. Elle 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 suivante:

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

L'avantage principal de cette méthode est qu'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 [30] :

- 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 [30] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;

- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;

III.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 :

- 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 [12] :

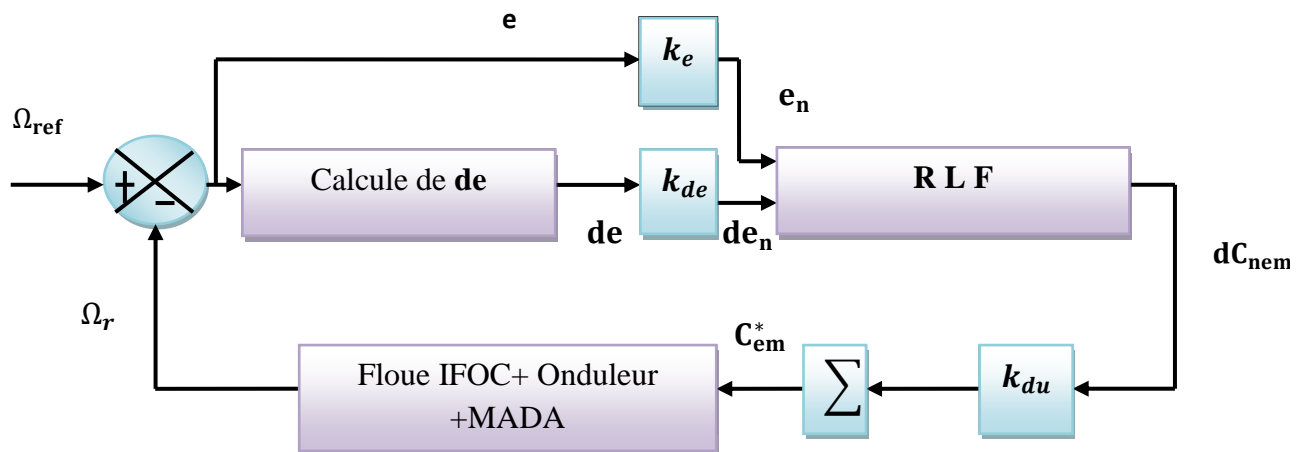


Figure (III.5) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

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

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

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

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

$$de = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \quad (\text{III.6})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple Electromagnétique notée dC_{nem} . Les trois grandeurs, e , de et dC_{nem} sont normalisées comme suit :

$$e_n = k_e e \quad (\text{III.7})$$

$$de_n = k_{de} de \quad (\text{III.8})$$

$$dC_{em} = k_{du} C_{nem} \quad (\text{III.9})$$

Où k_e , k_{de} et k_{du} 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 (de) 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 :

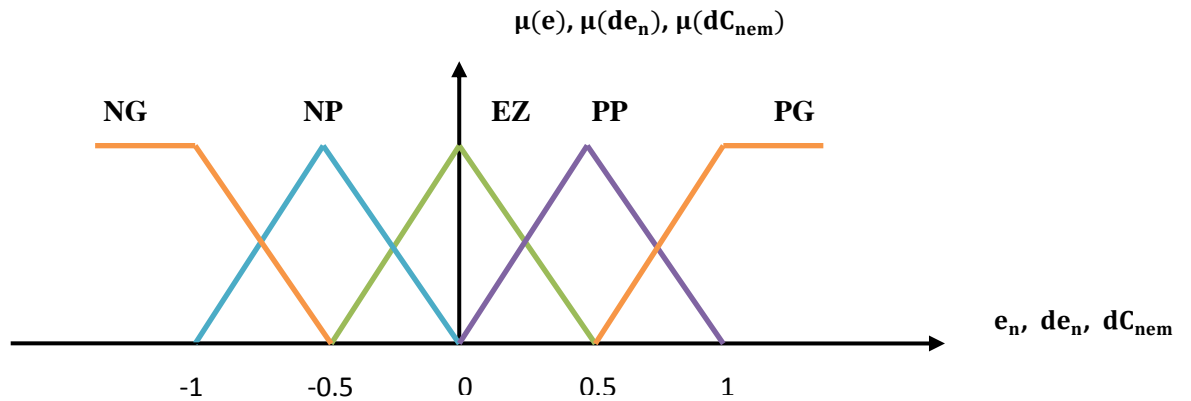


Figure (III.6) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

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 [31]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec 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.1) : Matrice d'inférence des règles floues.

dC _{nem}		e _n				
		NG	NM	EZ	PM	PG
de _n	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
	NM	NG	NM	NM	EZ	PM
	EZ	NM	NM	EZ	PM	PM
	PM	NM	EZ	PM	PM	PG
	PG	EZ	PM	PM	PG	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_n est PG et de_n est PG alors dC_{nem} est PG

Si e_n est EZ et de_n est EZ alors dC_{nem} est EZ

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

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \cdot \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (III.10)$$

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

$$dC_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \quad (III.11)$$

Ou S_i : est la surface de l'ensemble flou de la commande dC_{nem} correspondant à la $i^{\text{ème}}$ 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 (de) tel que $C_{em}^* = f(e, de)$, par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande (dC_{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 :

$$C_{em}^*(t) = C_{em}^*(t - 1) + k_{du} dC_{nem} \tag{III.12}$$

Avec: C_{em}^* : 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.9). 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.

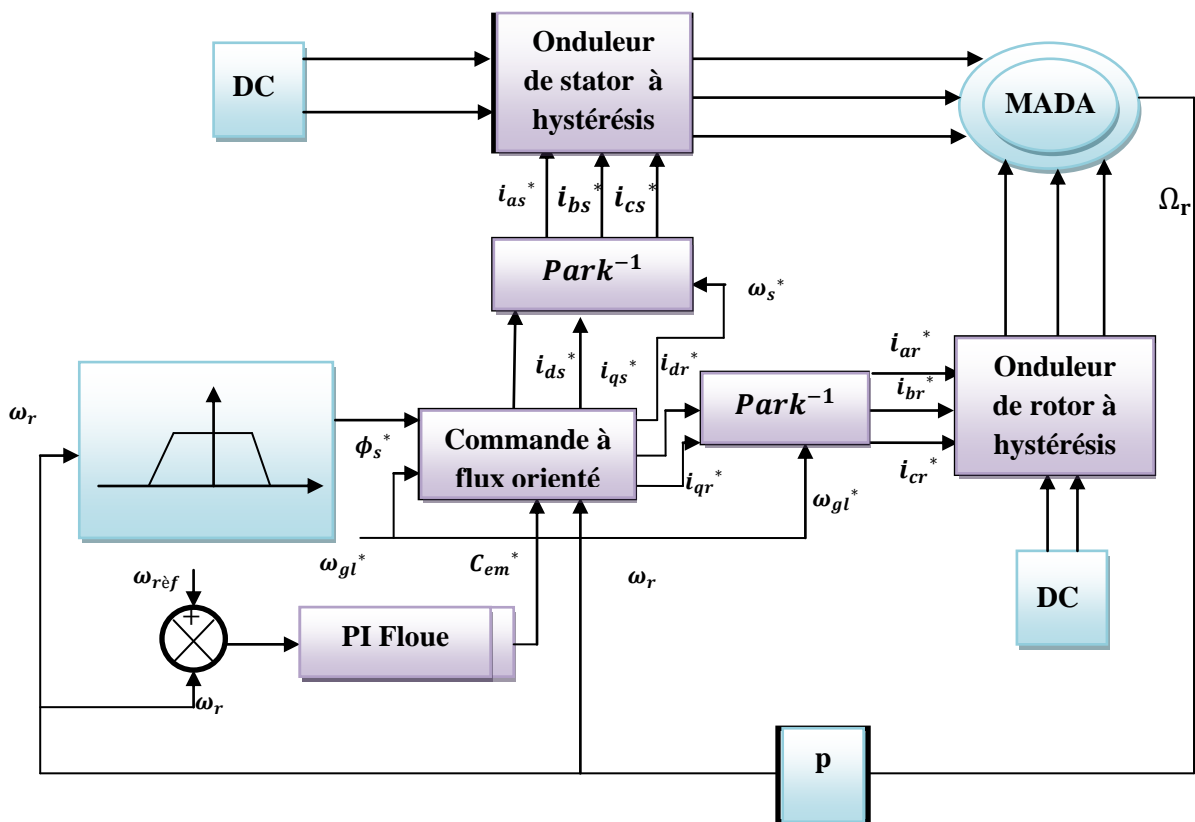


Figure (III.7) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.

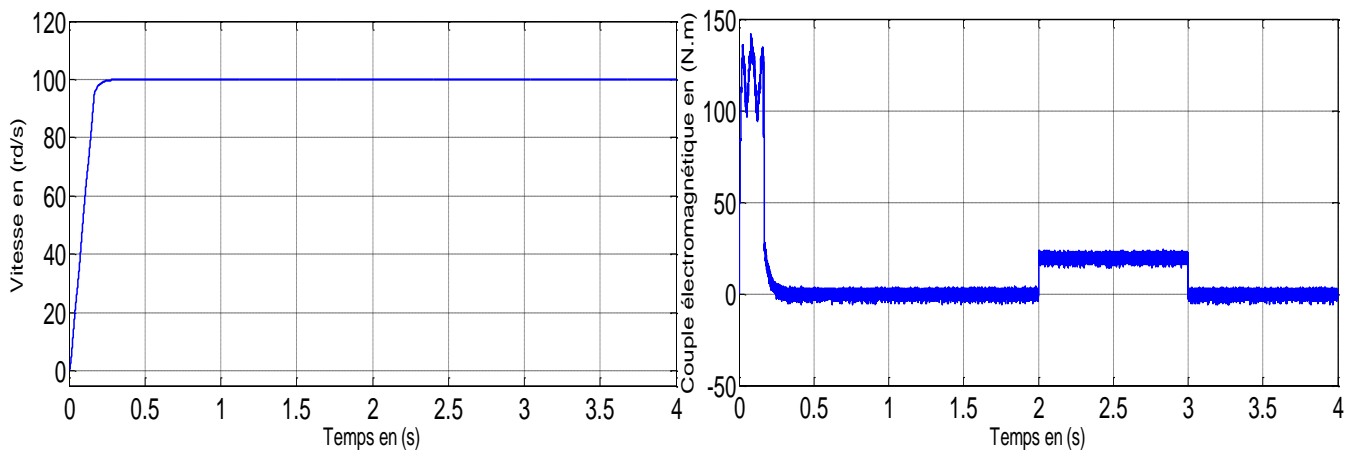
III.9 Résultats de Simulation :

III.9.1 Introduction d'un couple de charge:

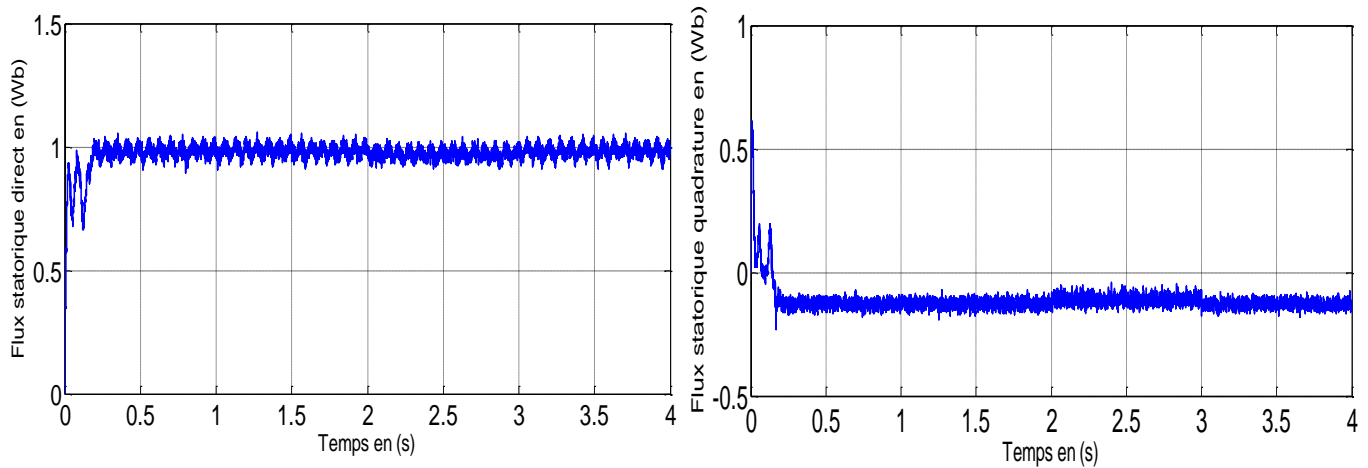
La figure (III-8) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la régulation de la vitesse par logique floue, suite de l'application des charges $C_r = 20$ (N.m) respectivement entre les intervalles de temps $t = [2,3]$ s, en imposant la vitesse de référence $w_{ref} = 100$ (rd/s).

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à $t = 0.2$ s. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 140 N.m à $t = 0.2$ s, puis il rejoint le régime permanent à $t=0.2$ (s) sans dépassement.

Toutefois, le mode de fonctionnement de la machine (moteur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par logique floue, car l'insertion de la charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.



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



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

Figure (III.8) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors de l'introduction d'un couple de charge d' $C_r = 20(N.m)$ l'instant $t = 2(s)$

III.9.2 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 (III-9) 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 PI-floue de la MADA face à de larges variations de la vitesse.

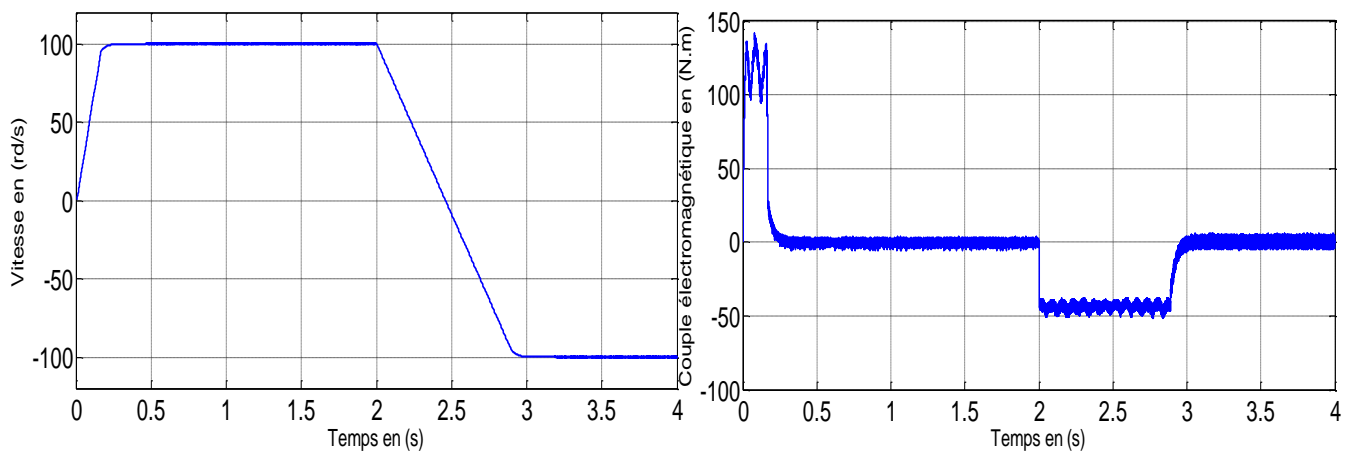


Figure (III.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

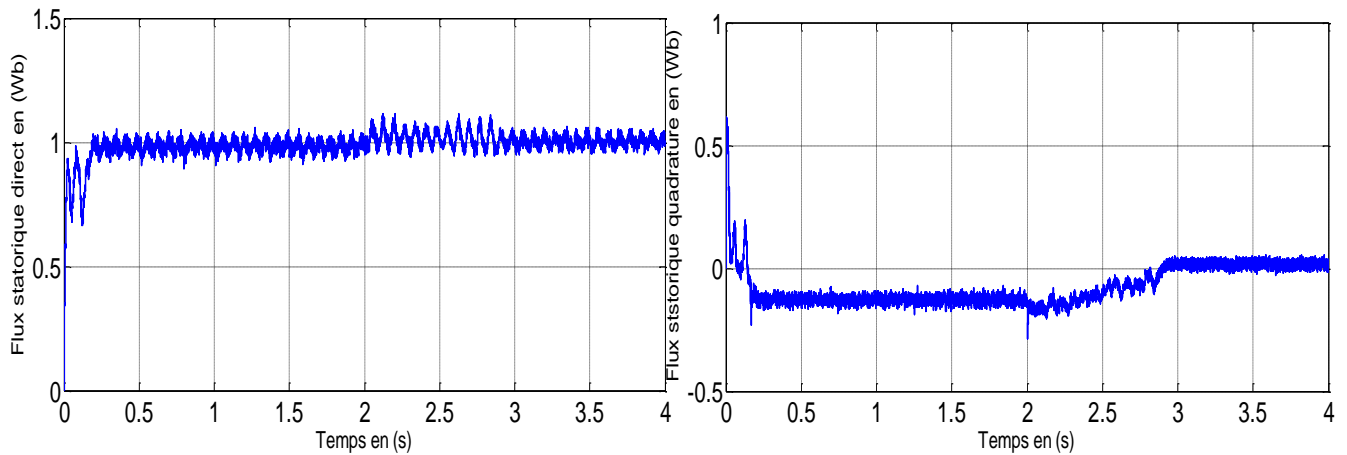


Figure (III.9.b): Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

Figure (III.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors de l'inversion du sens de rotation.

III.9.3 Teste de la robustesse:

III.9.3.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique:

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 50%, 100%, 150% de sa valeur nominale, La figure (III-10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats.

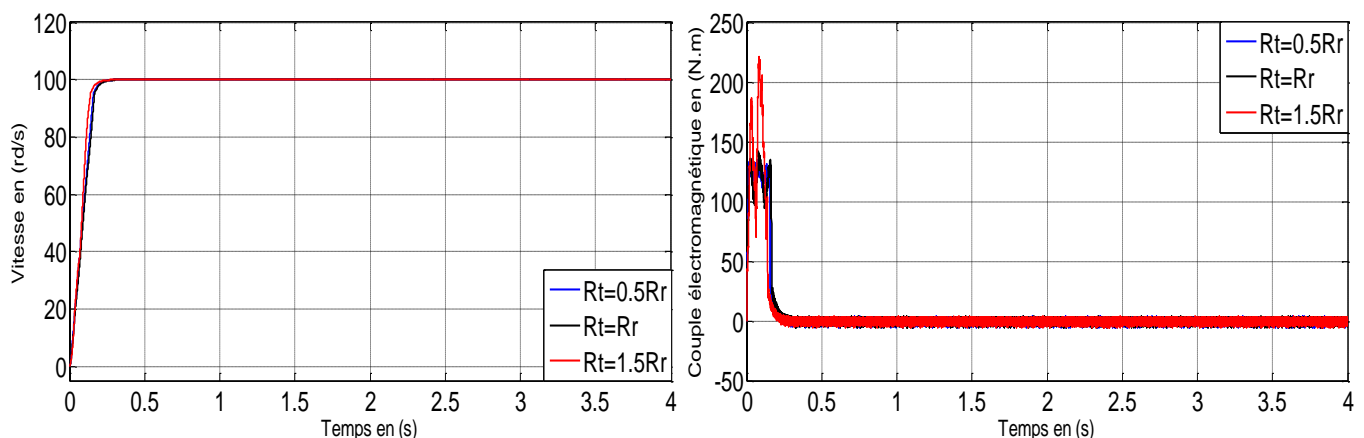
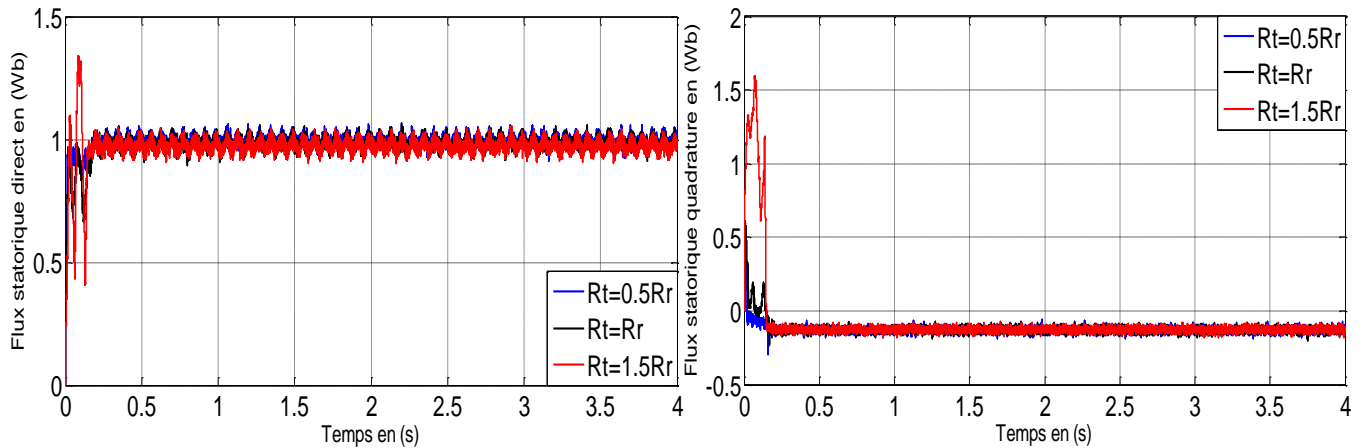


Figure (III.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



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

Figure (III.10) : 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.9.3.2 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 logique floue. La figure (III-11) présente les réponses dynamiques, de la vitesse 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 dépassement.

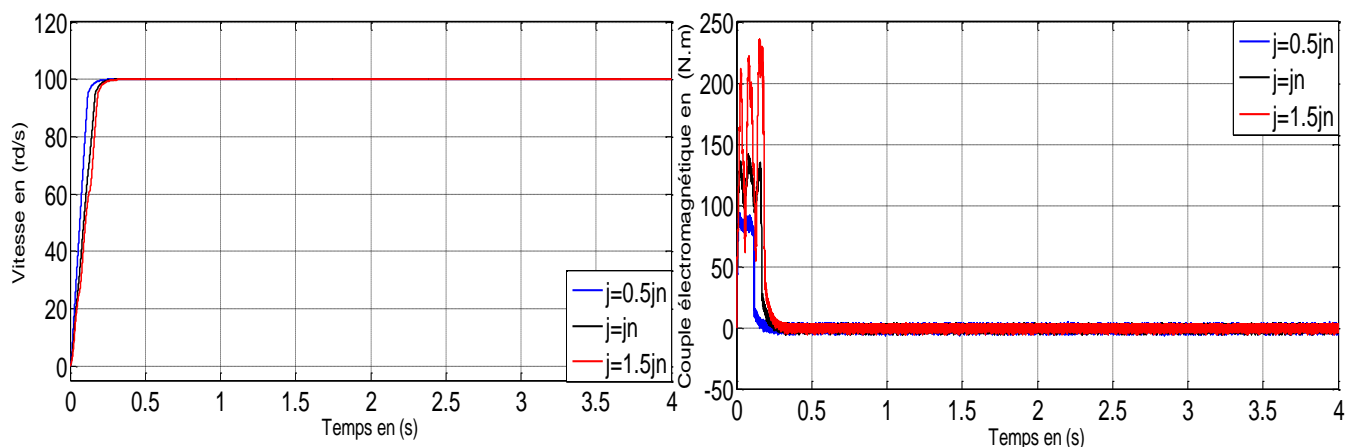


Figure (III.11.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

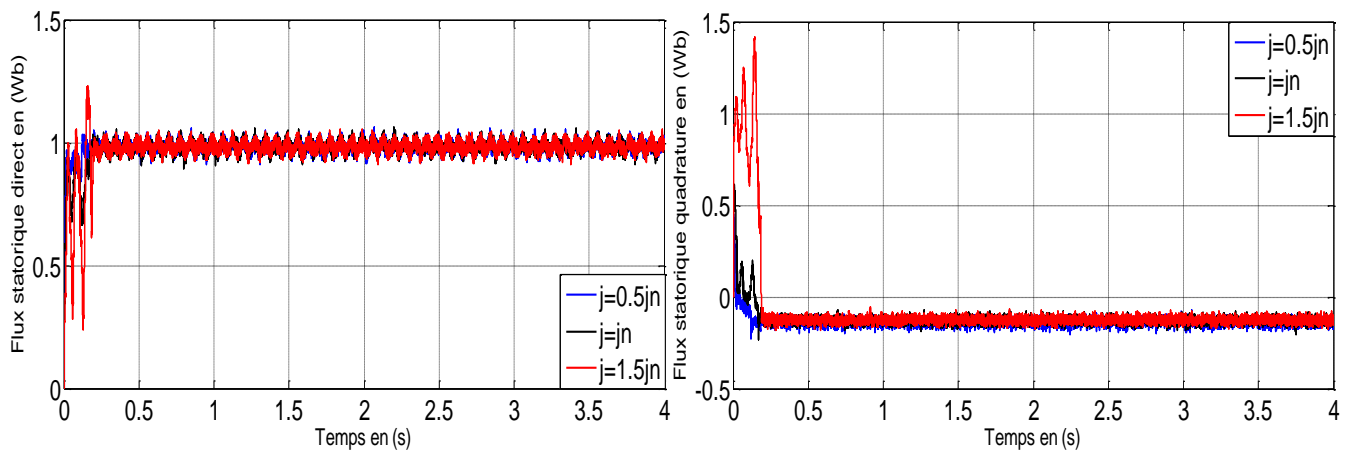


Figure (III.11.b): Les composantes des flux statoriques direct ϕ_{ds} et en quadrature ϕ_{qs} .

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 Conclusion:

Comme technique de commande avantageuse, la commande floue avec sa possibilité de contrôle des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation complète, était l'objet traité par ce troisième chapitre, où on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté, afin de régler la vitesse.

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.

Donc, la détermination des gains flous dépend pratiquement sur la méthode essayer-erreur, au niveau de chapitre 4 nous allons discuter comment adapter les gains flous par une technique mathématique telle que nous avons assuré la stabilité globale de commande.

Chapitre IV

Commande de la machine asynchrone à double alimentation par floue adaptative

IV.1 Introduction :

Le système de logique floue vise à modéliser le raisonnement humain et à penser le processus avec des variables linguistiques. Ils sont très utiles quand le processus à commander a quelques incertitudes ou variables inconnues [31].

Cependant, afin de maintenir une exécution cohérente en présence de vraies incertitudes, le recours à la commande adaptative est, dans la plupart des cas, inévitable. La commande adaptative floue a été le sujet d'une recherche intensive pendant cette dernière décennie [32], [33].

Par conséquent, la combinaison de l'étude de l'adaptabilité et de l'incertitude a permis à des chercheurs de dériver les contrôleurs flous adaptatifs [34].

Plusieurs schémas de commande floue adaptative ont été proposés pour les systèmes complexes. Dans ces schémas adaptatifs, l'étude de la stabilité est fondée sur l'approche de Lyapunov [35]. On peut utiliser une approche de commande floue adaptative : l'approche directe est basée sur le mécanisme d'adaptation. Dans l'approche directe, le système d'adaptation est utilisé pour estimer les gains du PI-floue et la loi de commande est obtenue à partir de ce régulateur PI-floue.

En dépit de leurs capacités dynamiques et de leurs mises en œuvre pratiques, le premier PI-flou souffrait du manque d'analyse de la stabilité, c-à-d. la stabilité de la boucle fermée n'est pas garantie [36].

Récemment, une large classe de systèmes adaptatifs flous, qui utilisent les systèmes flous de Mamdani ou de TS a été développée pour contrôler les processus non linéaires, et la stabilité a été garantie dans le sens de la théorie de Lyapunov.

On traite dans ce chapitre la commande floue adaptative basée sur la théorie de stabilité pour recalculer les gains de PI-floue en temps réel. Nous développerons une nouvelle stratégie de commande qui est : la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov.

IV.2 Commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov :

De nos jours, il existe un certain nombre d'études sur la stabilité des systèmes flous. Ce sont toutefois des études restrictives à cause de l'inexistence d'outils appropriés. Pour ce faire, le régulateur flou étant non-linéaire, il faut faire appel aux méthodes non-linéaires

telles que la méthode de Lyapunov, la théorie de l'hyper stabilité ou encore le critère de Popov. La plupart de ces méthodes sont assez limitatives, n'offrant que des conditions suffisantes de stabilité dans un domaine restreint.

Pour la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov, on suit deux étapes. La première l'est consacrée pour la conception d'un régulateur PI-floue. La seconde consiste à définir la méthodologie pour déterminer les gains d'un régulateur flou basé sur la théorie de Lyapunov. La commande appliquée à la Machine Asynchrone à Double Alimentation est assurée par un régulateur PI-flou.

Nous avons proposé une nouvelle stratégie de commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov pour déterminer les gains de K_e et K_{dce} (normalisation) qui peut être appliquée pour une large classe de systèmes non linéaire. Elle combine les avantages de deux techniques considérés robustes et qui sont la commande par la logique floue et la commande adaptatif [37].

L'application de cette commande sur une machine asynchrone à double alimentation afin de lui faire suivre une vitesse de référence a permis de mettre en évidence cette caractéristique.

IV.2.1 Loi de commande d'un régulateur PI-flou :

Nous considérons un système non linéaire dont l'équation dynamique de la commande est décrite sous la forme suivante:

$$C_{em}^*(t) = C_{em}^*(t-1) + K_{dce}dC_{nem} \quad (IV.1)$$

IV.2.2 Fuzzification :

L'erreur entre le signal de référence et le processus sert à agir directement sur le commande (les gains du régulateur flou sont recalculés en temps réel en fonction de cette erreur et la réponse du régulateur lui-même et des gains et des coefficients d'adaptation).

L'erreur de vitesse notée $e(t)$ est définie par :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \quad (IV.2)$$

La dérivée de l'erreur de vitesse notée $\frac{de(t)}{dt}$ est approchée par :

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) = \frac{de(t+1) - e(t)}{T_e} \quad (IV.3)$$

T_e : Étant la période d'échantillonnage.

L'erreur et la dérivée de l'erreur sont adaptées comme suit :

$$e(t) = k_e e_n(t) \tag{IV.4}$$

$$\frac{de(t)}{dt} = k_{de} \frac{de_n(t)}{dt} \tag{IV.5}$$

IV.2.3 Table d'inférence :

Une fois l'étape de présentation des gains flous terminée, les gains estimés par le mécanisme d'adaptation qui utilise la théorie de Lyapunov sont envoyés au régulateur flou pour construire la sortie $C_{nem}(t)$. Par conséquent, la règle du régulateur flou prend la forme suivante :

A Partir des (25) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

Tableau (IV.1) : Matrice d'inférence des règles floues.

dC_{nem}		e_n				
		NG	NM	EZ	PM	PG
$\frac{de_n}{dt}$	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
	NM	NG	NM	NM	EZ	PM
	EZ	NM	NM	EZ	PM	PM
	PM	NM	EZ	PM	PM	PG
	PG	EZ	PM	PM	PG	PG

IV.2.4 Défuzzification :

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité présentée précédemment, on obtient :

$$dC_{nem}(t) = \frac{\sum_{j=1}^{25} \mu_{A1j}(e_n(t)) \mu_{A2j}(\frac{de_n(t)}{dt}) C_j S_j}{\sum_{j=1}^{25} \mu_{A1j}(e_n(t)) \mu_{A2j}(\frac{de_n(t)}{dt}) S_j} \tag{IV.6}$$

Telle que :

S_j est la Surface de fonction d'appartenance la décision de la $J^{ème}$ règle ;

C_j est l'abscisse de centre de gravité de fonction d'appartenance la décision de $J^{ème}$ règle ;

J est le nombre total des règles floues.

IV.3 Schéma de principe :

Pour minimiser l'erreur instantanée entre la vitesse réelle de la machine MADA et celle de la vitesse de référence on recalcule en temps réel les gains k_e et k_{dce} des prémisses et des conséquences par l'application d'un algorithme d'adaptation de type étude stabilité de commande au sens de Lyapunov [38].

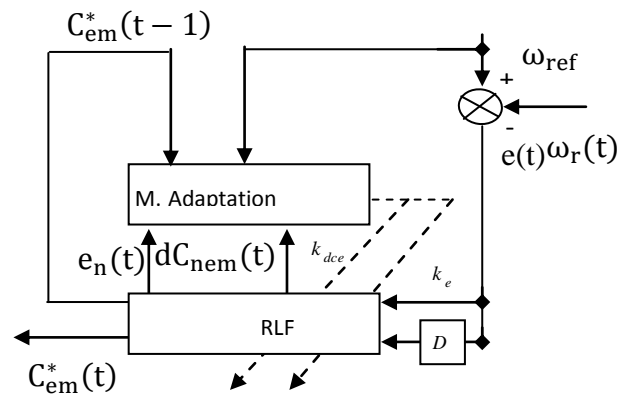


Figure (IV.1) : Structure de la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov .

IV.4 Détermination des gains d'un régulateur PI-flou :

IV.4.1 Etude du mécanisme d'adaptation :

Il existe de nombreuses notions de stabilité pour les systèmes dynamiques. Nous étudierons la notion suivante :

- Stabilité asymptotique : stabilité de Lyapunov + les trajectoires tendent asymptotiquement vers 0.

Nous considérons un système non linéaire dont l'équation mécanique de la machine MADA est décrite sous la forme suivante:

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r(t)}{dt} = C_e - C_r - \frac{f_r}{P} \omega_r(t) \tag{IV.7}$$

On peut écrire l'équation précédemment comme suit :

$$\dot{\omega}_r(t) = \frac{d\omega_r(t)}{dt} = -a_p\omega_r(t) + b_p C_e(t) - d_p C_r \quad (IV.8)$$

Telle que a_p , b_p , d_p sont des constants de la machine MADA.

Dans la commande floue adaptative basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov, la commande $C_{em}^*(t)$ est égalée par un couple électromagnétique $C_e(t)$. Tel que.

$$C_e(t) = C_{em}^*(t) = C_{em}^*(t-1) + K_{dce} dC_{nem}(t)$$

En remplaçant l'équation (V.1) dans l'équation (V.6), on obtient la forme suivante :

$$\dot{\omega}_r(t) = -a_p\omega_r(t) + b_p C_{em}^*(t-1) + b_p K_{dce} dC_{nem}(t) - d_p C_r \quad (IV.9)$$

L'erreur $e(t)$ et sa dérivée $\frac{de(t)}{dt}$ sont utilisées pour construire la base du mécanisme d'adaptation du régulateur flou adaptative. Chaque grandeur du mécanisme d'adaptation est de la forme suivante :

L'erreur de vitesse notée $e(t)$ est définie par :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \quad (IV.10)$$

La dérivée de l'erreur de vitesse notée $\frac{de(t)}{dt}$ est approchée par :

$$\dot{e}(t) = \frac{de(t)}{dt} = \frac{d\omega_{ref}(t)}{dt} - \frac{d\omega_r(t)}{dt} \quad (IV.11)$$

Alors, on obtient comme suit :

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) = -a_p\omega_r(t) + b_p C_{em}^*(t-1) + b_p K_{dce} dC_{nem}(t) - d_p C_r \quad (IV.12)$$

Puisque $\frac{d\omega_{ref}(t)}{dt} = 0$ (IV.13)

IV.5 Analyse de la stabilité de la commande proposée :

IV.5.1 Fonction de Lyapunov candidate :

Fonction de Lyapunov peut être considérée comme une fonction d'erreur et la variation des gains. Il s'agit d'une fonction décroissante le long des trajectoires du système.

On considère une fonction de Lyapunov candidate :

$$V = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{1}{\gamma_1} k_e^2 + \frac{1}{\gamma_2} k_{dce}^2 \right) \quad \gamma_1 > 0 \quad \text{et} \quad \gamma_2 > 0 \quad (IV.14)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps réel:

$$\frac{dV}{dt} = e \frac{de}{dt} + \frac{k_e}{\gamma_1} \frac{dk_e}{dt} + \frac{k_{dce}}{\gamma_2} \frac{dk_{dce}}{dt} \quad (\text{IV.15})$$

On peut obtenir l'expression suivante :

$$\frac{dV}{dt} = e(a_p \omega_r(t) - b_p C_{em}^*(t-1) - b_p K_{dce} dC_{nem}(t) + d_p C_r) + \frac{k_e}{\gamma_1} \frac{dk_e}{dt} + \frac{k_{dce}}{\gamma_2} \frac{dk_{dce}}{dt} \quad (\text{IV.16})$$

On remarque qu'on peut remplacer l'expression nécessaire d'erreur $e(t)$ par la forme suivante d'erreur $e(t) = k_e e_n(t)$ dans la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Alors

$$\frac{dV}{dt} = -a_p k_e^2 e_n^2 + \frac{k_e}{\gamma_1} (\gamma_1 e_n A + \frac{dk_e}{dt}) - \frac{k_{dce}}{\gamma_2} (\gamma_2 b_p k_e e_n dC_{nem}(t) - \frac{dk_{dce}}{dt}) \quad (\text{IV.17})$$

Telle que

$$A = |(a_p \omega_{ref} - b_p C_{em}^*(t-1))| \quad (\text{IV.18})$$

Les gains d'un régulateur flou sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime de la stabilité au sens de Lyapunov.

$$\frac{dV}{dt} < 0 \quad (\text{IV.19})$$

L'inégalité est vérifiée en imposant la loi d'adaptation suivante:

$$\frac{dk_e}{dt} = -\gamma_1 e_n A \quad (\text{IV.20})$$

$$\frac{dk_{dce}}{dt} = \gamma_2 b_p k_e e_n dC_{nem} \quad (\text{IV.21})$$

Finalement nous avons abouti à l'expression de la dérivée :

$$\frac{dV}{dt} = -a_p k_e^2 e_n^2 \quad (\text{IV.22})$$

La forme de la fonction de Lyapunov est proposée pour déterminer les gains du PI-floue qui assurent une convergence de la vitesse réelle de la MADA vers sa valeur de référence.

Les gains d'adaptation sont recalculés en temps réel dans le but d'imposer une stabilité désirée sur le système commandé; c-à-d la rapidité de réglage au niveau de l'ensemble régulateur PI-floue et la machine MADA dans le régime transitoire. Alors, pour la boucle de vitesse, les paramètres de la fonction de Lyapunov sont choisis pour assurer : la dérivée de la fonction de Lyapunov candidate toujours négative (IV.14), ainsi qu'une précision de la vitesse régulées.

IV.6 Application à la machine asynchrone à double alimentation :

Pour le réglage de la vitesse d'un MADA par la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov, on suit la méthode suivante :

A partir de la vitesse de référence et la vitesse réelle, le régulateur flou adaptatif fournit le couple $C_{em}^*(t)$. Une transformation de park (dq-abc) permet de calculer les courants statoriques de références. Ces courants sont comparés aux courants réels pour fixer la commande de chaque onduleur.

Pour le réglage de la vitesse, On utilise la sortie du régulateur flou C_{em}^* , ainsi que l'adaptation des gains pour assurer la stabilité de contrôle.

Dans notre application, nous avons utilisé un PI-flou. Le premier concerne la vitesse, où nous avons attribué cinq fonctions d'appartenance à chaque entrée du modèle. La figure (IV.2) illustre la structure de réglage de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation en appliquant la méthode de la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov

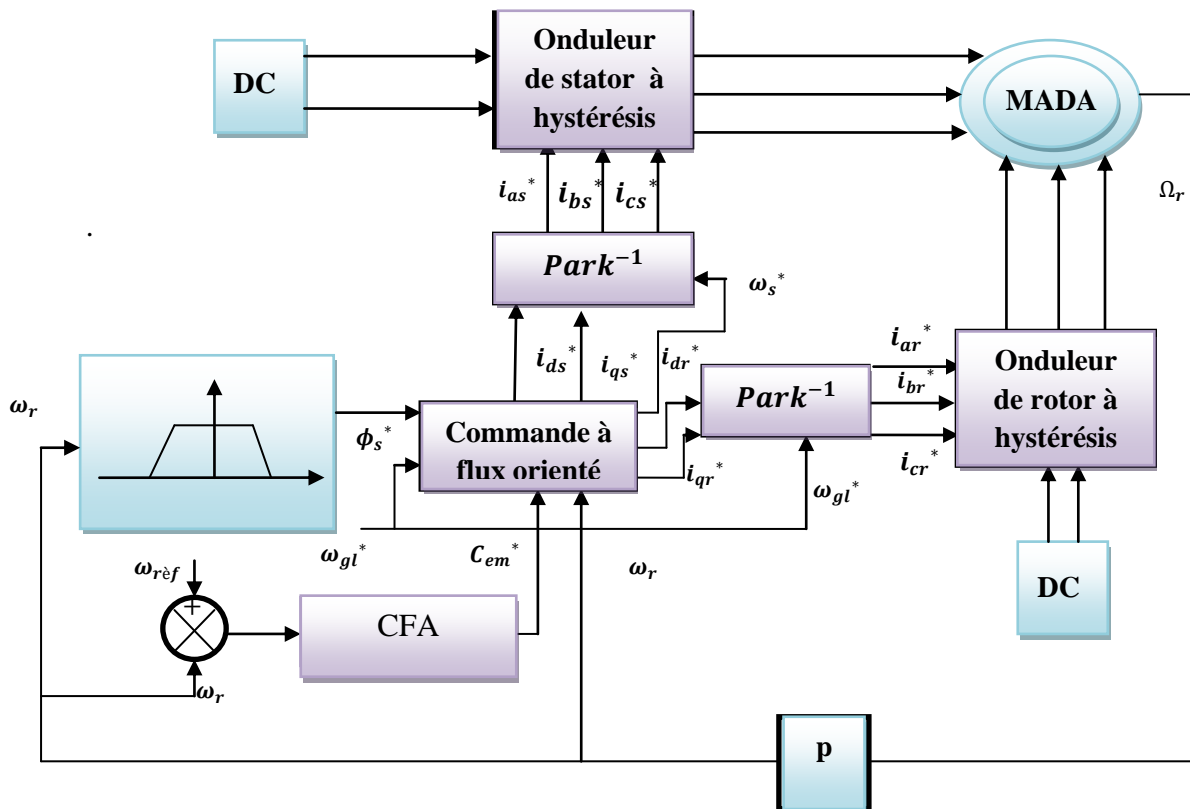


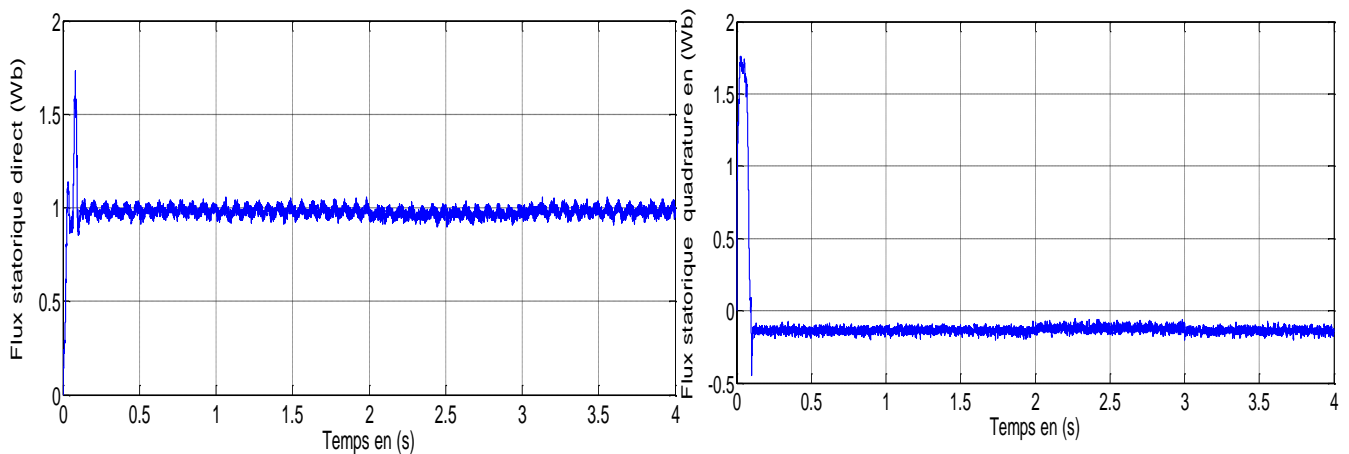
Figure (IV.2) : Structure de réglage de vitesse par la méthode de commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov.

IV.7 Résultats de simulation :

Il apparaît, suite aux différents résultats obtenus, que les performances du réglage de la vitesse par l'application de la commande floue adaptative avec la stabilité de contrôle sont très satisfaisantes. Les coefficients γ_1, γ_2 ont respectivement comme valeurs 0.005 et 70 respectivement. Donc les valeurs initiales des gains k_e et k_{dce} sont respectivement 7 et 5.8, Pour démontrer la capacité d'adaptation du schéma de commande proposé vis-à-vis des variations paramétriques, nous introduisons des variations paramétriques sur la résistance rotorique, ainsi que sur le moment d'inertie à l'instant $t=1s$. La résistance et le moment d'inertie sont augmentée de 150%, et puis la résistance et le moment d'inertie sont diminuée de 50%. Les réponses obtenues sont représentées sur la figure (IV.6),(IV.7). Nous remarquons clairement que cette variation paramétrique n'a pas affecté les performances de réglage de vitesse, ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé.

IV.7.1 Introduction d'un couple de charge :

Les figures (IV.4.a) et (IV.4.b) donnent les performances du réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation pour une consigne de 100 rad/s avec une variation de la charge, La vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des perturbations de charge. Le temps de réponse est de l'ordre de 0.1s. Le dépassement est nul.



Figure(IV.3.a): Les composantes des flux statoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

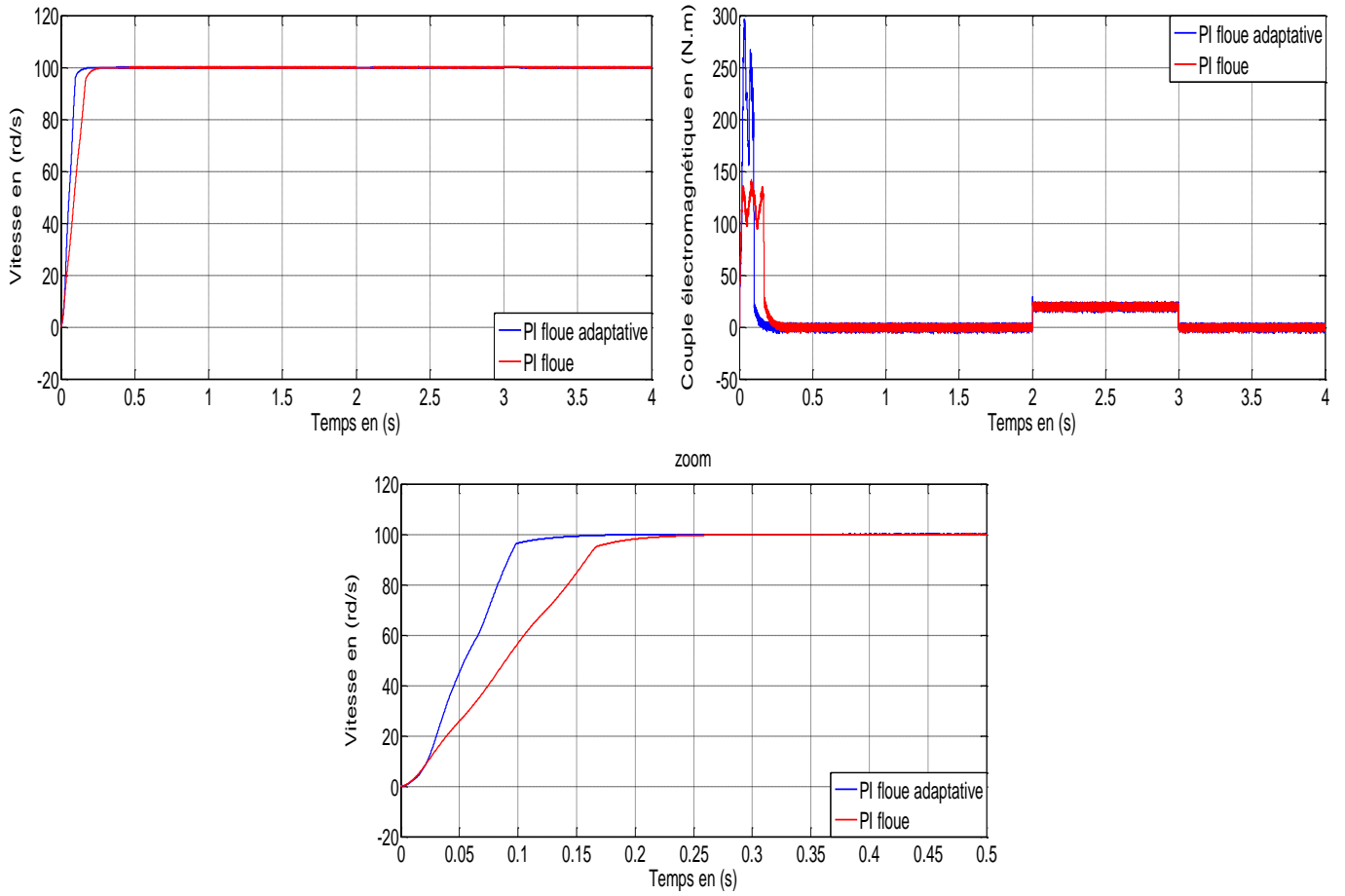
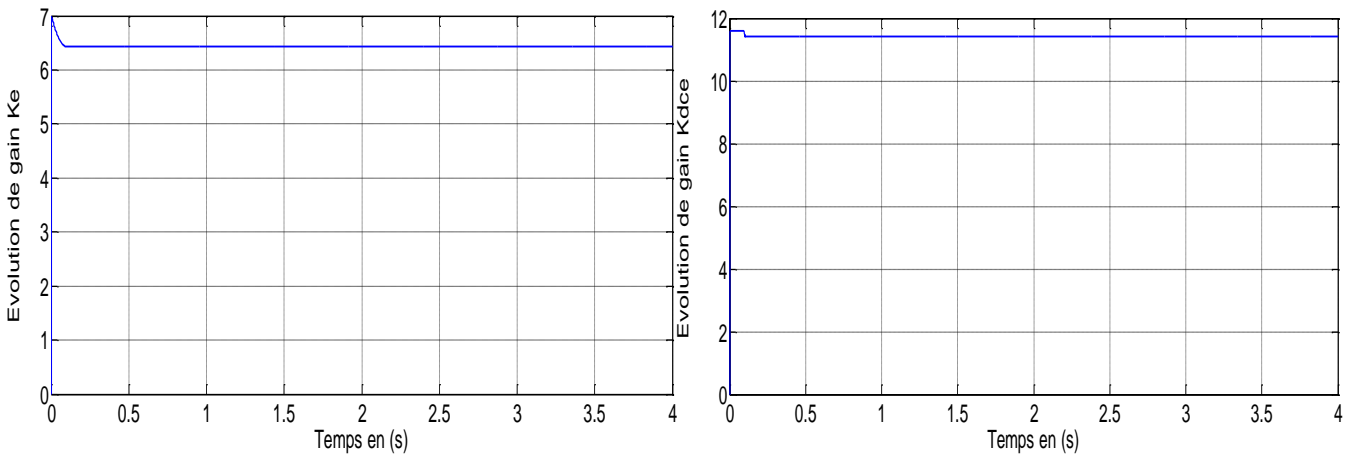


Figure (IV.3.b) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



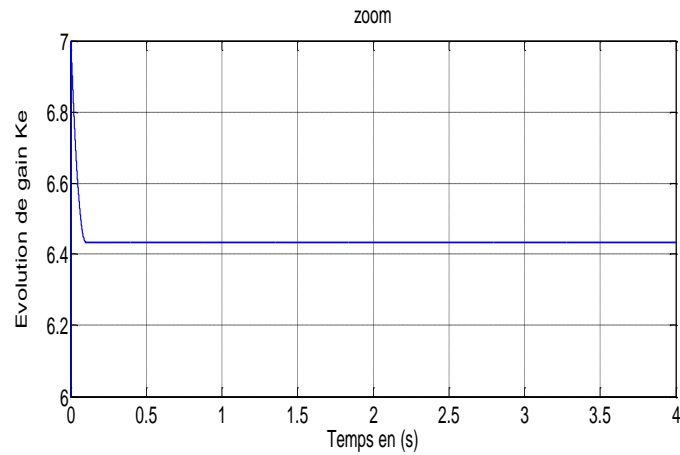


Figure (IV.3.c) : Evolution des gains flous (k_e, k_{dce}).

Figure (IV.3): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue adaptative lors de l'introduction d'un couple de charge de ($C_r = 20 \text{ N.m}$) à l'instant $t=2(s)$.

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

En appliquant une inversion de sens de rotation de -100 rd/s à l'instant $t=2 \text{ (s)}$, on obtient les résultats de simulation représentés par la figure (IV.5).

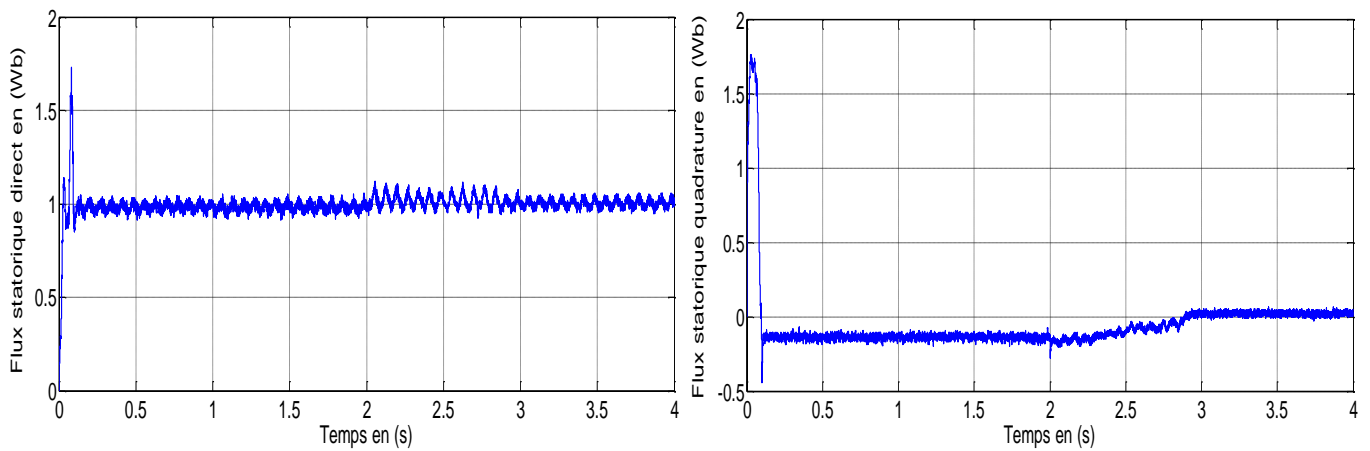


Figure (IV.4.a) : Les composantes des flux rotoriques direct φ_{ds} et en quadrature φ_{qs} .

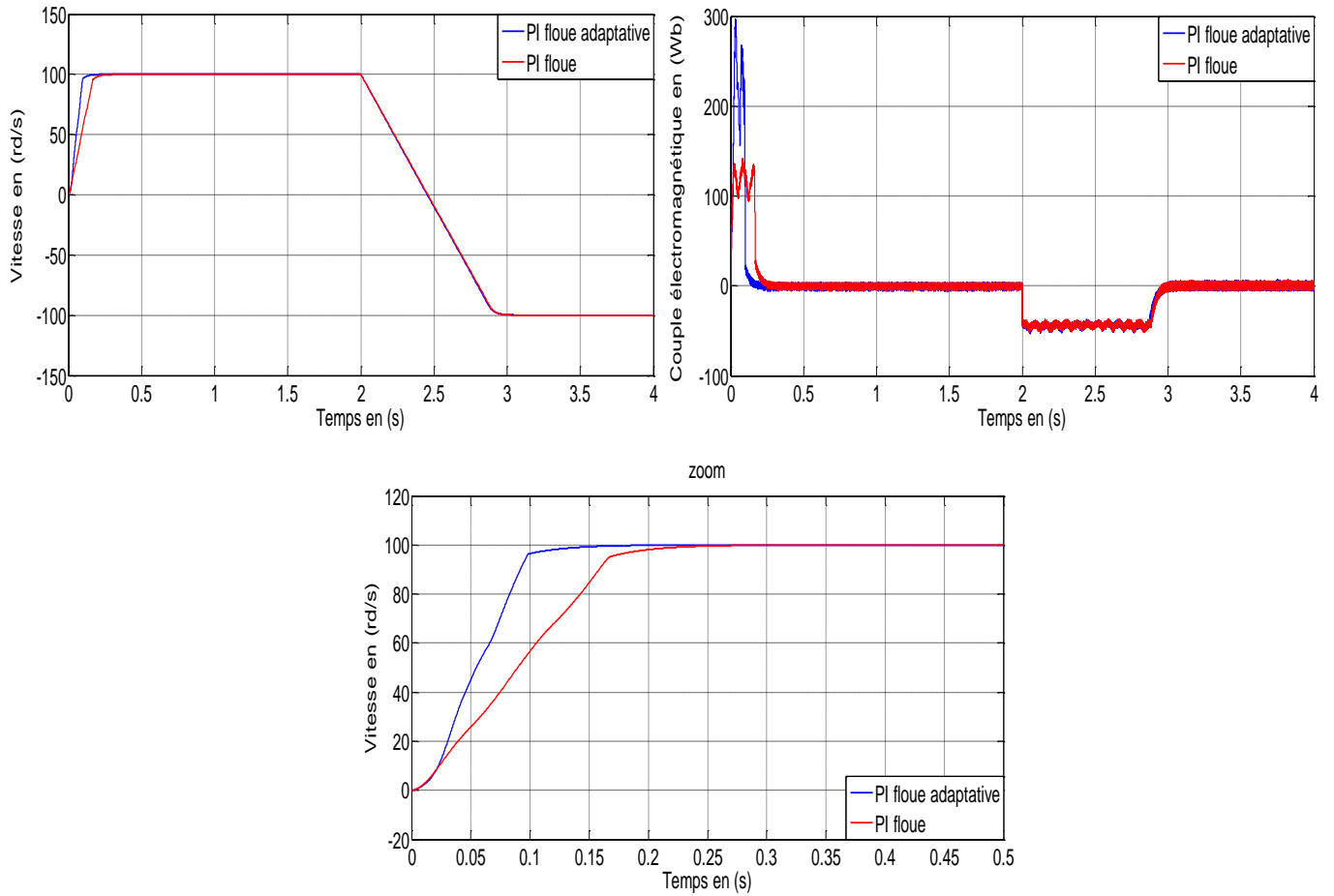
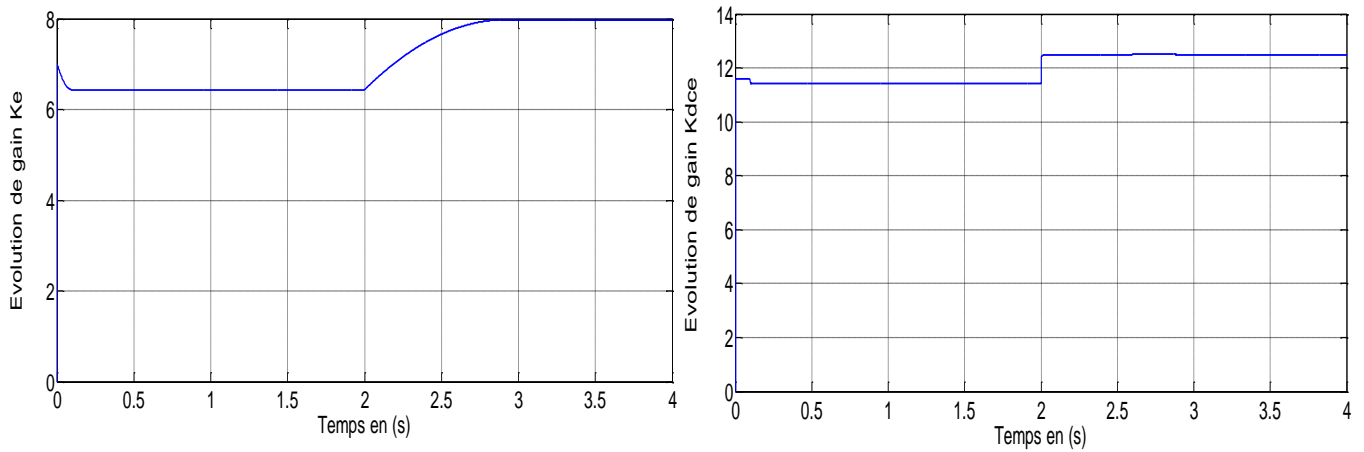


Figure (IV.4.b) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



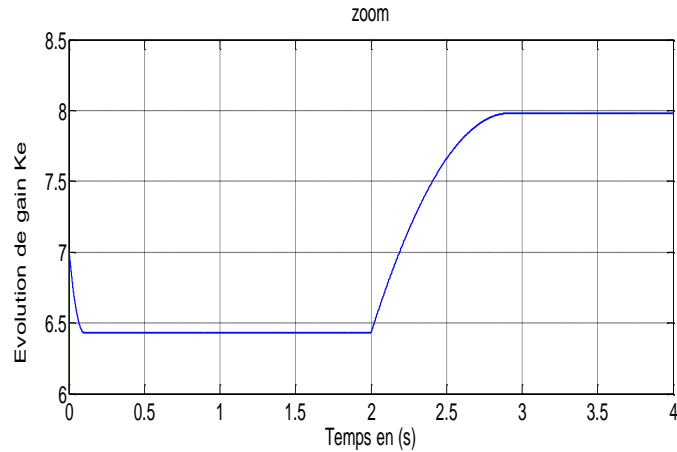


Figure (IV.4.c) : Evolution des gains flous (k_e , k_{dce}).

Figure (IV.4): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors de l'inversion du sens de rotation à l'instant $t=2$ (s).

IV.7.3 Teste de la robustesse

IV.7.3.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique:

L'essai consiste en une variation de la résistance rotorique dans un intervalle 50 % et 150%. On relève la vitesse et le couple électromagnétique, les flux statorique direct et quadrature ainsi que l'évolution des gains flous.

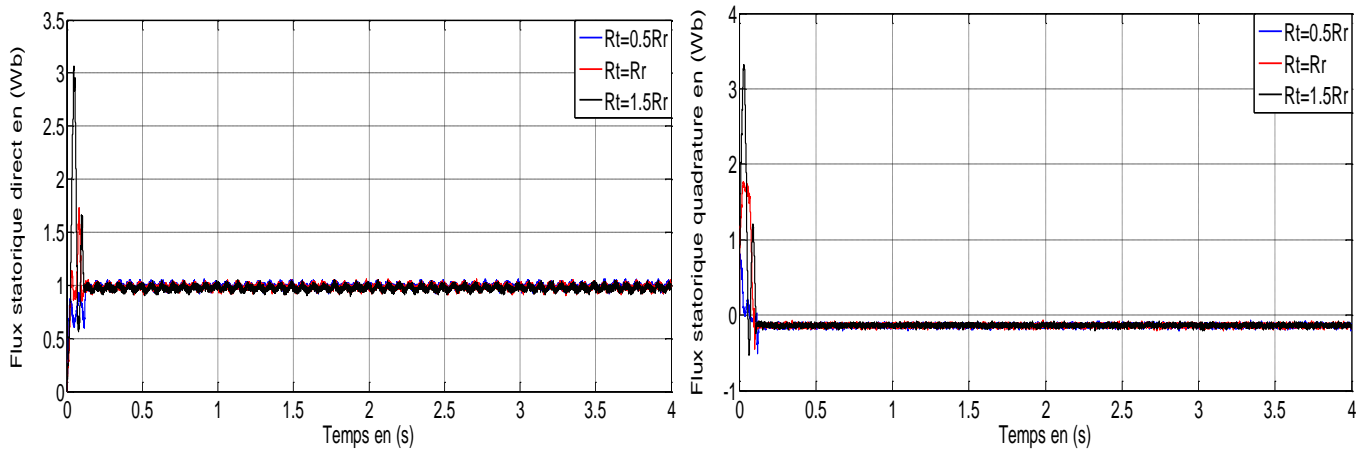


Figure (IV.5.a) : Les composantes des flux statorique direct ϕ_{ds} et en quadrature ϕ_{qs} .

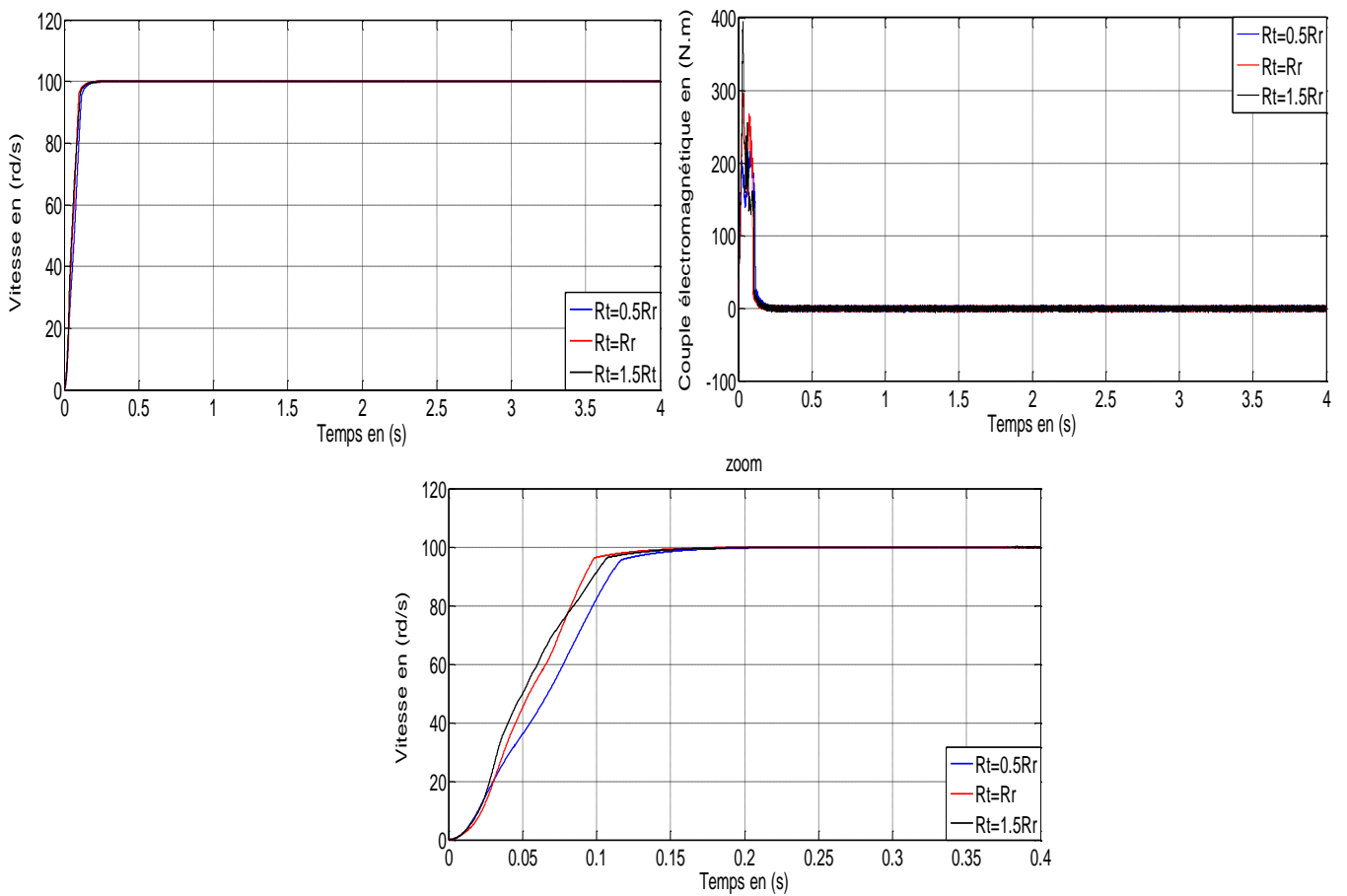
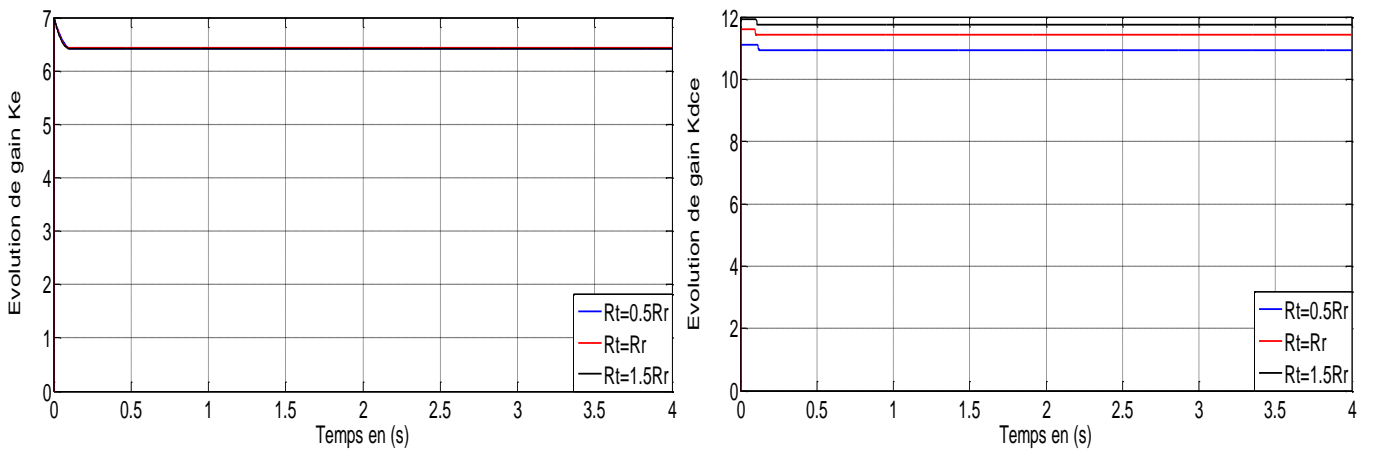


Figure (IV.5.b) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



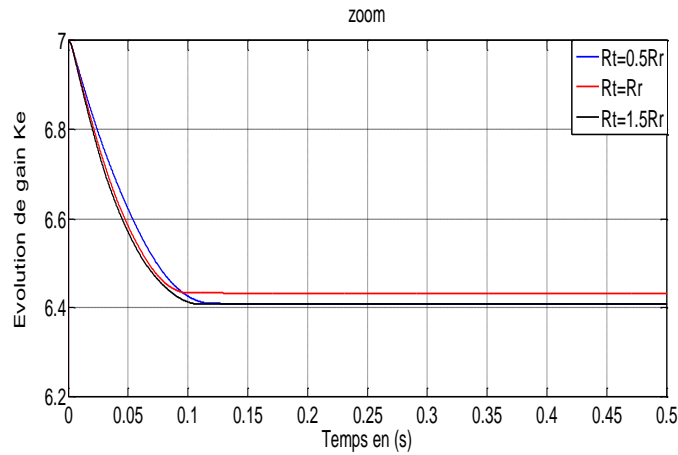


Figure (IV.5.c) : Evolution des gains flous (k_e , k_{dce}).

Figure (IV.5): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors du test de robustesse vis-à-vis de la résistance rotorique R_r .

IV.7.3.2 Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie:

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On a testé le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MADA, en faisant varier le moment d'inertie J dans un intervalle 50 % et 150% par rapport à leur valeur nominale. On relève la vitesse et le couple électromagnétique, les flux statorique direct et quadrature ainsi que l'évolution des gains flous.

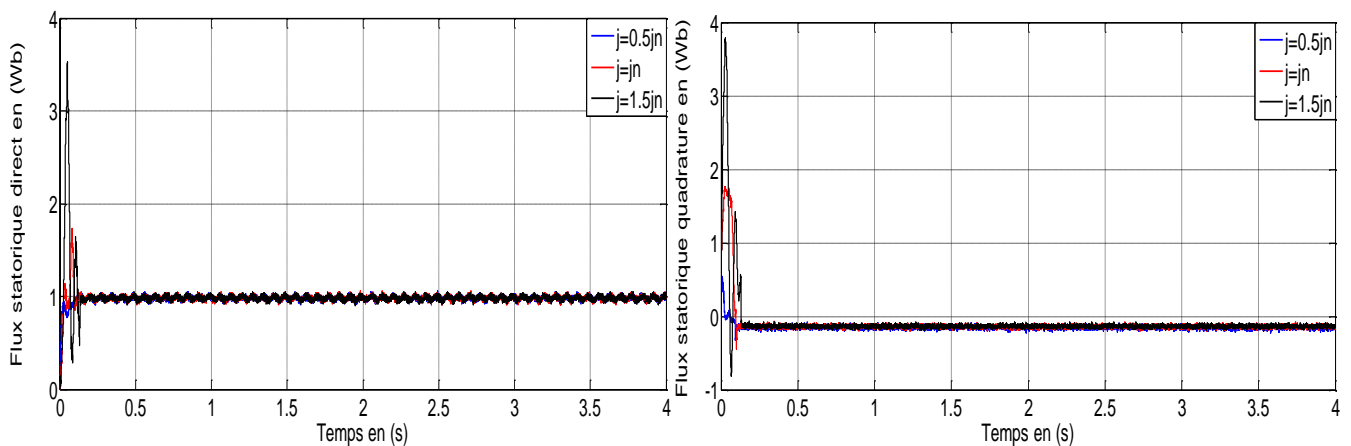


Figure (IV.6.a) : Les composantes des flux statorique direct ϕ_{ds} et en quadrature ϕ_{qs} .

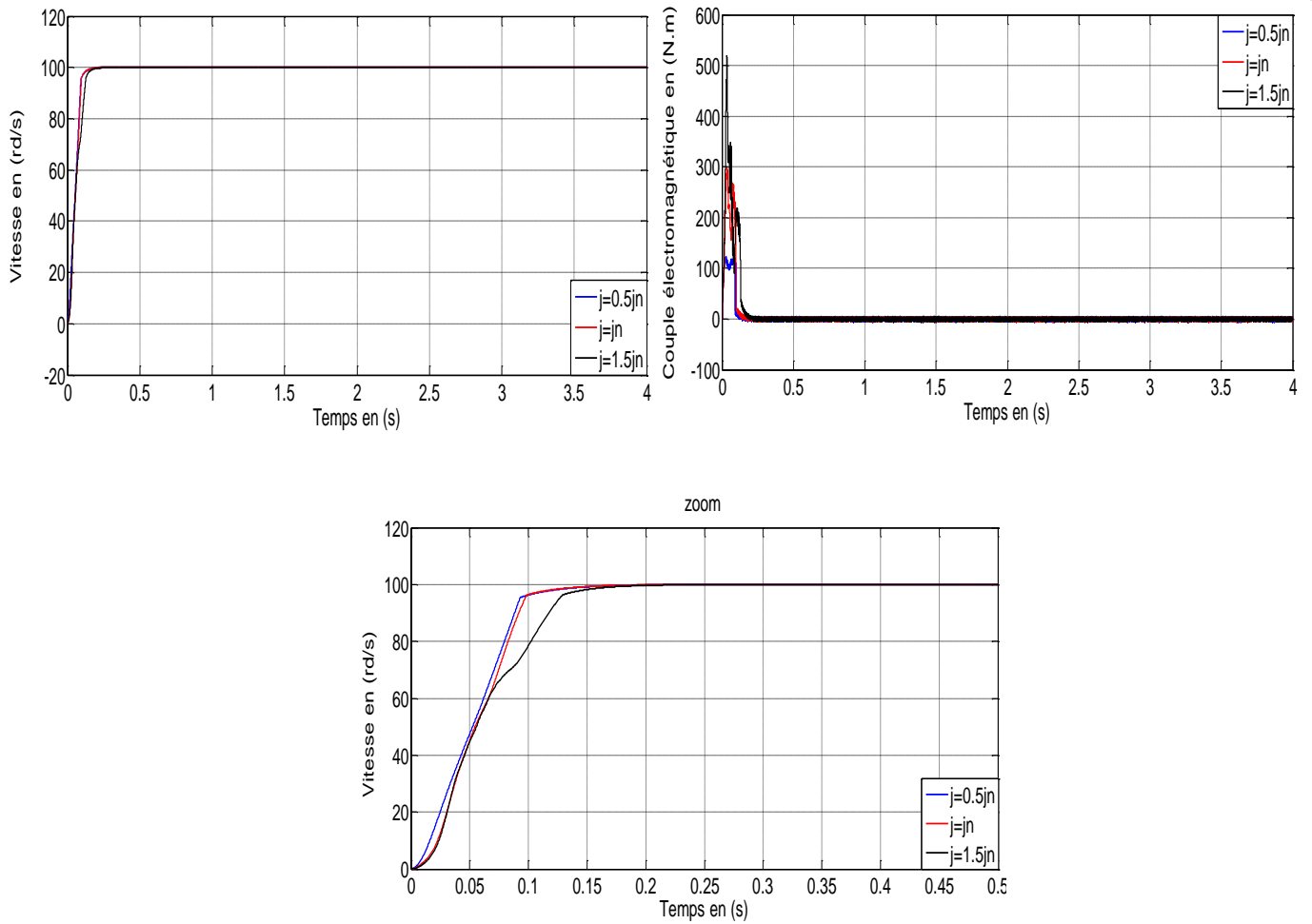
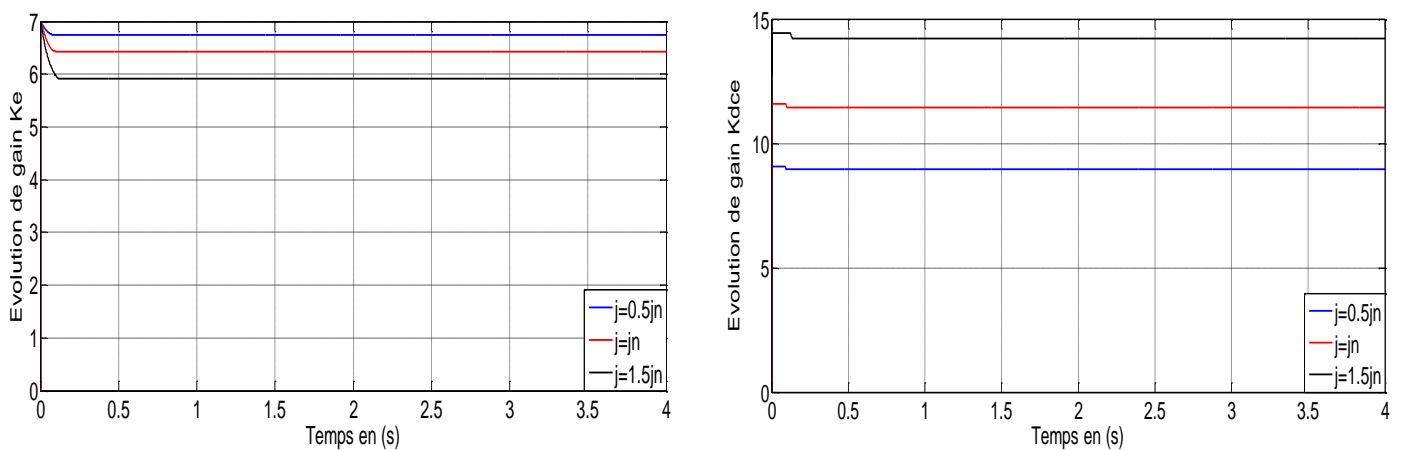


Figure (IV.7.b) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



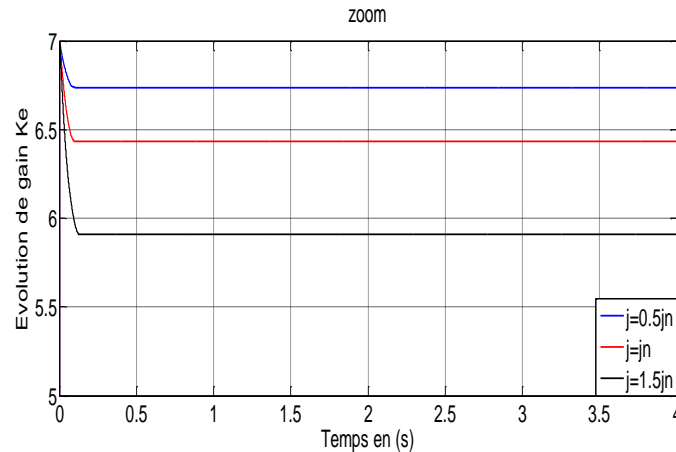


Figure (IV.6.c) : Evolution des gains flous (k_e , k_{dce}).

Figure (IV.7): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J .

IV.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande floue adaptative dont une technique a été étudiée et appliquée, à savoir la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov. Cette méthode ne nécessite aucune information structurelle ou paramétrique ou expérimentale sur la variation des gains de la régulateur PI-floue. Le système d'adaptation basé sur la théorie de stabilité est utilisé pour approximer les gains k_e et k_{dce} pour assurer la stabilité de la commande en temps réelle.

Les résultats obtenus ainsi que les différents tests ont montré que cette technique présente de bonnes performances en présence de perturbations de charge et inversion du sens de marche, la vitesse suit sa référence, Le flux statorique suit sa valeur de référence suivant l'axe d avec une composante nulle suivant l'axe q . Une augmentation du couple électromagnétique en présence du couple résistant ce qui conduit à une bonne accélération du moteur.

La technique de commande PI-floue avec adaptation des gains k_e et k_{dce} par la théorie de Lyapunov est aussi testée pour les variations paramétriques du système. Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette nouvelle stratégie de commande présente une forte robustesse en présence des variations.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et la modélisation de l'onduleur contrôlé à hystérise et puis nous avons

Présenté la commandé par orientation du flux statorique et l'étude de la commande vectoriel par un régulateur PI classique.

Généralement, Les stratégies de commande sont toujours élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations et aux variations paramétriques.

Au cours de la première phase, nous avons fait une étude la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et étude des différents travaux établis sur la machine asynchrone à double alimentation. Deux configurations sont proposées, une dans laquelle la machine est alimentée par deux onduleurs.

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

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 des gains floue adaptative qui combinent les concepts des systèmes d'inférence flous , cela pour avoir une approche Floue Adaptative capable d'améliorer la stabilité de la commande.

Les comparaisons des résultats présentées au cours de ce travail, nous ont amenée à conclure que le régulateur floue adaptative conduit à de meilleures performances (poursuite et robustesse) que les autres régulateurs traités à cause de sa robustesse, sa rapidité (temps de réponse) et la stabilité de mécanisme d'adaptation qui lui permettent de donner des gains correctes et d'éviter les problème da la méthode essaies-erreur.

Enfin, et à l'issue de ce travail réalisé sur l'apport de la machine asynchrone double alimentée, on peut avancer un certain nombre des perspectives :

- étude consiste à réaliser toutes ces commandes de la MADA expérimentalement, pour vérifier et exploiter les essais des simulations présentés;
- Etablissement d'un modèle de la MADA prenant notamment en compte la saturation magnétique ;
- Etude du système éolien pour appliquer cette stratégie de commande.

PARAMETRES DE L'ENTRAÎNEMENT ELECTRIQUE SIMULE

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

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$R_s = 1.2$	Résistance statorique	[Ω]
$R_r = 1.8$	Résistance rotorique	[Ω]
$L_s = 0.1554$	Inductance statorique	[H]
$L_r = 0.1568$	Inductance rotorique	[H]
$M = 0.15$	Inductance Mutuelle	[H]
$P = 2$	Nombre de paires de pôles	Sans unité
$f_r = 0.001$	Coefficient de frottement	[N.m. s /rd]
$J = 0.2$	Inertie du moteur	[Kg.m ²]
$F = 50$	Fréquence	[Hz]
$p_n = 4$	Puissance nominale	[kW]
$V/U = 220/380$	Tension nominal	[V]
$I_{sn} = 15/8.6$	Courant nominal	[A]
$C_r = 20$	Couple de charge	[N.m]

B. E. Paramètres de mécanisme floue adaptative:

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$\gamma_1 = 0.005$	Coefficients d'adaptation	Sans unite
$\gamma_2 = 70$	Coefficients d'adaptation	Sans unite

C. Paramètres d'onduleur contrôle par hystérise utilisé [11]:

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$E_s=514$	Tension continue, appliquée à l'onduleur de stator	(V)
$\Delta i_s=0.15$	Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur statorique	(A)
$E_r=150$	Tension continue, appliquée à l'onduleur de rotor	(V)
$\Delta i_r=0.3$	Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur rotorique	(A)
$f_{or}=7$	Fréquence rotorique	(HZ)

D. Paramètres du régulateur PI classique :

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$K_p = 7.19$	Coefficient de proportionnalités	Sans unite
$K_i = 180$	Coefficient d'intégration	Sans unite
$\varepsilon = 0.6$	coefficient d'amortissement	Sans unite

E. Paramètres du régulateur PI-floue utilisé :

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$K_e = 7$	Gain de Normalisation	Sans unite
$K_{de} = 0.01$	Gain de Denormalistion	Sans unite
$K_{dce} = 5.8$	Gain de Denormalistion	Sans unite

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1]	A. Fenni, "Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", Mémoire de Magister, université de BATNA, 2013.
[2]	R. Abdessemed, " Modélisation et simulation des machines électrique", Edition marketing Paris 2011.
[3]	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.
[4]	Y. Elbia, " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université de, Batna, 2009.
[5]	B. Kelkoul " Etude et commande d'une turbine éolienne utilisant une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de magister, université de Tlemcen, 2011.
[6]	A.salamat, A.tadjine, " Commande Robuste D'ordre non Entier d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation" Mémoire de master, université d'Ouargla, 2014.
[7]	CH. Bennour " Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de magister, université de Biskra, 2012.
[8]	F. Blaschke, "The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran-vector Closed-loop Control Systems for Rotating Machines", Siemens Rev, vol. 39 n°4, pp. 217-220, 1972.
[9]	S. Ardjoun, " Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Mémoire de magister, Université DJILLALI Liabes de Sidi-Belabbes, 2010.
[10]	A.Melloul, "Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne". Mémoire de magister de l'universite de Ferhat abbas — SETIF, 2010
[11]	L. Achab, " Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par Mode de Glissement", Mémoire de master, université d'Ouargla, 2014.

[12]	M. Khami, "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master, université de ouargla, 2013.
[13]	L. Benalia, " Commande en tension des moteurs à Induction Double Alimentes ", Thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
[14]	N. Akkari, " contribution à 'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation " Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
[15]	D.Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, " Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors ", 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47
[16]	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 ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
[17]	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.
[18]	F. Ghers, "Application Des Technique De Commandes Intelligence Pour Le Controle D'une Machine Asynchrone " Mémoire de magister, Université de ANNABA, 2006
[19]	T.Laamayad "Modélisation et Commande des Machines Asynchrones Polyphasées" Livre , édition universitaire européennes,2014
[20]	B. Toual " Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
[21]	A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
[22]	F. Michel, " Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents ", Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada, 2007.

[23]	L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurons et des Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.
[24]	A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone ", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
[25]	Z. Zouaoui "Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue ", Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2007.
[26]	M.Latreche, " Commande Floue de la Machine Synchrones à Aimant Permanent (MSAP) utilisé dans un système éolien ", Mémoire de Magister, université de Setif, 2012.
[27]	H.Buhler, " Réglage par Logique Floue ". Collection électrique, presses Polytechnique et universitaires Romandes, 1994.
[28]	K.Kouzi, " Commande vectorielle d'un moteur a induction sans capteur de vitesse par un PI flou a gains adaptes associe a un observateur d'état par mode de glissement" . Memoire de Magister de l'université de Batna,2002.
[29]	B.Sid, " Optimisation Topologique de Structure par Algorithmes Génétiques ". Thèse de Doctorat de l'université de Technologie de Belfore-Montbeliard, 2006.
[30]	O.Guennounou, "Méthodologie de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique Application a un Bioprocédé ". Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse-III, 2009.
[31]	G.Calcev,C.Greco,B.Bona, " Fuzzy Controller Synthesis Using Sliding Mode Approach, " NAFIPS/IFIS/NASA '94 Proceeding of the First International Joint Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society Biannual Conference. The Industrial Fuzzy Control and Intelligent Systems Conference, and the NASA Joint Technology , IEEE,pp.255-258 ,18-21 Dec 1994.
[32]	Yannis L. Karnavas, Demetrios P. Papadopoulos, " Excitation Control of a Synchronous Machine Using Polynomial Neural Networks," Journal of Electrical Engineering, Vol. 55, No. 7-8, 169-179, 2004.
[33]	B.Chen, Yingbi Zhang, J.Yen, Wei Zhao "Fuzzy Adaptive Connection Admission Control for Real-time Applications In ATM-Based Heterogeneous Networks" , Journal of Intelligent and Fuzzy Systems 7 ,125-135,1999.

[34]	Mohamed Rachid Chekkouri, Jordi Català Lopez, Emiliano Aldabas Rubira, Luis Romeral Martinez, " Fuzzy Adaptive Control of an Induction Motor Drive ", <i>Automatika</i> 44,P 113-122,2003.
[35]	Kurt Fischle and Dierk Schroder "An Improved Stable Adaptive Fuzzy Control Method," <i>IEEE Trans on Fuzzy Systems</i> ,Vol.7,No.1,27 February1999.
[36]	Takeshi Furuhashi, Hiroyuki Kakami, James Peters, Witold Pedrycz "A Stability Analysis of Fuzzy Control System Using a Generalized Fuzzy Petri Net Model, " 0-7803-4863-X/98 \$10.0001998 IEEE.
[37]	T.Laamayad, F.Naceri, R.Abdessemmed," Fuzzy Adaptive Controller Based on the LYapunov Theory for control of the Dual Star Induction Machine " <i>Journal of Electrical Engineering</i> , No. 2 - Volume 12 – 2012
[38]	Slotine, J.E. and W.Li " <i>Applied Nonlinear Control</i> , " Prentice-Hall, Inc., NJ, 1991.

Commande Floue Adaptative D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation

Résumé : Ce mémoire présente une étude et commande floue adaptative d'une machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux onduleurs, l'une reliée au stator et l'autre au rotor.

Après avoir présenté la conception des ensembles MADA – Convertisseurs et leurs applications, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flous, flous adaptative, les quelles surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et des tests de robustesse seront présentés.

Mots Clés : Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle à orientation du flux statorique, Régulateur PI classique, Régulateur PI floue, Floue adaptative, Robustesse de la commande.

التحكم في آلة كهربائية اللامتزامنة مضاعفة التغذية بواسطة معدل ذو منطق غامض مكيف

ملخص : تهدف هذه المذكرة إلى عرض دراسة تحكم بواسطة معدل للسرعة يعتمد على تقنية تكيف المنطق الغامض في الماكينة كهربائية اللامتزامنة مضاعفة التغذية. و يتكون نظام التغذية لهذه الآلة من موجبين أحدهما يغذي الجزء الساكن و الآخر يغذي الجزء الدوار .

بعد ما قدمنا نبذة حول الماكينة اللامتزامنة مضاعفة التغذية وطرق استعمالها كمحرك. قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للماكينة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الإشعاعي بواسطة توجيه تدفق الساكن الذي يركز أساسا على معدل تناسبي و تكاملي بمبدأ كلاسيكي, و بعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءته في المجال الديناميكي المؤقت و كذا في حالات تغيرات وسائط الماكينة. و لذلك لجأنا إلى استخدام طرق أخرى تعتمد على تقنيات الذكاء الصناعي و نذكر منها المنطق الغامض, تكيف الغامض. هذه التقنيات الأخيرة جلبت تحسناً كبيرة و معتبرة في التحكم في هذه الماكينة و قد عرضنا النتائج المحاكاتي المفصلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنيات الأخرى

كلمات مفتاحية: ماكينة لامتزامنة مضاعفة التغذية, موج جهد ثلاثي الأطوار, التدفق الساكن, معدل تناسبي و تكاملي ذو نمط كلاسيكي, معدل ذو المنطق الغامض, تكيف المنطق الغامض, متانة التحكم.

Fuzzy Adaptive For Control the Doubly Fed Induction Machine (DFIM)

Abstract : This work presents a study and control the doubly fed induction machine by using fuzzy adaptive regulator. The supply system of this machine includes two Inverters, one for the stator and the other for the rotor.

First, a mathematical model of DFIM written in an appropriate d-q reference frame is established to investigate simulations results. The control law is synthesized using PI controller based on the field oriented control. Then, an intelligent artificial control such as fuzzy logic, fuzzy adaptive control are applied. Its simulated performances are then compared to those of a classical PI controller. Specifically fuzzy adaptive controller is created to overcome the disadvantages of the fuzzy logic. The simulations Results obtained by using Matlab environment gives that the fuzzy adaptive control more robust, also it has superior dynamics performances. The results and test of robustness will be presented.

Key words: Doubly fed induction machine, Three phase voltage source inverter Field oriented control, PI conventional, Fuzzy - PI control, fuzzy Adaptive, Robustness of the control.