

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DE BATNA
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



Thèse

Présentée pour obtenir le titre de
DOCTEUR en SCIENCES

Par

Tahar Laamayad

Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna, 2008

Contribution à la Commande d'une Machine
Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant.
Apport de la Logique floue

Soutenu le 02/10/2014

Devant le Jury composé de :

Dr.AZZOUI Boubaker	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>	Président
Dr.NACERI Farid	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>	Rapporteur
Dr. ABDESSEMED Rachid	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>	Co-Rapporteur
Dr.BETKA Achour	<i>Professeur</i>	<i>Université de Biskra</i>	Examineur
Dr.BENAKCHA A/Hamid	<i>MCA</i>	<i>Université de Biskra</i>	Examineur
Dr.DIB A/Rahmane	<i>MCA</i>	<i>Université d'Oum El bouaghi</i>	Examineur

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes parents.

*A la mémoire de ma mère,
A mon père,
A toute ma famille,
A mes amis.*

Laamayad Tahar

Remerciements

Le présent travail a été effectué au sein du Laboratoire de Recherches en Electrotechnique de Batna (LEB).

Je remercie très sincèrement Messieurs NACERI Farid, Professeur à l'université de Batna, et ABDESSEMED Rachid Professeur à l'université de Batna, de m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de cette thèse .

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur AZZOUI Boubaker, Professeur de l'université de Batna, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de présider le jury de thèse.

Je suis très reconnaissant également à Monsieur BETKA Achour, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

J'exprime ma profonde gratitude pour Monsieur BENAKCHA A/Hami, professeur à Université de Biskra, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de juger ce mémoire.

Mes remerciements s'adressent aussi pour Monsieur DIB A/Rahmane, professeur à l'université d'Oum El bouaghi, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

Je voudrais exprimer mes remerciements à Monsieur BELKACEM Sebti pour son aide et son soutien moral, sans oublier Monsieur CHARIF Lazhar, Monsieur MERABET Elkheir, Monsieur MANDI Wahid .

Enfin, j'exprime ma sympathie pour tout le personnel et les chercheurs du LEB.

Liste des symboles

Liste des symboles

<i>MASDE</i>	<i>Machine Asynchrone Double Etoile</i>
<i>PI-RLF</i>	<i>Contrôleur Proportionnel Intégrateur Flou</i>
<i>CFA</i>	<i>Contrôleur Flou Adaptatif</i>
<i>s, r</i>	<i>Indices correspondants au stator et au rotor</i>
<i>a,b,c</i>	<i>Indices correspondants aux trois phases a ,b,c</i>
<i>A,B,C</i>	<i>Indice correspondants aux trois phases A ,B,C</i>
<i>d,q</i>	<i>Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant</i>
<i>L_{s1},L_{s2},L_r</i>	<i>Inductance cyclique statorique et rotorique par phase</i>
<i>L_{ms}</i>	<i>L'inductance propre de magnétisation de chaque phase statorique</i>
<i>L_{mr}</i>	<i>L'inductance propre de magnétisation de chaque phase rotorique</i>
<i>n_s,n_r</i>	<i>Désignent respectivement les nombres de spires en série de la bobine1 et de la bobine2 d'une chaque phase statorique et rotorique.</i>
<i>kbr,kbs</i>	<i>Coefficients de bobinage statorique et rotorique</i>
<i>e</i>	<i>Largeur d'entrefer</i>
<i>μ₀</i>	<i>Perméabilité de l'air</i>
<i>L</i>	<i>Longueur utile de fer</i>
<i>R</i>	<i>Rayon moyen d'entrefer</i>
<i>M_{sr}</i>	<i>Valeurs maximales des inductances entre les phases statoriques et les phases rotoriques</i>
<i>R_{s1},R_{s2},R_r</i>	<i>Résistances d'enroulements statorique (Etoile1,Etoile2) et rotorique par phase</i>
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	<i>Constant de temps rotorique</i>
$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$	<i>Constant de temps statorique du stator1</i>
$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$	<i>Constant de temps statorique du stator2</i>

f_r	<i>Coefficient de frottement</i>
P	<i>Nombre de paires de pôles</i>
C_e	<i>Couple électromagnétique</i>
C_{ref}	<i>Couple de référence</i>
J	<i>Moment d'inertie du moteur</i>
θ_2	<i>Position du rotor par rapport à l'étoile 2</i>
θ_r	<i>Exprime la position du rotor de (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 de (phase A_{s1})</i>
α	<i>L'angle de décalage entre les deux étoiles</i>
θ_s	<i>Angle électrique statorique</i>
ω_s, ω_r	<i>Pulsations électriques statorique et rotorique</i>
Ω	<i>Vitesse mécanique du rotor</i>
$\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$	<i>Flux rotorique</i>
$\phi_{as1}, \phi_{bs1}, \phi_{cs1}$	<i>Flux statorique1</i>
$\phi_{as2}, \phi_{bs2}, \phi_{cs2}$	<i>Flux statorique2</i>
$v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}$	<i>Tensions de stator2</i>
$v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$	<i>Tensions de stator1</i>
$i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}$	<i>Courants de stator2</i>
$i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}$	<i>Courants de stator1</i>
i_{ds1}, i_{qs1}	<i>Courants direct et quadrature de stator1</i>
i_{ds2}, i_{qs2}	<i>Courants direct et quadrature de stator2</i>
i_{dr}, i_{qr}	<i>Courants direct et quadrature de rotor</i>
ϕ_{ds1}, ϕ_{qs1}	<i>Flux direct et quadrature de stator1</i>
ϕ_{ds2}, ϕ_{qs2}	<i>Flux direct et quadrature de stator2</i>
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	<i>Flux direct et quadrature de rotor</i>
v_{ds1}, v_{qs1}	<i>Tensions directe et quadrature de stator1</i>

v_{ds2}, v_{qs2}	<i>Tensions directe et quadrature de stator2</i>
v_{dr}, v_{qr}	<i>Tensions directe et quadrature de rotor</i>
C_r	<i>Couple de charge</i>
e	<i>Erreur</i>
de	<i>La dérivée de l'erreur</i>
dC_{ncef}, du_n	<i>Variation de la commande</i>
k_{dce}	<i>Gain de Defuzzification pour le régulateur flou</i>
k_e	<i>Gain de Fuzzification pour le régulateur flou</i>
k_{de}	<i>Gain de Fuzzification pour le régulateur flou</i>
K	<i>Gain de régulateur gissant</i>
w_{ref}	<i>Vitesse de référence</i>
V	<i>Fonction de Lyapunov</i>
\dot{V}	<i>La dérivée de la fonction de Lyapunov</i>
γ_1, γ_2	<i>Coefficients d'adaptations</i>

Table des figures

Table des figures

Chapitre II

Modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone double étoile

Figure (II.1)	Représentation schématique d'une machine double étoile à induction	5
Figure (II.2)	Représentation de la MASDE et sa machine biphasée	12
Figure (II.3)	Schéma de l'association MASDE onduleur de tension	14
Figure (II.4)	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	15
Figure (II.5)	Illustration de la bande de courant à hystérésis	17
Figure (II.6.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	19
Figure (II.6.b)	Réponse des composantes des courants (i_{as1}, i_{as2})	19
Figure (II.6.c)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	19
Figure (II.6)	Réponse de la machine sans application de la charge ($C_r=0$)	19
Figure (II.7.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	20
Figure (II.7.b)	Réponse des composantes des courants (i_{as1}, i_{as2})	20
Figure (II.7.c)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	20
Figure (II.7)	Réponse de la machine avec une application de la charge ($C_r = 14N.m$)	20

Chapitre III

Commande par mode de glissant de la machine asynchrone double étoile

Figure (II.1)	Schéma de Contrôle Vectoriel Indirect	24
Figure (II.2)	Schéma bloc de découplage par orientation de flux	25
Figure (II.3)	Structure de réglage par un régulateur de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile	25
Figure (II.4)	Définition de la fonction Sat.	28
Figure (II.5.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	30
Figure (II.5.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	30
Figure (II.5)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de l'introduction d'un couple de charge de ($C_r = 14N.m$) à l'instant $t = I(s)$	30
Figure (II.6.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	31
Figure (II.6.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	31
Figure (II.6)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors d'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 1.5(s)$	31
Figure (II.7.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	32
Figure (II.7.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	32
Figure (II.7)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors robustesse vis-à-vis la variation résistance rotorique R_r	32
Figure (II.8.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	33
Figure (II.8.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	34
Figure (II.8)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors robustesse vis-à-vis la variation moment d'inertie J	34
Figure (II.9.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	34
Figure (II.9.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	35
Figure (II.9)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors des tests de robustesse vis-à-vis de la variation l'inductance rotorique L_r	35

Chapitre IV

Commande floue-glissant de la machine asynchrone double étoile

Figure (IV.1)	Architecture d'une commande floue-glissant	37
Figure (IV.2)	Les fonctions d'appartenances du contrôleur flou	39
Figure (IV.3)	La table d'inférence	40

Figure (IV.4)	Structure de réglage par un flou-glissant de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile	41
Figure (IV.5.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	42
Figure (IV.5.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	43
Figure (IV.5.c)	Evolution de gain glissant	43
Figure (IV.5)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors d'introduction d'un couple de charge de ($C_r = 14N.m$) à l'instant $t = 1(s)$	43
Figure (IV.6.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	44
Figure (IV.6.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	44
Figure (IV.6.c)	Evolution de gain glissant	45
Figure (IV.6)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors l'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 1.5(s)$	45
Figure (IV.7.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	45
Figure (IV.7.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	46
Figure (IV.7.c)	Evolution de gain glissant	46
Figure (IV.7)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors test de robustesse vis-à-vis de moment d'inertie J	46
Figure (IV.8.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	47
Figure (IV.8.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	47
Figure (IV.8.c)	Evolution de gain glissant	47
Figure (IV.8)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors test de robustesse vis-à-vis de résistance rotorique R_r	47
Figure (IV.9.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	48
Figure (IV.9.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	48
Figure (IV.9.c)	Evolution de gain glissant	49
Figure (IV.9)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors test de robustesse vis-à-vis de l'inductance rotorique L_r	49

Chapitre V

Commande flou adaptative de la machine asynchrone double étoile

Figure (V.1)	La table d'inférence	53
Figure (V.2)	Structure de la commande flou adaptative basée sur la théorie de Lyapunov	54
Figure (V.3)	Structure de réglage de vitesse par la méthode de commande flou adaptative basée sur la théorie de Lyapunov	58
Figure (V.4.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	59
Figure (V.4.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	59
Figure (V.4)	Représentation sur le plan de phase pour les deux régulateurs (PI-flou et flou adaptatif)	60
Figure (V.4.c)	Evolution des gains flou (K_e, K_{dce})	61
Figure (V.4)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-flou adaptative lors d'introduction d'un couple de charge de ($C_r = 14N.m$) à l'instant $t = 1(s)$	61
Figure (V.5.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	61
Figure (V.5.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	62
Figure (V.5.c)	Evolution des gains flou (K_e, K_{dce})	62
Figure (V.5)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou adaptative lors l'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 1.5(s)$	62
Figure (V.6.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	63
Figure (V.6.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	64
Figure (V.6.c)	Evolution des gains flou (K_e, K_{dce})	64
Figure (V.6)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou adaptatif lors test de robustesse vis-à-vis de moment d'inertie J	64
Figure (V.7.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	65
Figure (V.7.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	66
Figure (V.7.c)	Evolution des gains flou (K_e, K_{dce})	67

Table des figures

Figure (V.7)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors test de robustesse vis-à-vis de résistance rotorique R_r	67
Figure (V.8.a)	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	68
Figure (V.8.b)	Les composantes de flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}	68
Figure (V.8.c)	Evolution des gains floue (K_e, K_{dce})	69
Figure (V.8)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors test de robustesse vis-à-vis de l'inductance rotorique L_r	69

Table de matières

TABLE DES MATIERES

Liste des symboles

Table des figures

Introduction générale

Chapitre I

L'état de l'art .

I.1.	Introduction	1
I.2.	Conclusions sur l'état de l'art	2

Chapitre II

Modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone double étoile.

II.1.	Introduction	4
II.2.	Représentation de la machine dans l'espace électrique	5
II.3.	Hypothèses simplificatrices	6
II.4.	Équations électriques de la machine	6
II.4.1.	Les inductions de la machine	7
II.5.	Application de la transformation de Park à la MASDE	10
II.6.	Modèle de la MASDE dans le référentiel de park	11
II.6.1.	Equation magnétique	11
II.6.2.	Modèle de MADSE biphasé	12
II.6.3.	Equation mécanique	13
II.7.	Modèle de la machine en vue de sa commande	13
II.8.	Modélisation de l'association MASDE avec onduleur de tension	14
II.8.1.	Introduction	14
II.8.2.	Modélisation de l'onduleur de tension	15
II.8.3.	Commande des onduleurs	17
II.8.3.1.	Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis	17
II.9.	Simulations et interprétations	18
II.9.1.	Modèle de la machine sans application de commande	18
II.10.	Conclusion	21

Chapitre III

Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile.

III.1.	Introduction	22
III.2.	La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile à flux orienté	23
III.2.1.	Introduction	23
III.2.2.	Principe de base de la commande vectorielle	23

III.2.3.	Contrôle vectoriel indirect	24
III.2.4.	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte	25
III.4.	Conception des régulateurs à structure variable	26
III.4.1.	Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone double étoile	26
III.4.2.	Sélection des surfaces de commutation	26
III.4.3.	Détermination des paramètres pour la loi de commande	27
III.4.4.	Commande équivalente	27
III.4.5.	Commande non linéaire de type discontinu	27
III.4.6.	Choix de fonction de commutation	27
III.4.7.	Choix de gain	28
III.5.	Résultats de simulation et interprétations	28
III.5.1.	Démarrage à vide et puis d'une application couple de charge	29
III.5.2.	Inversion du sens de rotation	31
III.5.3.	Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique	32
III.5.4.	Robustesse vis-à-vis de la variation de moment d'inertie	33
III.5.5.	Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inductance rotorique	34
III.6.	Conclusion	35

Chapitre IV

Commande floue-glissant de la machine asynchrone double étoile.

IV.1.	Introduction	36
IV.2.	Conception d'une commande flou-glissant	37
IV.2.2.	Fuzzification	38
IV.2.3.	Defuzzification	38
IV.2.4.	Choix des fonctions d'appartenances	38
IV.2.5.	Inférences floues	39
IV.3.	Loi de commande pour le régulateur glissant-flou	40
IV.4.	Schéma de commande de la MASDE	41
IV.5.	Résultats de simulation et interprétation	42
IV.5.1.	Démarrage à vide et puis d'une application couple de charge	42
IV.5.2.	Inversion du sens de rotation	43
IV.5.3.	Robustesse vis-à-vis de la variation de moment d'inertie	45
IV.5.4.	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	46
IV.5.5.	Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inductance rotorique	48
IV.6.	Conclusion	50

Chapitre V

Commande floue adaptative de la machine asynchrone double étoile.

V.1.	Introduction	51
V.2.	Commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov	52
V.2.1.	Loi de commande d'un régulateur PI-flou	52
V.2.2.	Fuzzification	52
V.2.3.	Table d'inférence	53
V.2.4.	Défuzzification	54
V.3.	Schéma de principe	54
V.4.	Détermination des gains d'un régulateur PI-flou	55

V.4.1.	Etude du mécanisme d'adaptation	55
V.5.	Analyse de la stabilité de la commande proposée	56
V.5.1.	Fonction de Lyapunov candidate	56
V.5.2.	Application à la machine asynchrone double étoile	57
V.6.	Résultats de simulation	58
V.6.1.	Démarrage à vide et puis d'une application couple de charge	58
V.6.2.	Inversion du sens de rotation	61
V.6.3.	Robustesse vis-à-vis de la variation de moment d'inertie	63
V.6.4.	Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique	65
V.6.5.	Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inductance rotorique	67
V.7.	Conclusion	69
	Conclusion générale	
	Annexe	
	Références bibliographiques	

Introduction générale

Introduction Générale

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc. ...), génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale.

Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution.

Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation.

De façon générale, H.Toliat confirme dans [1] que les machines polyphasées peuvent présenter un meilleur couple massique que celui des machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales.

Les machines multi-phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels les compresseurs, les moulins du ciment, etc. [2], [3], [4] .

Dans le domaine de la commande, différentes approches sont utilisées. Ces techniques sont relativement nouvelles dans la communauté électrotechnique. il est possible de choisir des structures de commande beaucoup plus évoluée à la MASDE permettra d'obtenir des

performances équivalentes à celles de la machine à courant continu. Il s'agit des commandes par mode de glissement, hybride (Floue-Glissant) ainsi que la commande Adaptative –Floue.

OBJECTIFS DE LA THESE

L'objectif principal de cette thèse est l'étude d'une commande glissant-floue qui sera appliquée à une machine asynchrone double étoile. Après une étude détaillée de cette technique, quelques aspects améliorables sont apparus, liés principalement à l'erreur statique et au temps de réponse de la vitesse de la MASDE qui provoque la rapidité et la bonne poursuite de la consigne de vitesse.

Partant de là, une nouvelle stratégie de commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov à 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 quelque soit les variations paramétriques.

La modélisation et la commande de la MASDE constituent les cinq chapitres de cette thèse.

Le premier chapitre fait l'objet d'un état de l'art sur la commande de la MASDE, basée sur les nouvelles techniques les plus couramment rencontrées dans la littérature.

Le second chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Après une représentation de la machine et son un modèle triphasé, un modèle biphasé basé sur la transformation de Park est développé. Aussi l'alimentation de la machine par des onduleurs de tension est présentée. Les résultats de simulation obtenus sont affichés et commentés.

Le troisième chapitre présente la commande par mode de glissement de la MASDE. Dans ce cadre, un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes VSS est présenté. Par la suite, la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes est abordée. A travers l'application de cette commande les résultats de simulation sont exposés et interprétés.

Le quatrième chapitre est dédié à la commande hybride : flou-glissant de la MASDE. Initialement un aperçu sur la commande floue est donné. L'application de cette commande hybride et les tests montrent bien son insensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures.

Le cinquième chapitre concerne l'application de la commande floue-adaptative à la MASDE. Après avoir abordé le principe de la stabilité basé sur la fonction de Liapounov, modélisé et simulé le système, les performances de ce type de commande sont présentées et commentées.

Le travail est clôturé par une conclusion générale et l'exposition de quelques perspectives de recherche.

Chapitre I

État de l'art

Etat de l'art

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art de la contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant, en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude. A chaque fois, nous tacherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé et quelle a été sa thématique de recherche.

Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, de faible maintenance, de robustesse, de diversité des machines électriques, de flexibilité de la commande et de leurs capacités d'évolution.

Dans les articles [5],[6],[7]. les auteurs explorent le sujet de la machine asynchrone double étoile ou ils développent un modèle mathématique d'une machine asynchrone hexaphasée double étoile et une commande vectorielle associée s'appuyant sur une décomposition d'un espace de dimension 6 en trois sous espaces propres orthogonaux, ne tenant pas compte des harmoniques d'espace. Les auteurs en déduisent que le couple de la machine asynchrone double étoile est uniquement du aux interactions flux/courant dans un plan classiquement appelé (d,q) comme c'est le cas pour les machines triphasées .

Dans [8], [9] l'auteur présente un algorithme de commande par mode glissant d'une machine asynchrone double étoile. Cette technique a été utilisée pour l'entraînement à vitesse variable. La commande ainsi construite permet d'assurer en plus de bonnes performances de poursuite ,une dynamique rapide et un temps de réponse court .Cependant, cette loi de commande représente quelques inconvénients qui peuvent être résumés en trois points. Le premier réside dans la

nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état et les bornes supérieures des incertitudes des surfaces de glissement et des perturbations de la charge. Le second inconvénient réside dans le phénomène de poursuite en cas d'application d'un couple de charge ; cette situation permet d'avoir une erreur statique au niveau de la réponse de la vitesse. Le troisième inconvénient réside dans l'utilisation de la fonction de commutation dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement. Ceci donne lieu au phénomène de broutement qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande.

Les documents [10,17] proposent une solution aux problèmes de poursuite de trajectoire et de broutement en utilisant un régulateur plus robuste de type adaptatif . Dans ce contexte, plusieurs commandes adaptatives sont présentées dans la littérature ou l'adaptation est assurée soit par un système flou, soit par les réseaux de neurones.

Dans [12] les auteurs combinent les meilleures performances d'auto-organisation d'un régulateur flou avec la technique mode glissant pour augmenter la rapidité et assurer la précision de la commande, d'un système non linéaire. Le contrôle par mode glissant assure la convergence de la commande à travers la compensation de l'erreur.

Dans [14],l'auteur utilise la logique floue pour ajuster la surface de glissement d'un régulateur par mode glissant.

Dans [16] et [17] les auteurs proposent une estimation et une adaptation d'un gain glissant par un mécanisme flou.

Dans [18],[16], [19], l'auteur propose un mécanisme flou pour l'adaptation d'un gain glissant. Ce gain est ajusté en temps réel via la variation de l'erreur et de sa dérivée dans lequel l'erreur statique de vitesse est réduite, et le temps de réponse augmente.

Dans [16],[19], les auteurs tentent de donner une certaine robustesse vis a vis de ces problèmes en modifiant la loi d'adaptation. Les résultats obtenus en simulation montrent que les performances sont nettement meilleures que celui obtenu avec un mode glissant à gain fixé.

La logique floue a connu un réel succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande des machines asynchrone double étoile. Des applications utilisant les systèmes flous ont été développées dans [20].

Dans L'étude de stabilité, l'analyse rigoureuse de stabilité n'est souvent pas possible dans les cas pratiques. Elle va, de plus, à l'encontre du principal avantage de l'approche floue; c'est-à-dire son utilisation pour les systèmes qui sont difficilement modélisables.

Dans [21], L'auteur présente une analyse de stabilité appliquant la théorie de l'hype-stabilité d'un système mono-entrée mono-sortie à paramètres constants. Ce qui n'est bien sur pas le cas de nombreux systèmes.

Dans les références [21] et [22], les auteurs utilisent le critère de Popov pour leurs études de stabilité. Celui-ci permet de donner une condition suffisante de stabilité pour des boucles de régulation ayant un élément non-linéaire. En fait, cela revient à trouver une droite qui majore la courbe non-linéaire caractéristique du régulateur mono-entrée. Dans le cas d'un régulateur à deux entrées, on assimile alors le contrôleur flou à un régulateur PI classique.

On trouve dans [23], une proposition pour l'adaptation des règles floues automatiquement, cette méthode garantit la stabilité de contrôle et les règles sont dérivées sur la base de la théorie de Lyapunov.

Conclusions sur l'état de l'art

A travers cet état de l'art, nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la commande de la machine asynchrone par mode glissant en utilisant la logique floue. La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour ces techniques de commande dans divers champs d'applications.

Chapitre II

***Modélisation de l'association onduleur-machine
asynchrone double étoile***

Modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone double étoile.

II.1.Introduction

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste ; peu coûteuse et de construction simple, Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile. Cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tension. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en courant par hystérésis. Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone double étoile à son alimentation.

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

La machine à étudier est de type asynchrone. Elle est formée d'un stator constitué deux enroulements triphasés montés en étoile décalés d'un angle électrique α . Ce dernier est égal à 30° . Le rotor est formé soit d'un enroulement triphasé court-circuité, soit d'une cage d'écureuil. Il est modélisé par un enroulement triphasé court-circuité. La machine est représentée par la figure (II.1), [24], [25], [8], [4], [26], [27].

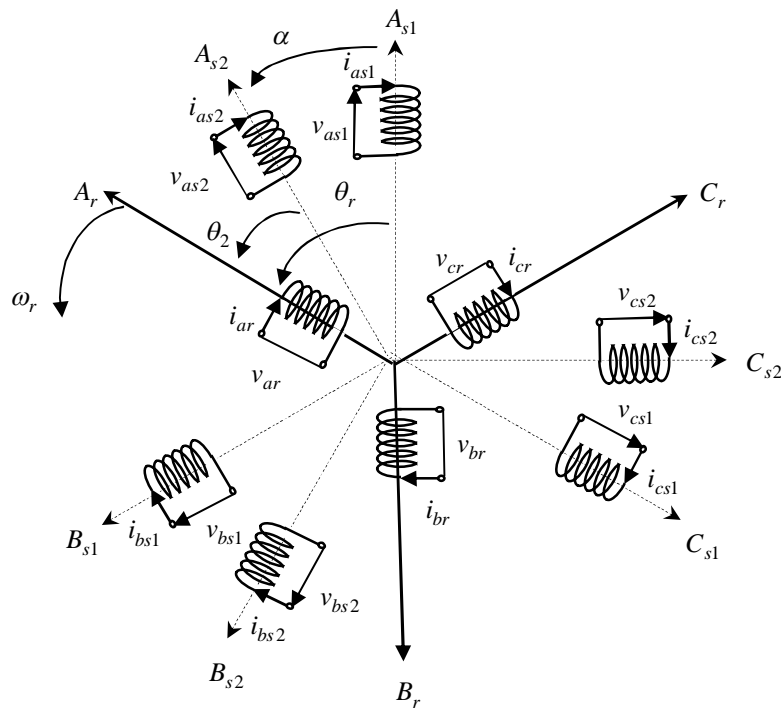


Figure. (II.1) : Représentation schématique d'une machine double étoile à induction.

Telle que :

$A_{s1}, A_{s2}, B_{s1}, B_{s2}, C_{s1}, C_{s2}$: Correspondent aux trois phases du étoile (s1) et étoile(s2).

A_r, B_r, C_r : Correspondent aux trois phases du rotor.

L'angle de décalage entre les deux étoiles est α ; θ_r exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}). θ_2 La position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_2 = \theta_r - \alpha \tag{II.1}$$

II .3. Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. de ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dont le but d'établir un modèle simple, [28] ,[29] [27]

- La machine est de constitution symétrique .
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température [28].
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propre et mutuelles stator-stator ou rotor –rotor sont constantes et les inductances mutuelles stator-rotor sont des fonctions sinusoïdale de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

II.4. Équations électriques de la machine

En considérant les six phases réparties sur le stator en deux enroulements triphasés décalés de (α) , on peut écrire les équations électriques de la MASDE sous la forme matricielle [29], [28]. La machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes [29] .

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \quad (\text{II.2})$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \quad (\text{II.3})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (\text{II.4})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux de stator 1 sont :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux de stator 2 sont :

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$[R_{s1}]$, $[R_{s2}]$ et $[R_r]$ sont respectivement matrices des résistances statorique (stator1 et stator2) et résistances rotorique.

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$: La matrice identité d'ordre 3.

R_{s1} , R_{s2} et R_r sont respectivement la résistance d'une phase statorique stator1 et stator2 et la résistance d'une phase rotorique.

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned} [\phi_{s1}] &= [L_{s1,s1}] [I_{s1}] + [M_{s1,s2}] [I_{s2}] + [M_{s1,r}] [I_r] \\ [\phi_{s2}] &= [L_{s2,s1}] [I_{s1}] + [M_{s2,s2}] [I_{s2}] + [M_{s2,r}] [I_r] \\ [\phi_r] &= [M_{r,s1}] [I_{s1}] + [M_{r,s2}] [I_{s2}] + [L_{r,r}] [I_r] \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

II.4.1. Les inductions de la machine :

Pour calculer les inductions d'une machine, il faut évaluer le flux magnétique embrassé par les enroulements de chaque phase. Pour cela, on distingue habituellement deux parties du flux : le flux de magnétisation créé par les lignes de champ qui traversent l'entrefer, et le flux de fuite

créé par celles qui se referment dans les encoches et dans la région des têtes de bobines. On définit alors séparément les inductions de magnétisation et les inductions de fuite [29] .

L'inductance propre de magnétisation de chaque phase statorique est obtenue :

$$L_{ms} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 LR}{e} \frac{(kbsns)^2}{p^2} \quad (\text{II.10})$$

L'inductance propre de magnétisation de chaque phase rotorique est obtenue :

$$L_{mr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 LR}{e} \frac{(kbrnr)^2}{p^2} \quad (\text{II.11})$$

Si n_s et n_r désignent respectivement les nombres de spires en série de la bobine1 et de la bobine2 d'une chaque phase statorique et rotorique.

kbr , kbs sont des coefficients de bobinage statorique et rotorique.

μ_0, L, R, e désignent respectivement la perméabilité de l'air ,la longueur utile de fer , le rayon moyen d'entrefer et la largeur d'entrefer .

La valeur maximale des inductances entre les phases statoriques et les phases rotoriques sont obtenues :

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 LR}{e} \frac{(kbsns)(kbrnr)}{p^2} \quad (\text{II.12})$$

Les relations entre la valeur maximale des inductances M_{sr} et les inductances propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique sont donne par :

$$M_{sr}^2 = L_{ms} L_{mr} \quad (\text{II.13})$$

Les sous matrices des inductions dans les (II.2) sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1.s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[L_{s2.s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T, [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T, [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T. \quad (\text{II.20})$$

Avec

L_{s1} : L'inductance propre de la stator1.

L_{s2} : L'inductance propre de la stator2.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et rotor.

il est clair que l'écriture de $[V_{s1}], [V_{s2}]$ et $[V_r]$ en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème. On a recourt à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

II.5. Application de la transformation de Park à la MASDE

Ce modèle est établi en considérant la MASDE comme étant deux machines asynchrones partageants le même circuit magnétique et le même rotor. En appliquant la transformation de Park classique pour chaque étoile, on peut établir un premier modèle valable pour la simulation et la commande de la MASDE, mais il ne permet pas de séparer les variables qui contribuent à la conversion électromécanique de l'énergie de ceux qui ne participent pas à la conversion de l'énergie [27] .

Quel que soit le type de machine et quelque soit les enroulements disposés au rotor , les relations entre le flux et le courant font intervenir l'angle qui caractérise la position instantanée du rotor par rapport au stator . Suivant les équations décrites ci-dessus , la variation des inductances en fonction de la vitesse de rotation présente un problème de non linéarités , compte tenu des hypothèses simplificatrices citées précédemment , l'angle intervient par son premier harmonique seulement ; toutefois ,il serait possible de simplifier plus la formulation , de façon à s'affranchir de cette complication .

En utilisant un changement de variables connu sous la nom de transformation de Park , cette technique consiste à exprimer les enroulements réels dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires (od ,et oq) , od étant caractérisé par la variable angulaire (θ) qu'elle fait avec l'axe de phase A , et oq étant disposé quadratiquement en arrière , cette transformation est définie par la matrice de Park ,[30],[31].

- Pour l'étoile 1, on remplace (θ) par (θ_r):

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

- Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace dans (I.21) et (θ) par $(\theta_r - \alpha)$ et puis $(\theta_{gl} = \theta_s - \theta_r)$
- Les composantes relatives et réelles sont liées par :

$$[x_{dq0}] = [p(\theta)] [x_{ABC}] \quad (\text{II.22})$$

Avec la composante homopolaire nulle et après développement des calculs.

II.6. Modèle de la MASDE dans le référentiel de Park

L'application de la transformation de Park au modèle de la machine asynchrone double étoile conduit à des équations exprimées dans un repère lié au champ tournant (d, q) [28], [26],[4],[8],[32]:

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= R_{s1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_s \phi_{qs1} \\ V_{qs1} &= R_{s1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds1} \\ V_{ds2} &= R_{s2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_s \phi_{qs2} \\ V_{qs2} &= R_{s2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds2} \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Puisque le rotor tourne à la vitesse les axes (d, q) fixés sur le rotor se déplacent à la vitesse $(\omega_s - \omega_r)$ relativement au référentiel tournant synchrone on a :

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

II.6.1. Equations magnétiques :

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont données par le système d'équations suivantes :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \frac{3L_{ms} i_{ds1}}{2} + \frac{3L_{ms} i_{ds2}}{2} + \frac{3M_{sr} i_{dr}}{2} \\ \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \frac{3L_{ms} i_{qs1}}{2} + \frac{3L_{ms} i_{qs2}}{2} + \frac{3M_{sr} i_{qr}}{2} \\ \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \frac{3L_{ms} i_{ds2}}{2} + \frac{3L_{ms} i_{ds1}}{2} + \frac{3M_{sr} i_{dr}}{2} \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{aligned} \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \frac{3L_{ms}i_{qs1}}{2} + \frac{3L_{ms}i_{qs2}}{2} + \frac{3M_{sr}i_{qr}}{2} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3L_{mr}i_{dr}}{2} + \frac{3M_{sr}i_{ds1}}{2} + \frac{3M_{sr}i_{ds2}}{2} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3L_{mr}i_{qr}}{2} + \frac{3M_{sr}i_{qs1}}{2} + \frac{3M_{sr}i_{qs2}}{2} \\ \frac{3L_{ms}}{2} &= \frac{3L_{mr}}{2} = \frac{3M_{sr}}{2} = L_m \end{aligned} \tag{II.26}$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre (stator1ou stator2) et le rotor.

En posant :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}. \tag{II.27}$$

La dernière relation montre que les vitesses angulaires repérée (d, q) par rapport aux repérées statoriques et rotoriques liées rigidement à la vitesse angulaire du rotor Ω ne sont pas de grandeurs indépendantes.

II.6.2.Modèle de MADSE biphasé :

La machine biphasée sera représentée dans l'espace électrique par la figure (II.2) [28] , [7] .

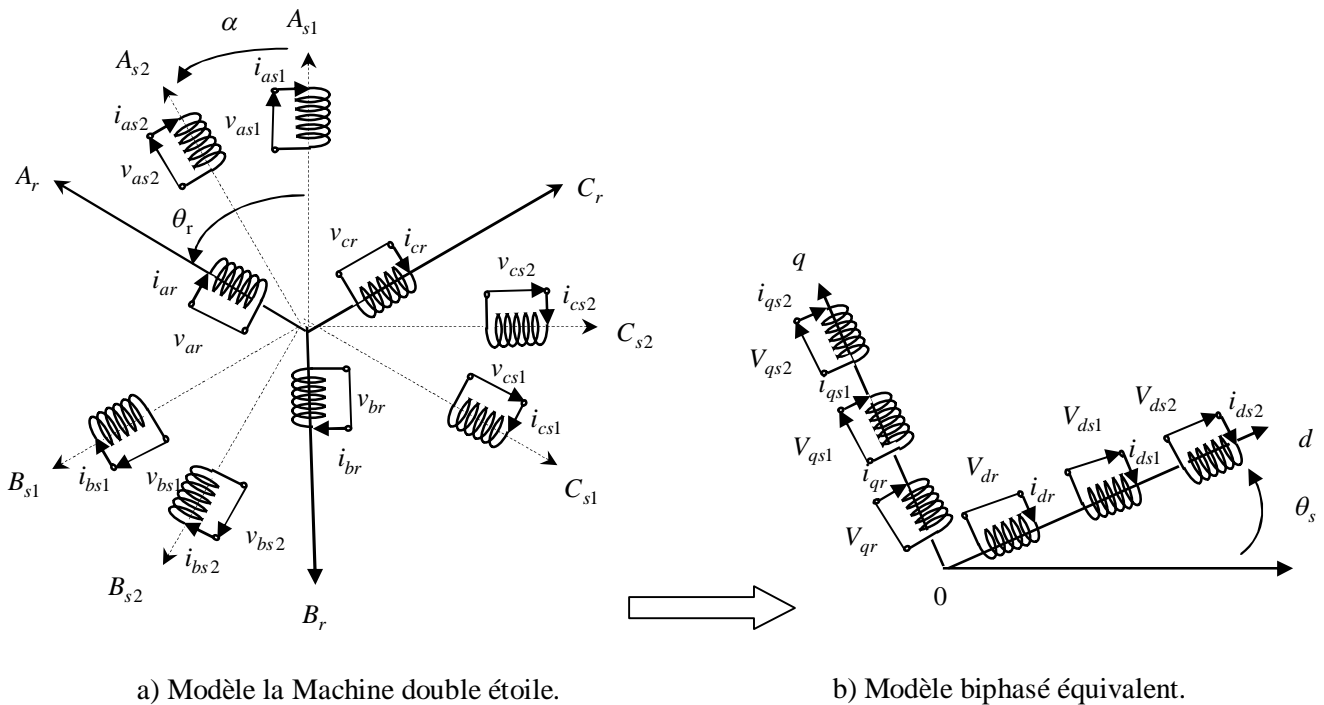


Figure (II.2) : Représentation de la MASDE et sa machine biphasée.

II.6.3. Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.28})$$

f_r : Coefficient de frottement. C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse mécanique du moteur. C_e : Le couple électromagnétique.

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique. Sur la base du développement de l'équation de la puissance instantanée, on obtient l'expression du couple électromagnétique [8],[4] .

$$C_e = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})). \quad (\text{II.29})$$

p : est le nombre de paires de pôles de la machine.

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

Le choix des sorties est d'une grande importance du fait qu'il est lié aux objectifs de commande. on désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotorique pour le modèle complet. La vitesse mécanique (Ω) est une variable d'état pour les six variables électriques. Considérons :

- les flux ($\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}$): comme de vecteur d'état.
- Les tensions ($v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}$) : comme variables de commande.

On pose $x = [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$. $u = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]$.

Alors, le modèle de la machine asynchrone double stator alimentée en tension dans un repère (dq) tournant à la vitesse synchrone ω_s .

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{ds1} + \omega_s\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{ds2} + \omega_s\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{qs1} - \omega_s\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{dr} + \omega_{gl}\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{qs2} - \omega_{gl}\phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II.30})$$

Avec

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r . \tag{II.31}$$

Avec

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} . \tag{II.32}$$

$T_{s1} = L_{s1} / R_{s1}$: Constant de temps statorique de la stator1.

$T_{s2} = L_{s2} / R_{s2}$: Constant de temps statorique de la stator2.

$T_r = L_r / R_r$: Constant de temps rotorique.

II.8.Modélisation de l'association MASDE avec onduleur de tension.

II.8.1 Introduction :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone double étoile est associée à deux onduleurs en parallèle. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine asynchrone double étoile, d'où l'importance de l'étude de l'association deux onduleurs-machine. La Fig.II. 3 illustre le schéma de principe de cette association. [32], [3], [33].

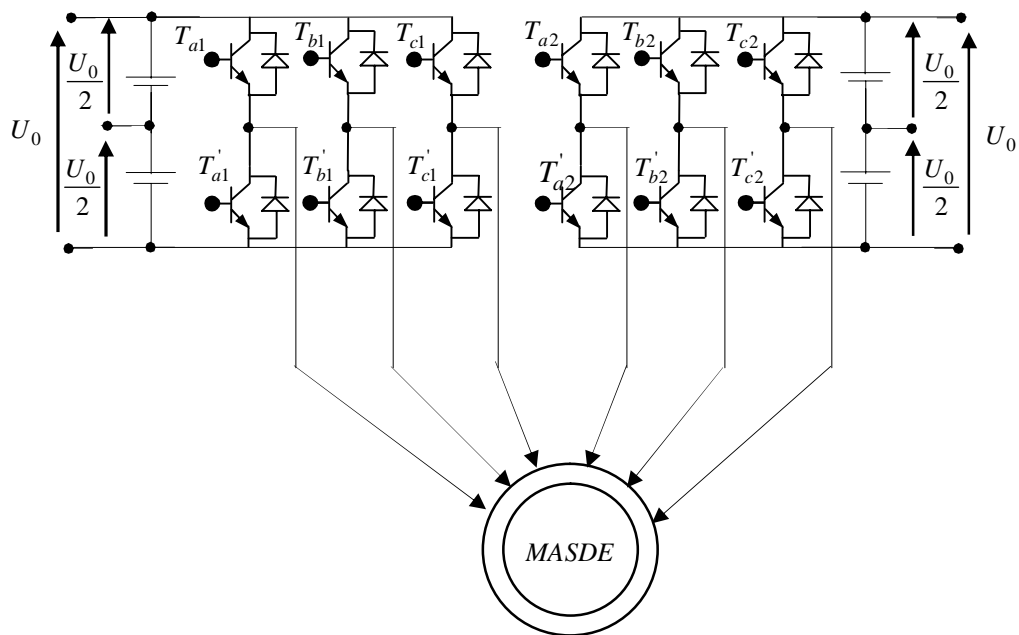
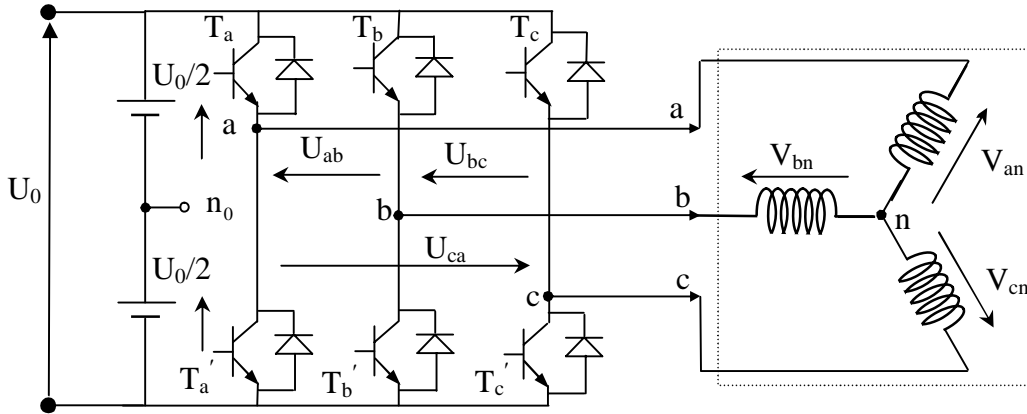


Figure.(II.3) : Schéma de l'association MASDE onduleur de tension.

II.8.2.Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure(II.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [34] ,[35], [36].



Figure(II.4) 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), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (II.33)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (II.34)$$

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 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3} [V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (\text{II.36})$$

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

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.37})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

En remplaçant (II.36) dans (II.35), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

En remplaçant (II.38) dans (II.39), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

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

II.8.3. Commande des onduleurs.

II.8.3.1 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis :

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que 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 $\Delta I < h$, [35]. 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 mesurée et le courant de référence est illustrée par la Fig. II.5 .

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 :

$$\begin{aligned}
 S_i &= -1 && \text{si } i_i \geq i_{ref} + \Delta i \\
 S_i &= 1 && \text{si } i_i \leq i_{ref} - \Delta i \\
 S_i &= S_{i-1} && \text{si } i_i = i_{ref}
 \end{aligned}
 \tag{II.41}$$

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 [37].

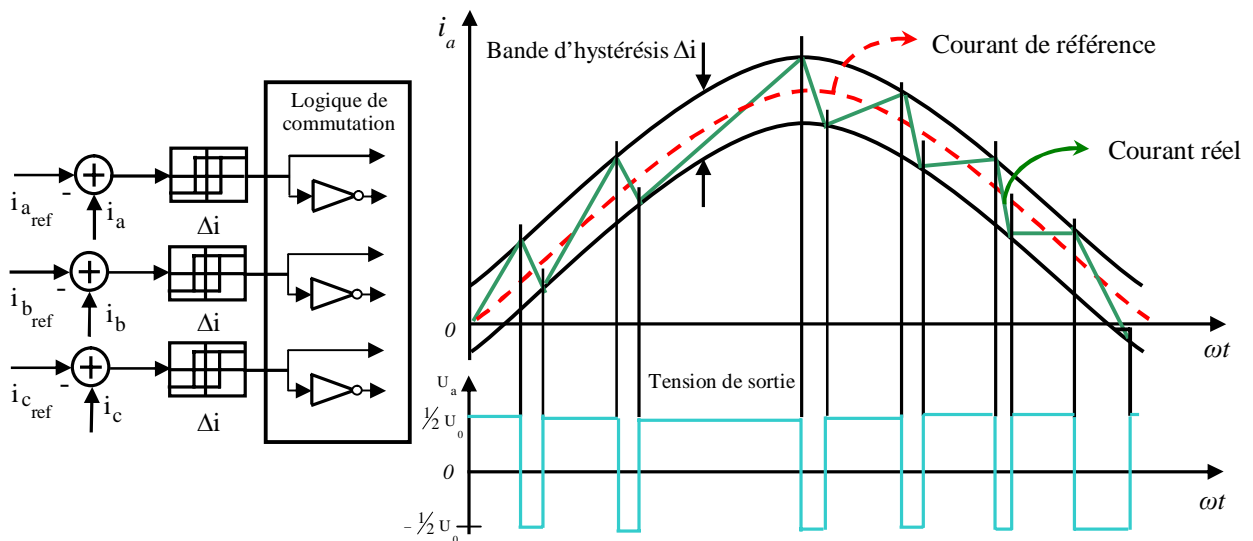


Figure.(II.5) :Illustration de la bande de courant à hystérésis.

II.9. Simulations et interprétations.

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

A partir du modèle d'état (II.30), on effectue une simulation numérique ; les grandeurs réelles sont déduites par application de la transformation inverse de park, la machine est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sas1} &= 220\sqrt{2}\sin(\omega_s t) \\ v_{sbs1} &= 220\sqrt{2}\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{scs1} &= 220\sqrt{2}\sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

La seconde étoile est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sas2} &= 220\sqrt{2}\sin(\omega_s t - \alpha) \\ v_{sbs2} &= 220\sqrt{2}\sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{scs2} &= 220\sqrt{2}\sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Le repère (d, q) est lié au champ tournant, on se contentera de présenter les courants statoriques et les flux rotoriques dans le repère (d, q) .

On effectue deux essais typiques :

- démarrage à vide de la machine asynchrone double étoile.
- démarrage à vide puis application d'une perturbation de charge nominale. la machine est couplée directement au réseau.

les résultats de simulation sont donnés par les figures (II.6) et (II.7). Le démarrage sous pleine tension permet d'avoir un établissement à $(t_s = 1s)$; d'autre part, on remarquera un fort appel des courants qui atteignent jusqu'à $(i_{as1} = 30A)$; l'introduction d'une charge nominale provoque une diminution de la vitesse qui prend en régime établi la valeur (295 rd/s) , (correspond à une erreur statique de 0.01%) qui se traduit par un glissement supplémentaire de la machine; quant au (i_{as1}) , il subit une variation remarquable .

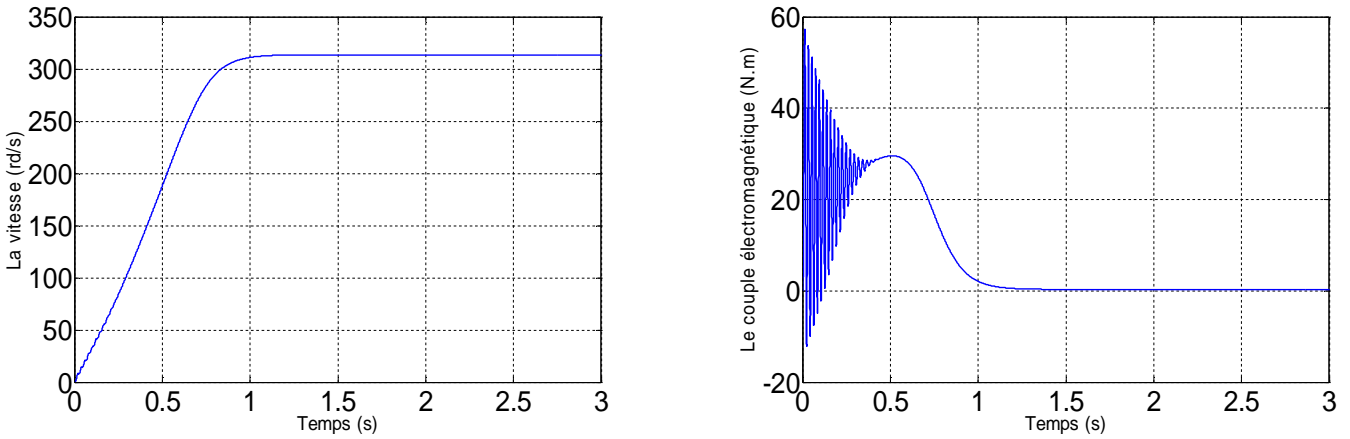


Figure (II.6.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique .

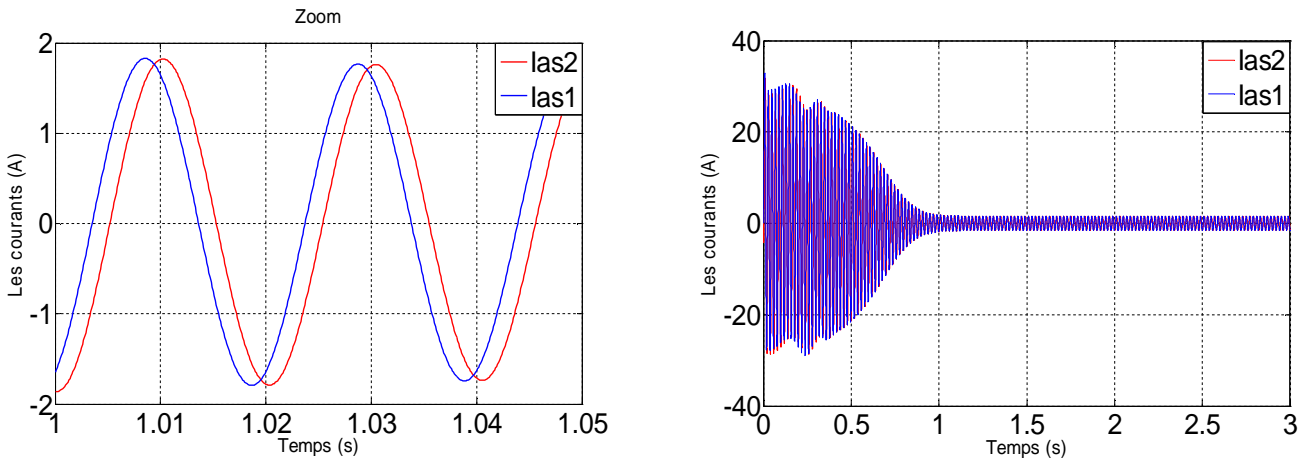


Figure (II.6.b): Réponse des composantes des courants (i_{as1}, i_{as2}).

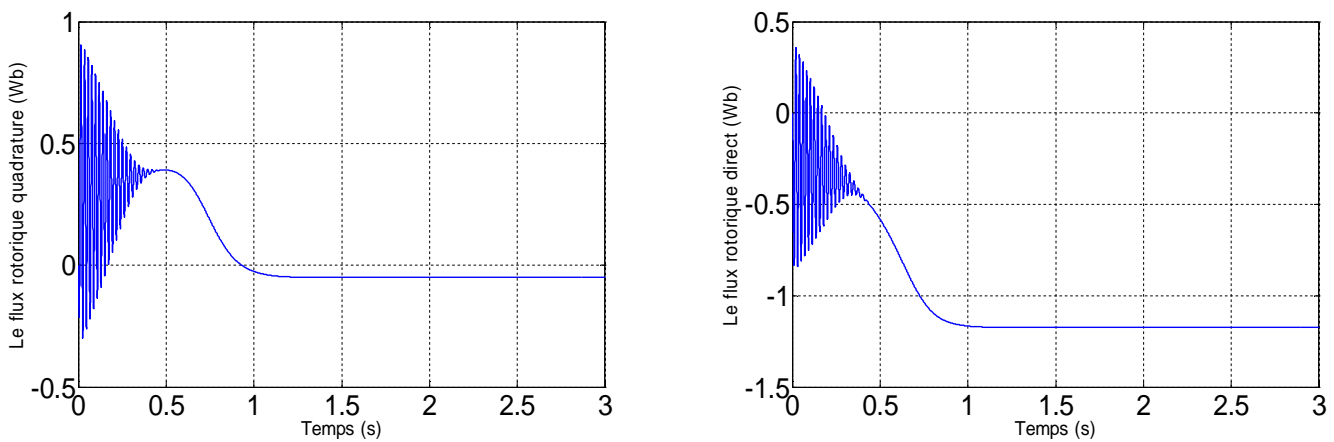


Figure (II.6.c) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (II.6): Réponse de la machine sans application de la charge ($C_r=0$).

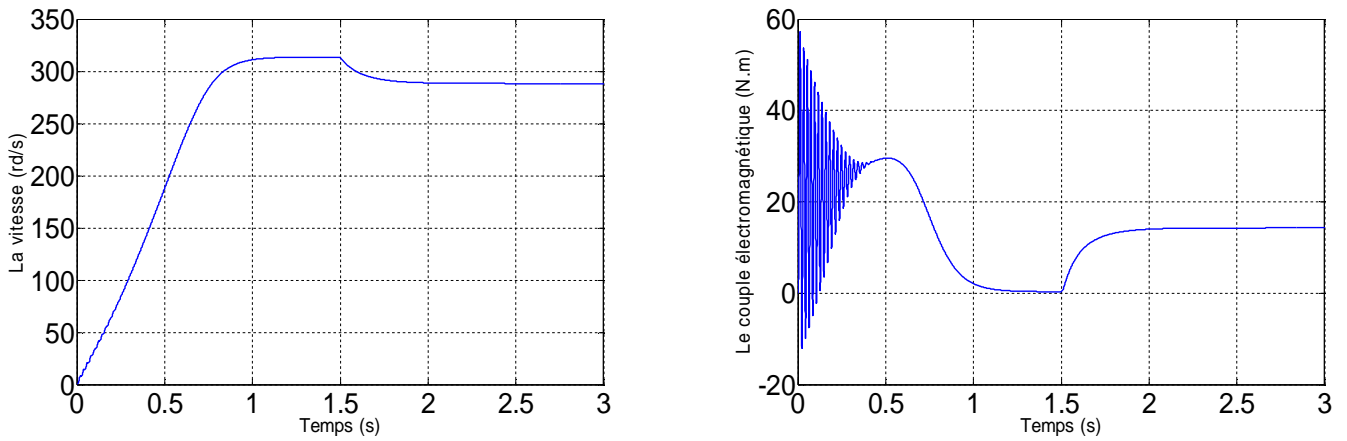


Figure (II.7.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique .

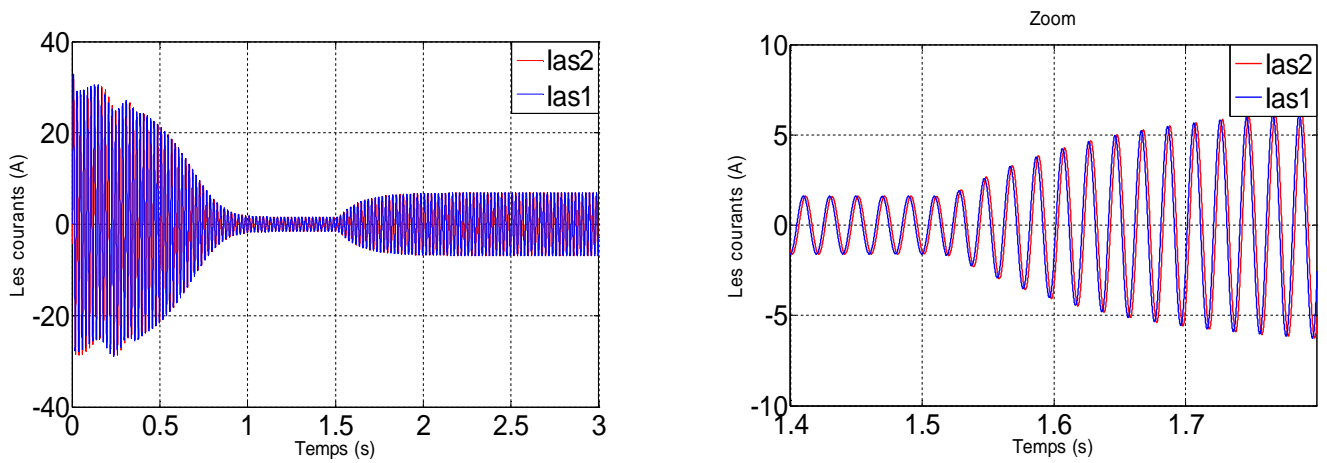


Figure (II.7.b) : Réponse des composantes des courants (i_{as1}, i_{as2}) .

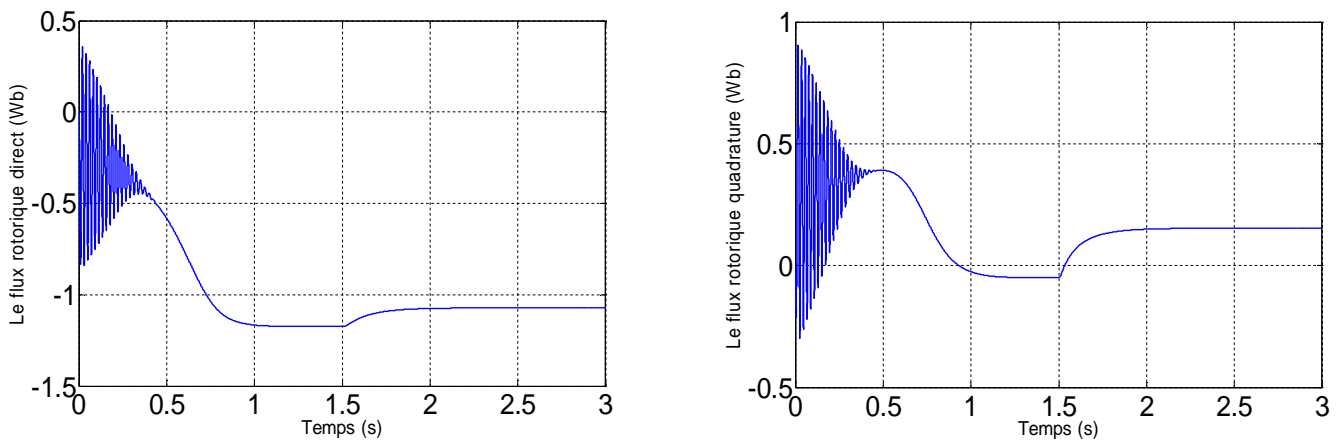


Figure (II.7.c) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (II.7): Réponse de la machine avec une application de la charge $(C_r = 14N.m)$.

II.10. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone double étoile associée à deux onduleurs de tension commandés en courant par hystérésis.

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

Pour étudier le comportement dynamique de la machine, le second chapitre sera consacré à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande par mode de glissement.

Chapitre III

***Commande par mode de glissement de la machine
asynchrone double étoile***

Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile.

III.1.Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes Linéaires à paramètres constants ; pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Dans ce cas, on doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités, [38].

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre ,d'où le phénomène de glissement,[39] , [40] .

Le présent chapitre s'articule autour :

- Bases mathématiques de la commande à structure variable ;
- Démonstration du mode de glissement ;
- Conditions d'existence du mode de glissement ;
- La commande équivalente ;
- Application de la commande vectorielle indirecte par un régulateur glissant.

Dans ce chapitre, on présente aussi la commande discontinue de base et conception des régulateurs à mode glissement et puis on illustre la commande par mode de glissement d'une

machine asynchrone double étoile à flux orienté. Finalement on présente les résultats des simulations numériques concernant les régimes de démarrage à vide et en charge.

III.2. La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile à flux orienté.

III.2.1. Introduction :

La commande vectorielle par orientation indirecte des flux rotoriques est la plus utilisée industriellement ; en effet, dans la très grande majorité des applications, le moteur asynchrone n'intègre pas de capteur de couple [34].

III.2.2. Principe de base de la commande vectorielle :

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important. Il doit être adapté à cette commande qui garantit le couplage entre le flux et le couple [36] , [41] , [42].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d, q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composants (i_{ds}) suivant le flux rotorique et (i_{qs}) en quadrature, avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée ou le découplage est naturel entre le couple et le flux [36].

Or le couple est donné par [43]:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (\text{III.1})$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe $(\phi_{dr} = \phi_r)$ et $(\phi_{qr} = 0)$ d'un repère lié au champ tournant, le couple devient [44] , [8] :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{III.2})$$

et suivant les équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{III.3})$$

Alors, dans le régime établi, on a comme pour une machine à courant continu.

- Un flux ϕ_r qui dépend de la seule composante i_{ds} , joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant.
- Un couple C_e qui à flux constant, est proportionnel à la composante i_{qs} qui joue le rôle de courant induit [45].

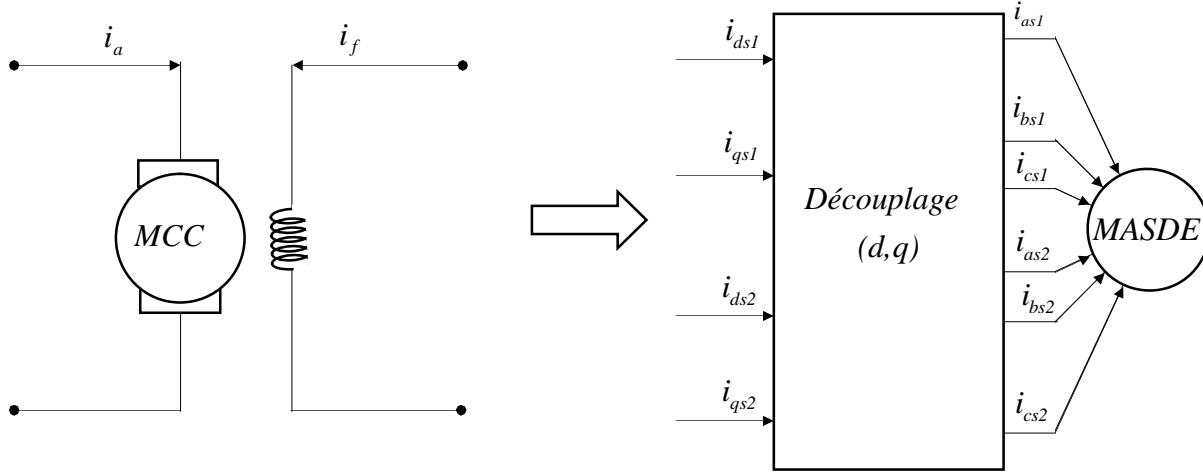


Figure (III.1): Schéma de Contrôle Vectoriel Indirect

III.2.3. Contrôle vectoriel indirect :

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique), mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor. Elle permet le contrôle de la vitesse par contre-réaction et le contrôle du module de Flux par réaction. Les équations de la machine dans le repère rotor sont données par le système d'équations suivant [43]:

$$C_{ref} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.4)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.5)$$

Dans le cas d'un fonctionnement en régime permanent, on peut supposer la variation des (ϕ_r) négligeable.

Alors, on peut écrire :

$$\phi_r = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.6)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.7)$$

On peut alors évaluer les courants $i_f = i_{ds1} + i_{ds2}$; nécessaire pour créer le flux ϕ_r et les courants $i_a = i_{qs1} + i_{qs2}$ pour produire le couple C_e [43].

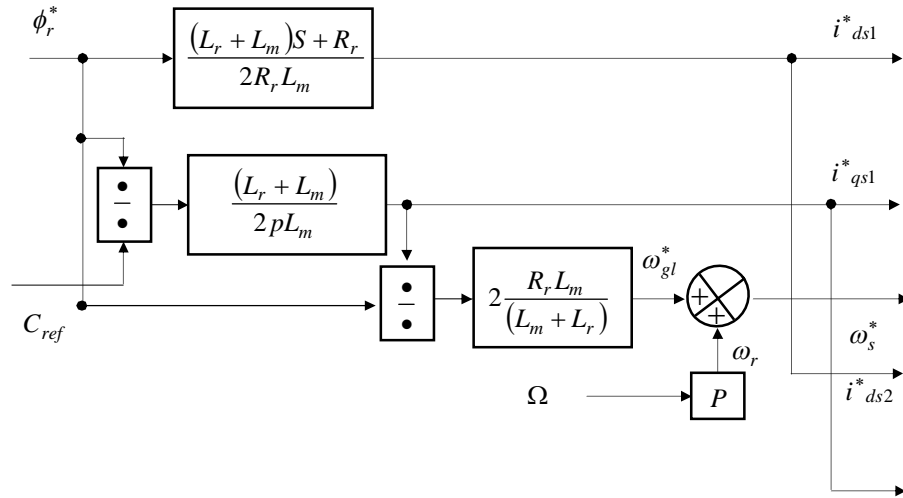


Figure (III.2) : Schéma bloc de découplage par orientation de flux. i_{qs2}^*

III.2.4. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte :

Le schéma bloc de régulation de la vitesse d'un système d'entraînement à commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est le suivant :

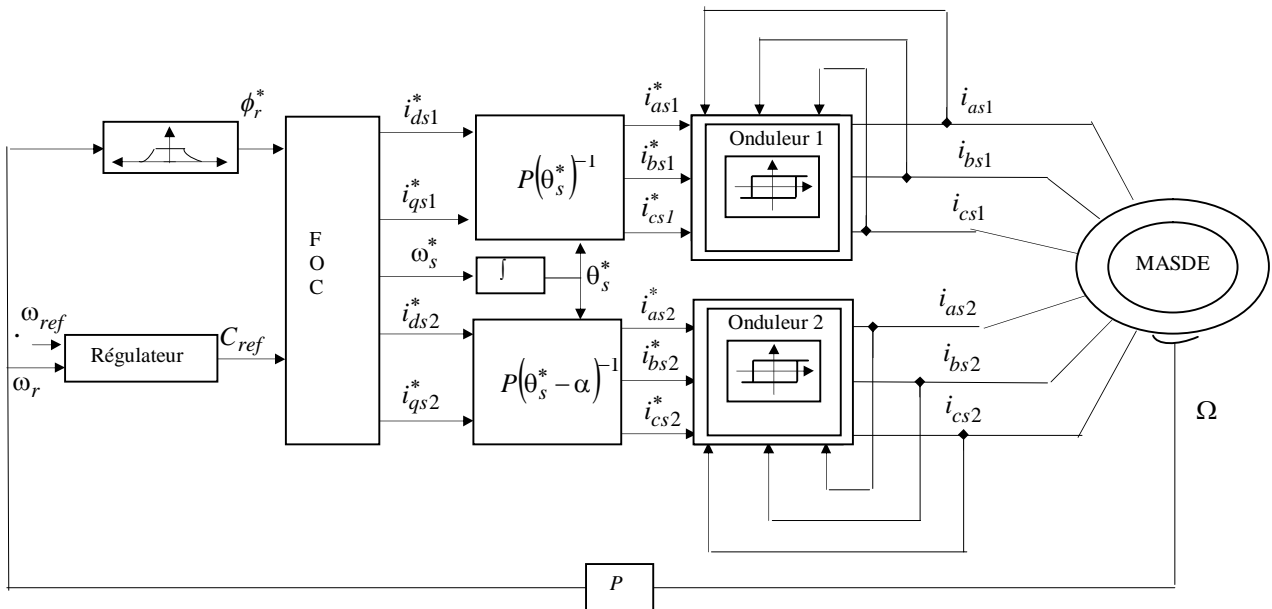


Figure (III.3): structure de réglage par un régulateur de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile.

III.4. Conception des régulateurs à structure variable

III.4.1. Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone double étoile :

- assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées ;
- assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et aux variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur ;
- limiter les amplitudes des tensions et de courants lors des régimes transitoires.

Nous avons proposé une structure de régulation de la machine asynchrone dont le but de contrôler la vitesse et le flux figure (III.3)

III.4.2. Sélection des surfaces de commutation

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à régler; le variable est la vitesse pour l'axe (q), la grandeur de sortie des boucles représente le couple de référence à appliquer à la machine.

On donne le modèle de l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (\text{III.15})$$

On a $\left(\Omega = \frac{\omega_r}{p} \right)$ avec ($p = 1$), on retrouve la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f_r \omega_r \quad (\text{III.15})$$

Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré au moteur dans le régime transitoire. Alors, pour les boucles de vitesse, les surfaces de glissement sont choisies pour assurer un temps de réponse désirée, ainsi qu'une précision des grandeurs régulées.

L'expression nécessaire pour l'application de la commande par mode de glissement :

$$s(\omega_r) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (\text{III.16})$$

L'expression de leur dérivée :

$$\frac{ds(\omega_r)}{dt} = \frac{d\omega_{ref}}{dt} - \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{III.17})$$

III.4.3. Détermination des paramètres pour la loi de commande

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant. La loi de commande est donnée par l'équation suivante :

$$C_e = C_{ref} = C_{eq} + C_n \quad (III.18)$$

Telle que :

C_e : Couple électromécanique ;

C_{ref} : Couple de référence ou de commande ;

C_{eq} : Commande équivalente ;

C_n : Relay de commutation ;

En introduisant l'équation (III.18) dans l'équation (III.15), on aura la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{eq} + C_n - C_r - f_r \omega_r \quad (III.19)$$

Dans le régime dynamique, on suppose que la perturbation externe est nulle ($C_r = 0$).

III.4.4. Commande équivalente

Durant le mode glissant et le régime permanent, on a $s(\omega_r) = 0$ et $\dot{s}(\omega_r) = 0$ et $C_n = 0$. La grandeur de commande équivalente pour cette surface de commutation est donnée par

$$C_{eq} = \frac{f_r}{p} \omega_r \quad (III.20)$$

III.4.5. Commande non linéaire de type discontinu :

Durant le mode glissant et le régime convergence, on a $C_n \neq 0$, on trouve

$$\dot{s}(\omega_r) = -\frac{p}{J} C_n \quad (III.21)$$

III.4.6. Choix de fonction de commutation

Dans ce cas, on peut choisir comme fonction de commutation la fonction Sat .

$$C_n = K \text{Sat}(s(\omega_r)) \quad (III.22)$$

La représentation de cette fonction représente suit :

$$\text{Sat}(s(\omega_r)) = \begin{cases} -1 & \text{si } s(\omega_r) < -\varepsilon \\ \frac{s(\omega_r)}{\varepsilon} & \text{si } |s(\omega_r)| < \varepsilon \\ +1 & \text{si } s(\omega_r) > +\varepsilon \end{cases}$$

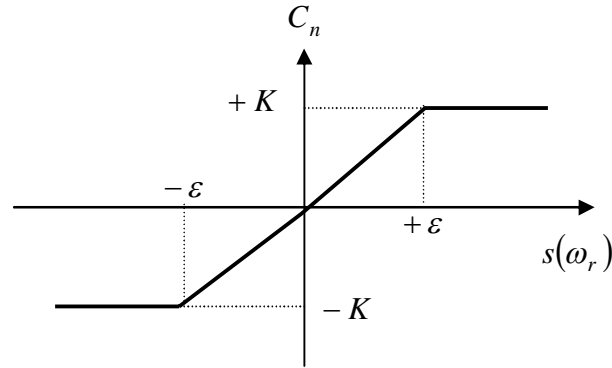


Figure (III.4): Définition de la fonction Sat.

L'inégalité est vérifiée en imposant à la surface :

$$\dot{s}(\omega_r) = -\frac{P}{J} K \text{Sat}(s(\omega_r)) \quad (\text{III.23})$$

Alors :

$$\dot{s}(\omega_r) s(\omega_r) = -s(\omega_r) \frac{P}{J} K \text{Sat}(s(\omega_r)) < 0 \quad (\text{III.24})$$

Le domaine d'existence des régimes glissants est donné par cette dernière inégalité. Celle-ci exprime le fait qu'on peut suivre importe quelle référence de vitesse. En effet, on remarque que si le constante K augmente, le temps de réponse du mode glissant augmente. La commande peut donc forcer la rapidité de réponse du MASDE .

L'expression de couple de référence est alors donnée par ($C_r = 0$) :

$$C_{ref} = K \text{Sat}(s(\omega_r)) + \frac{f_r}{p} \omega_r \quad (\text{III.25})$$

III.4.4. Choix de gain

Le gain de surface de glissement est choisi pour assurer d'un temps de réponse désirée.

$K=30$.

III.5. Résultats de simulation et interprétations

Le comportement du système global est testé par simulation numérique pour le réglage de vitesse et le contrôle du flux par mode glissant.

La figure (III.9) représente le comportement dynamique du système dans le cas du réglage de vitesse. Les performances du réglage sont très satisfaisantes. Dans la figure (III.9), une introduction

d'une perturbation est faite ; celle-ci a été rejetée par la commande; mais au prix d'une sollicitation de l'organe de commande se manifestant par l'apparition du chattering. Une inversion de vitesse de référence est effectuée à $t= 1.5$ (s). La vitesse de la machine suit la valeur de référence comme le montre la figure (III.10). Dont le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement. Nous avons introduit des variations paramétriques (rotorique).

La figure (III.11) donne le comportement du système lors du réglage de vitesse et le contrôle du flux. On peut dire que ce type de commande présente une bonne robustesse en présence des variations paramétrique et des perturbations.

III.5.1. Démarrage à vide et puis d'une application couple de charge :

Afin d'illustrer les performances statique et dynamique, une commande vectorielle avec un régulateur glissant, On a introduit à simuler les régimes transitoires suivants : démarrage à vide avec une vitesse de consigne de $100(rd / s)$, en appliquant en suite un couple de charge $C_r = 14N.m$ à $t = 1(s)$.

La figure (III.5) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à $t = 1(s)$. Cette figure représente les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse. On peut noter les remarques suivantes :

- la figure (III.5.a) montre les performances de régulation; on note une nette amélioration en régime dynamique. En effet la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de $t = 0.26(s)$.
- la composante directe de flux rotorique marque un pic de $\phi_{dr} = 1.7(Wb)$ puis se stabilise à sa valeur de référence $\phi_{dr} = 1(Wb)$, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de $\phi_{qr} = 0.9(Wb)$ puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique .

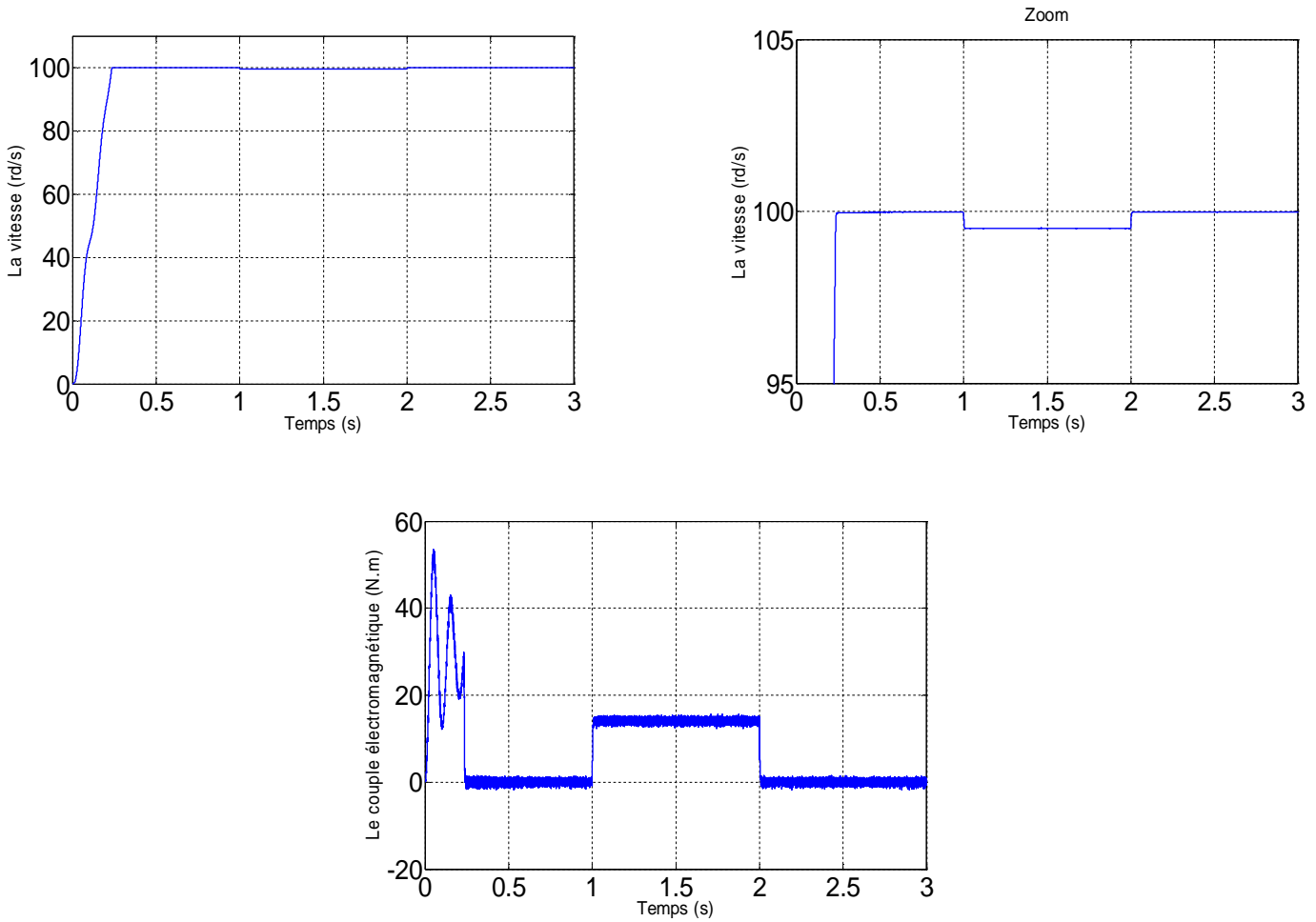


Figure (III.5.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

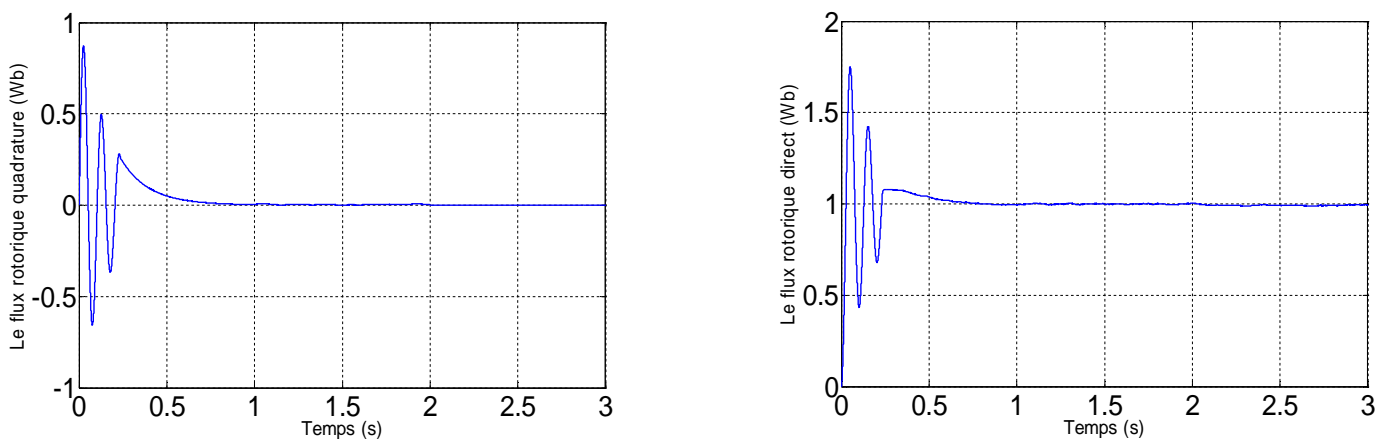


Figure (III.5.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.5) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de l'introduction d'un couple de charge de ($C_r = 14N.m$) à l'instant $t = 1(s)$.

III.5.2. Inversion du 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 $100(\text{rd}/s)$ à $-100(\text{rd}/s)$. On constate d'après la Figure(III.6) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à de larges variations de la vitesse.

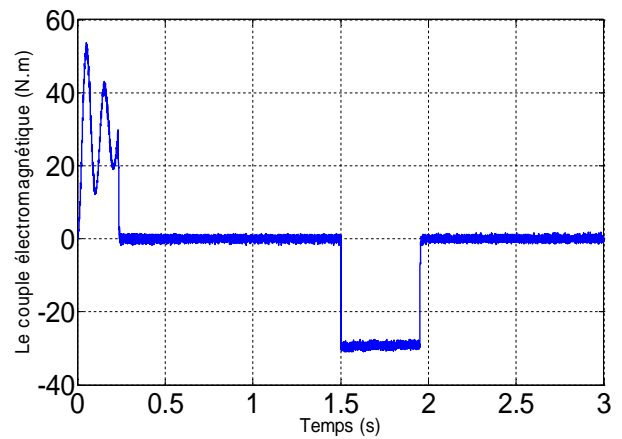
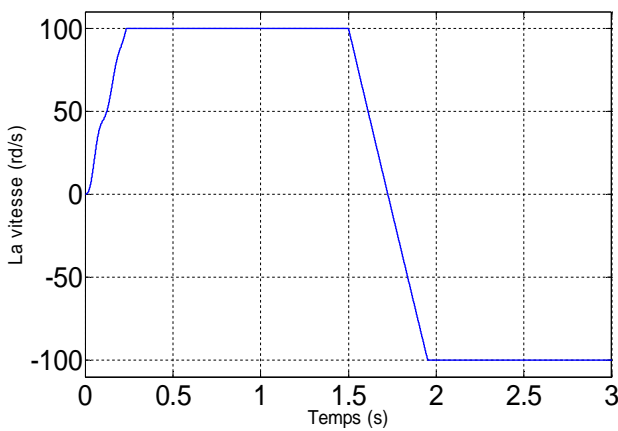


Figure (III.6.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

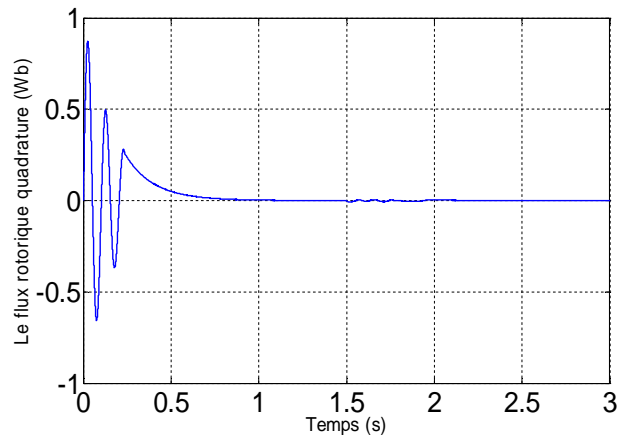
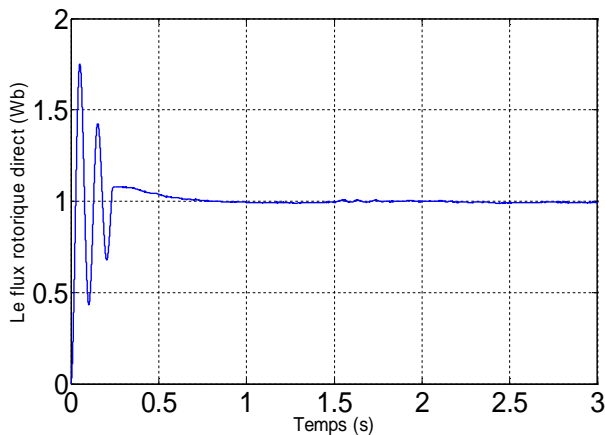


Figure (III.6.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.6) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors d'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 1.5(s)$.

III.5.3. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique :

Nous avons procédé à une variation de la résistance rotorique de 50% à 150% de sa valeur nominale. Les grandeurs étudiées sont respectivement : le couple de charge et la vitesse de la machine, le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique et les courants statorique de la phase une de chaque étoile de la machine.

La figure (III.7) montre la variation de la vitesse réelle de la machine pour différentes valeur de la résistance rotorique.

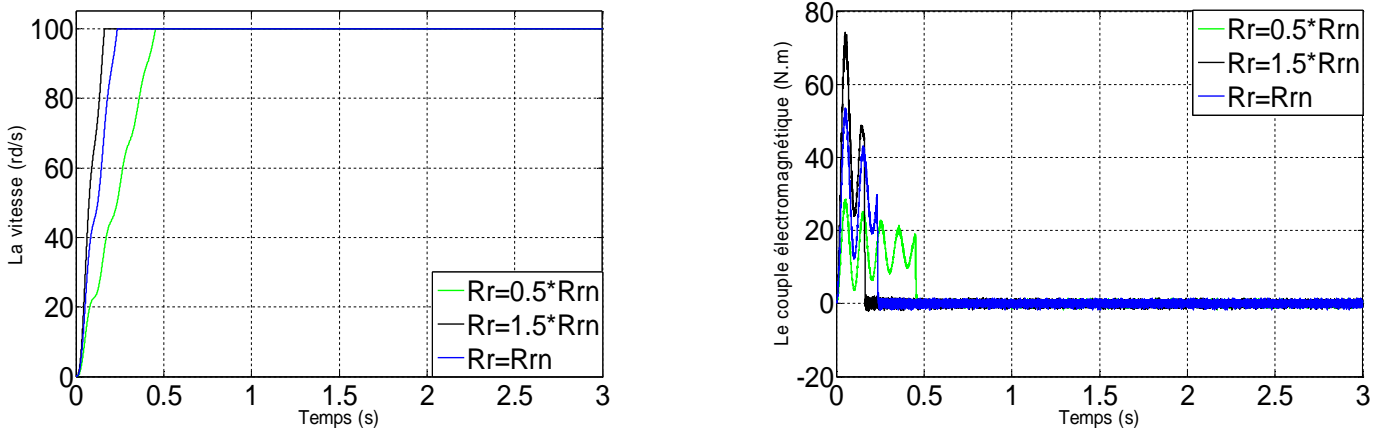


Figure (III.7.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

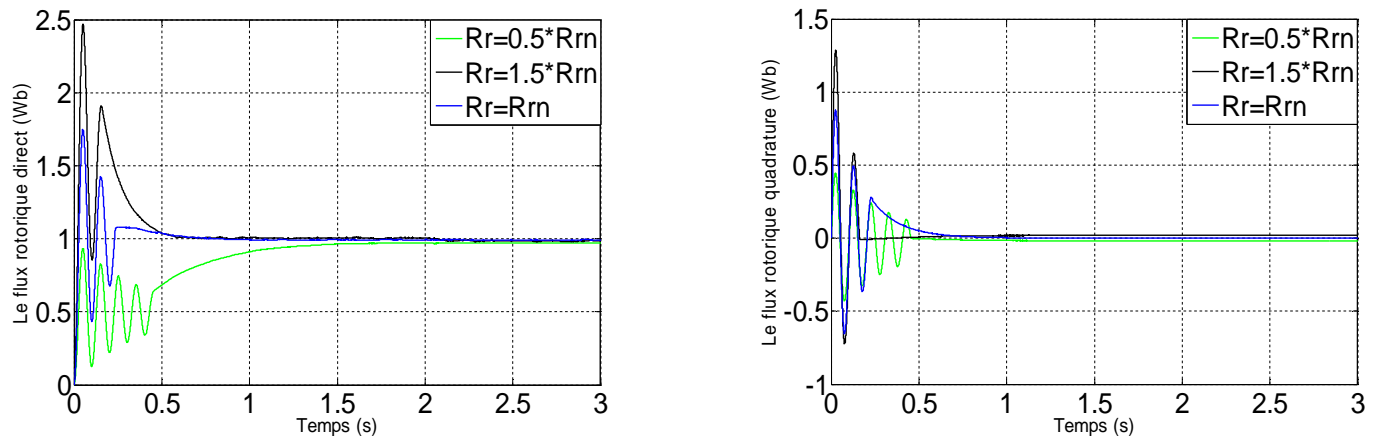


Figure (III.7.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.7) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de la résistance rotorique R_r .

III .5.5. Robustesse vis à vis de la variation de moment d'inertie :

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de 50% à 150% de sa valeur nominale. Les grandeurs étudiées sont respectivement : le couple de charge et la vitesse de la machine, le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique de la machine.

La figure (III.8) montre la variation de la vitesse réelle de la machine pour différentes valeurs du moment d'inertie.

La régulation de la vitesse de la machine est affectée par la variation de la valeur du moment d'inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d'inertie, la réponse de la vitesse est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d'inertie, supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse. Toutes ces réactions sont dues aux performances de la régulation de la vitesse. La figure (III.8.a) présentant les variations des la vitesse et du couple électromagnétique, ainsi que les composantes d et q du flux rotorique illustre bien la bonne magnétisation de la machine par le stator ainsi que l'orientation de flux rotorique suivant l'axe direct.

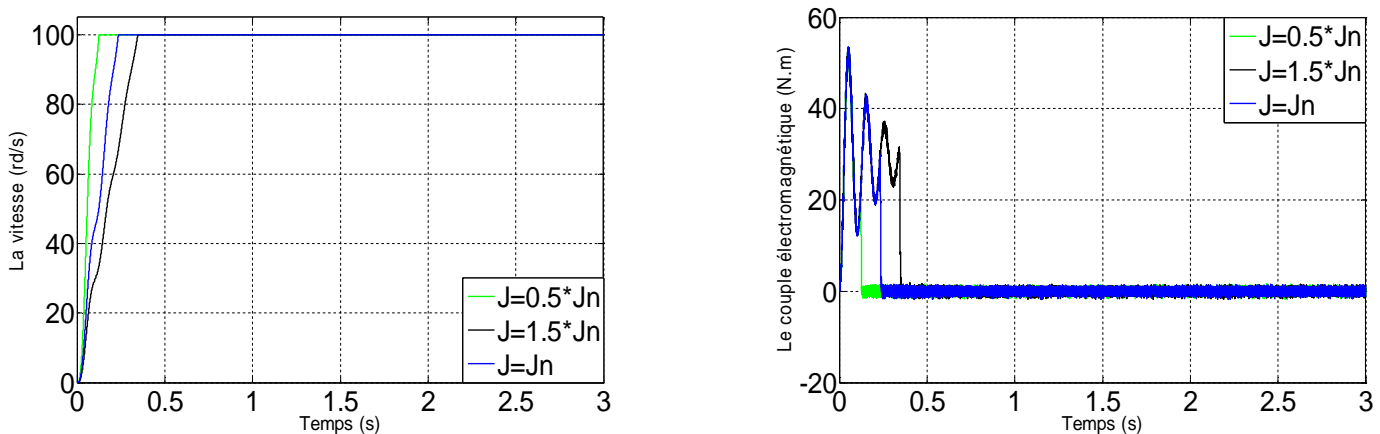


Figure (III.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

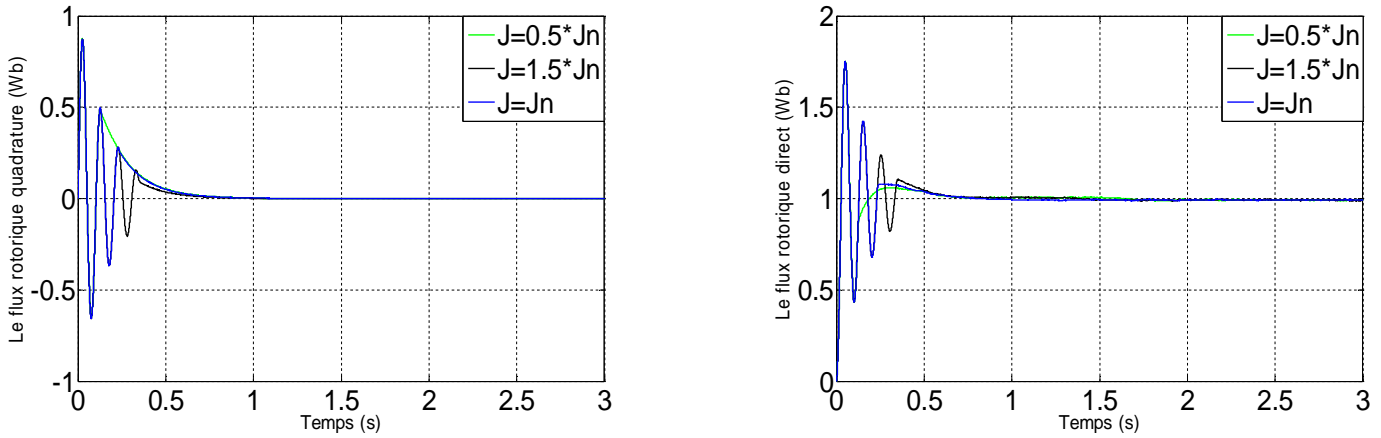


Figure (III.8.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.8): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation du moment d’inertie J .

III.5.6. Robustesse vis à vis la variation de l’inductance rotorique :

La figure (III.9) présente les allures de la vitesse nominale de rotation de la machine, le couple électromagnétique, les flux rotoriques et les courants statorique, durant la période 3s.

Les points de fonctionnement correspondant à une variation entre 50% à 150% de la valeur nominale de l’inductance rotorique avec application d’un couple de charge nominale sont représenté par la la figure (III.9.a).

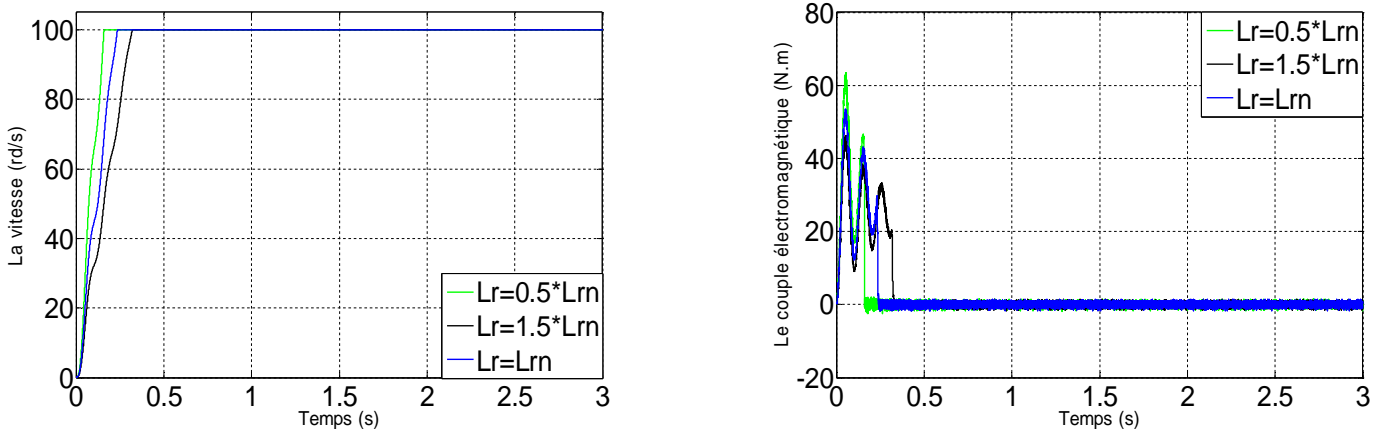


Figure (III.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

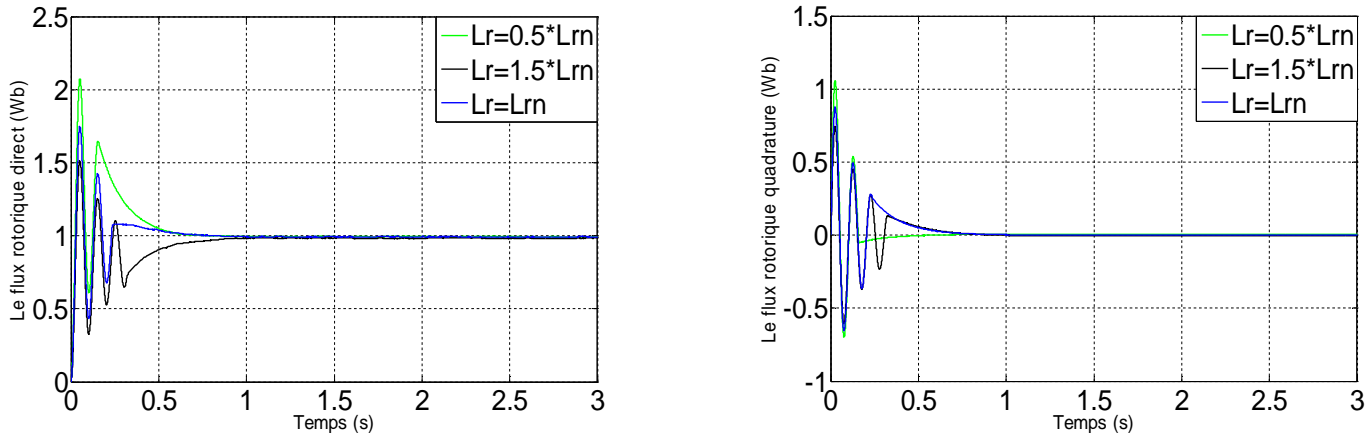


Figure (III.9.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

Figure (III.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de l'inductance rotorique L_r .

III.6. Conclusion

Cette partie a été consacrée à la commande de la machine asynchrone double étoile par mode glissant. Les résultats de simulations ont montré les potentialités de cette stratégie de commande.

On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation. Elle permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour conforter les effets extérieurs et la robustesse qu'elle présente vis-à-vis des variations paramétriques. Malheureusement, elle sollicite d'une erreur statique au niveau de la réponse de vitesse.

Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier au phénomène du temps de réponse et la minimisation de l'erreur statique de manière à augmenter la robustesse de commande.

Dans le chapitre suivant, une autre approche du réglage sera évoquée. L'intérêt de celle-ci permet d'éliminer l'erreur statique au niveau de vitesse et de réduire le temps de réponse.

Chapitre IV

***Commande floue-glissant de la machine asynchrone
double étoile***

Commande floue-glissant de la machine asynchrone double étoile.

IV. 1.Introduction :

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande [46],[47],[48],[49], elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont :

- Le non nécessite d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus [50], [51], [52], [53], [54] ;
- L'utilisation de connaissance [55] ;
- La simplicité de définition et de conception [22] ;
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire [56],[57],[58] ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance [56] ;

La théorie de la logique floue est apparue dans les années 40 avec les premières approches au concept de l'incertitude. Elle permet d'utiliser des connaissances incertaines et imprécises en simulant le raisonnement humain dans la prise de décision .L.A.Zadeh est à notre connaissance le premier à proposer la logique floue en 1965[59], comme un moyen adapté de commander un processus complexe à partir de son expertise et propose la formalisation des règles flous "si-Alors " [60]. En 1974, Mamdani concrétise pour la première fois cette méthode pour réaliser une commande floue dans une application industrielle[22], [61]. La commande floue se développe en Europe entre 1975 et1980. La décennie suivante, de nombreux travaux de recherche japonais sont produits comme ceux de Sugeno [62].

Les avantages de la commande floue sont nombreux : facilité de mise au point du contrôleur, robustesse, possibilités de s'adapter aux problèmes multivariables complexes et de s'affranchir d'un modèle de la structure.Actuellement, il n'existe pas de procédure systématique disponible

permettant de savoir quel type de commande floue à utiliser suivant les caractéristiques d'un système (PI et PID et P floue) [34].

Dans ce chapitre, on présente la base de la théorie de la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur glissant-flou proposé, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile à flux orienté. On présente aussi les résultats de simulation numérique concernant les régimes : démarrage à vide, introduction d'un couple de charge, inversion de la vitesse de rotation et les tests de robustesse.

IV.2.Conception d'une commande floue-glissant :

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en flou-glissant. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur par mode de glissement à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi, [63], [64], [65], voir figure (IV.1)

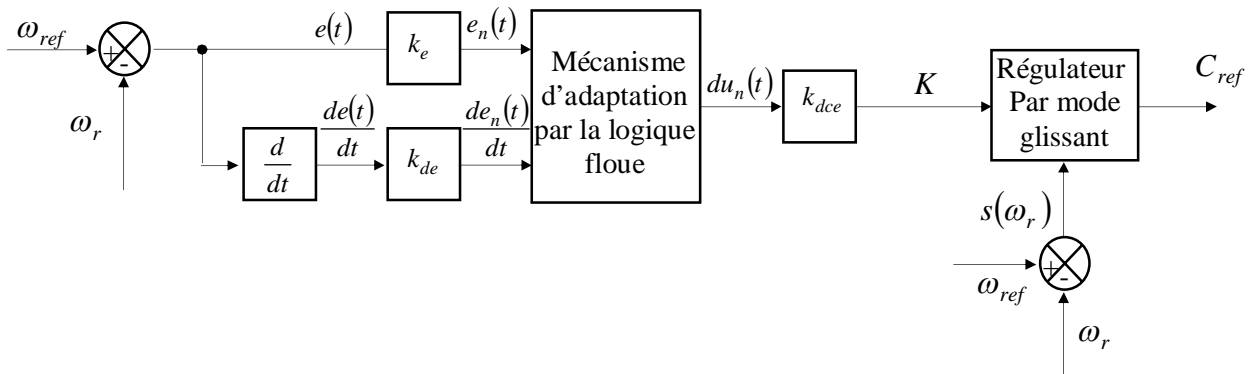


Figure (IV.1): Architecture d'une commande floue-glissant

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées $e(t)$ et $\dot{e}(t)$ et l'inférence des règles floues.

En général, $e(t)$ représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne [66],

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \tag{IV.1}$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne [66],[67].

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e} \tag{IV.2}$$

T_e : Étant la période d'échantillonnage.

IV.2.1. Fuzzification :

La Fuzzification est liée au caractère vague et à l'imprécision dans un langage naturel. Le traitement de données dans un contrôleur flou est basé sur la théorie des ensembles flous ; ceci nécessite donc une Fuzzification. Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépasser dans ce cas. A titre d'exemple, prenons comme entrées du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation d'une machine :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \quad (IV.3)$$

Le dérivé de l'erreur de vitesse notée $\frac{de(t)}{dt}$ est approché par :

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e} \quad (IV.4)$$

T_e : Étant la période d'échantillonnage.

IV.2.2. Defuzzification :

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité [68], [69].

Dans [22], une analyse détaillée de plusieurs stratégies de Defuzzification est présentée. La méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

La variation du couple électromagnétique de référence (du_n) [70], [71].

$$du_n(t) = \frac{\sum_{j=1}^{25} \mu(e_n(t)) \mu\left(\frac{de_n(t)}{dt}\right) C_j S_j}{\sum_{j=1}^{25} \mu(e_n(t)) \mu\left(\frac{de_n(t)}{dt}\right) S_j} \quad (IV.5)$$

IV.2.3. Choix des fonctions d'appartenances :

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [57],[69].

La figure (IV.2) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées $e_n(t)$, $\frac{de_n(t)}{dt}$, et $du_n(t)$ Respectivement .

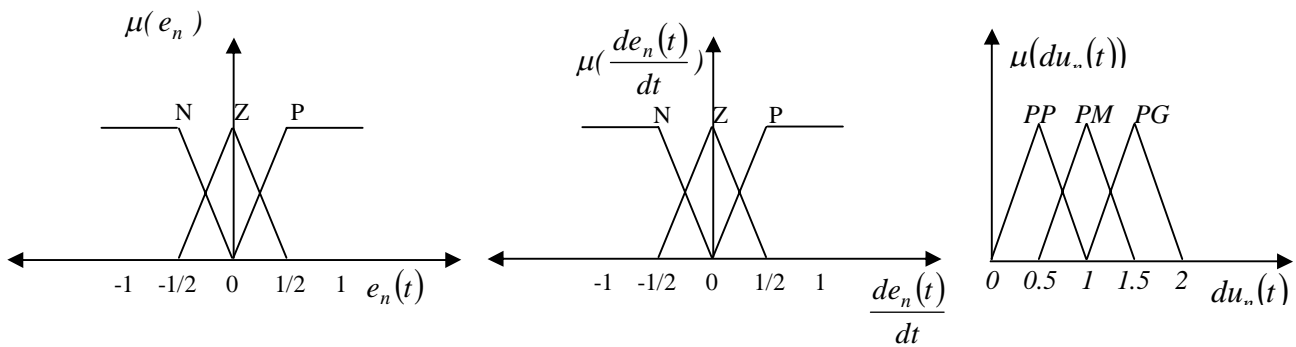


Figure (IV.2): Les fonctions d'appartenance du contrôleur floue.

Les classes sont notées comme suit :

PP : positif petit.

Z : zéro.

PM : positif moyen.

N: négatif .

PG : positif grand.

P : positif.

IV.2.4. Inférences floues :

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [72], [73].

L'approche est proposée pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir:

- Méthode d'inférence Somme- Produit.

En effet, les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en se basant sur l'étude de variations de la commande. Celle-ci permet de retrouver la table d'inférence anti-diagonale classique pour un système flou ayant comme entrées l'erreur $e_n(t)$ et la dérivée $\frac{de_n(t)}{dt}$ et comme sortie $du_n(t)$ fuzzifiées par trois fonctions d'appartenance .

		$\frac{de_n(t)}{dt}$		
		N	Z	P
$e_n(t)$	N	PG	PM	PP
	Z	PM	PP	PM
	P	PP	PM	PG

Figure (IV.3): La table d'inférence.

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 P et $\left(\frac{de_n}{dt}\right)$ est P Alors du_n est PG

Si e_n est Z et $\left(\frac{de_n}{dt}\right)$ est Z Alors du_n est PP

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (e_n est P), alors il faut un appel de gain grand (du_n est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (e_n est Z et $\left(\frac{de_n}{dt}\right)$ est Z) alors imposer un gain petit (du_n est PP).

IV.3. Loi de commande pour le régulateur glissant-flou :

Cette loi est fonction de l'erreur de la vitesse de rotation $e_n(t)$ et de sa dérivée $\frac{de_n(t)}{dt}$ telle que $K = f(e_n, de_n)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande $du_n(t)$ 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 :

$$K(t) = |K_{dce} du_n(t)| \quad (IV.6)$$

Où

$K(t)$: Gain du régulateur glissant.

K_{dce} : Gain de normalisation.

du_n : Variation de la commande.

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

$$e(t) = K_e e_n(t) \quad (IV.7)$$

$$\frac{de(t)}{dt} = K_{de} \frac{de_n(t)}{dt} \quad (IV.8)$$

Donc la loi de commande pour le couple de référence :

$$C_{ref} = K(t)Sat(s(\omega_r)) + \frac{f_r}{p} \omega_r \tag{IV.9}$$

On obtient la forme suivante :

$$C_{ref} = |K_{dce} du_n(t)| Sat(s(\omega_r)) + \frac{f_r}{p} \omega_r \tag{IV.10}$$

Nous avons proposée une commande par mode glissant basée sur la variation de gain glissant K pour augmenter la rapidité et la précision; dans ce sens, le Mécanisme flou d’ajustement du gain K est donné par le comportement de l’erreur et la dérivée d’erreur telle qu’il faut choisir les fonctions d’appartenance du gain K qui assure la rapidité de convergence de commande et minimiser de l’erreur .

IV.4.Schéma de commande de la MASDE :

Ce schéma (IV.4) général pour la commande de MASDE peut aussi bien s’appliquer dans le cas de la régulation par mode glissant que dans le cas de la commande par le mode glissant-floue .

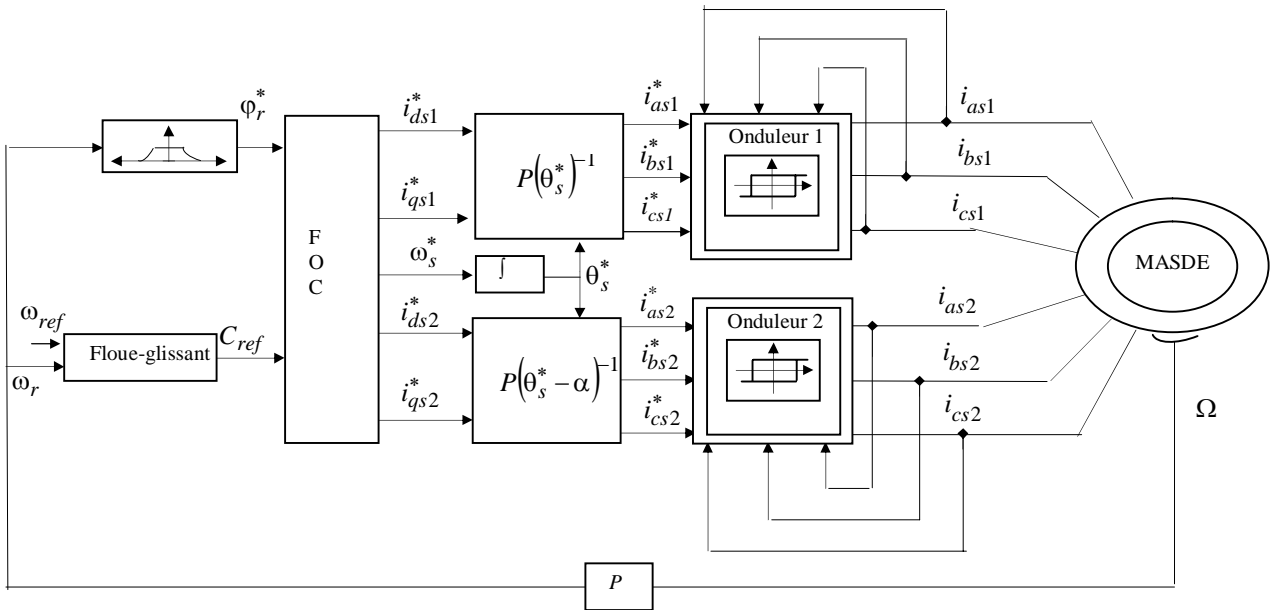


Figure (IV.4): Structure de réglage par un régulateur Flou-glissant de la vitesse d’une machine asynchrone double étoile.

IV.5.Résultats de simulation et interprétation:

IV.5.1. Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :

La figure(IV.5) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à $t=1s$. D'après les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

La figure (IV.5) montre les performances de régulation pour la commande par l'approche flou-glissant. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de $t = 0.12(s)$. La composante directe de flux rotorique marque un pic de $\phi_{dr} = 2.5(Wb)$ puis se stabilise à sa valeur de référence, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de $\phi_{qr} = 0.6(Wb)$ puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique .

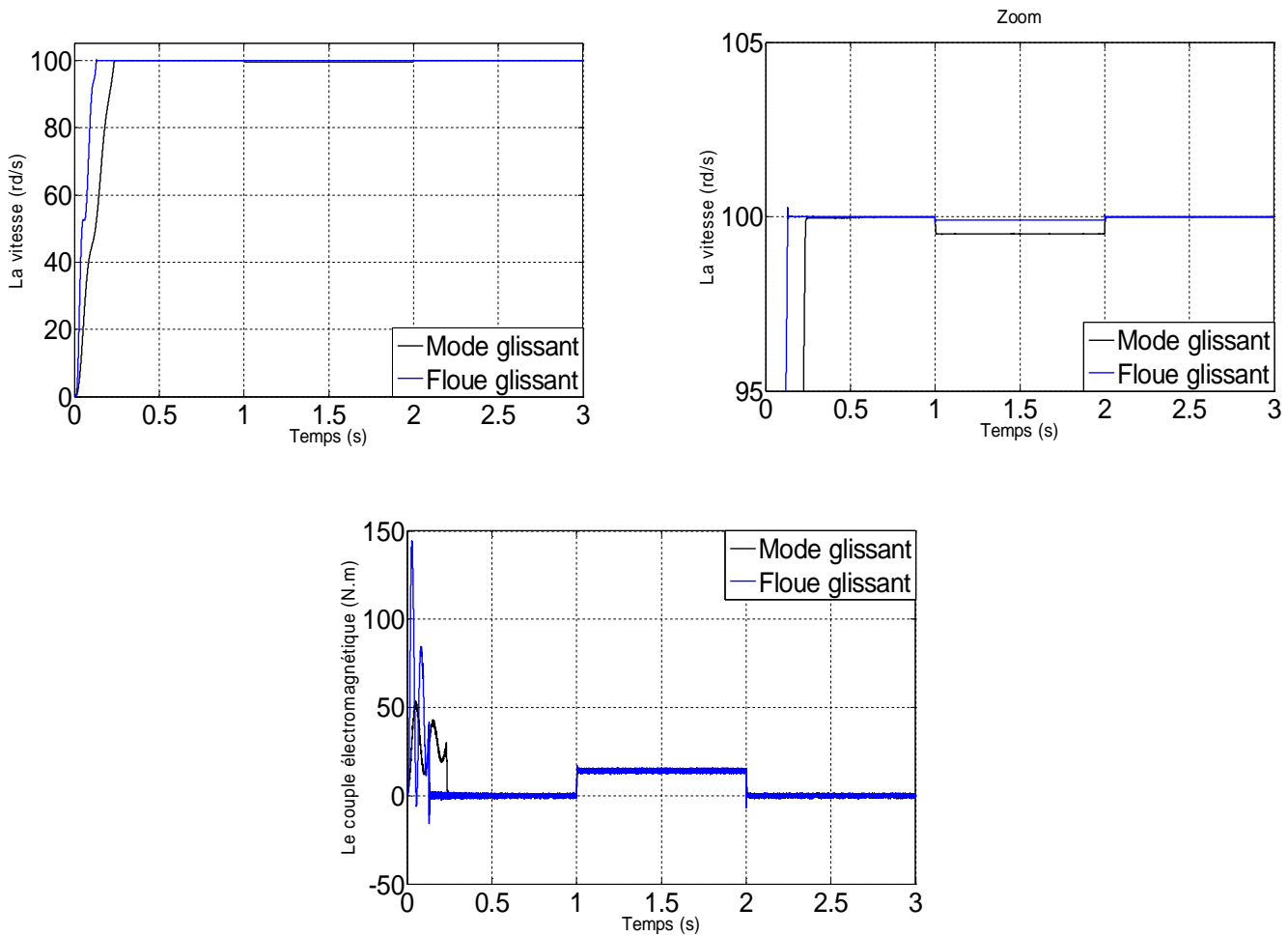


Figure (IV.5.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

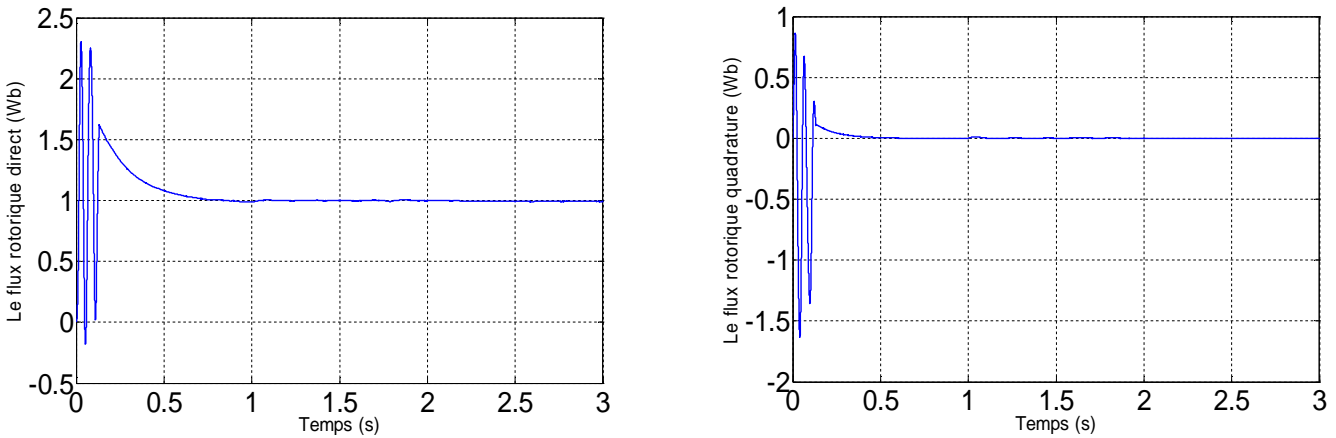


Figure (IV.5.b): Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

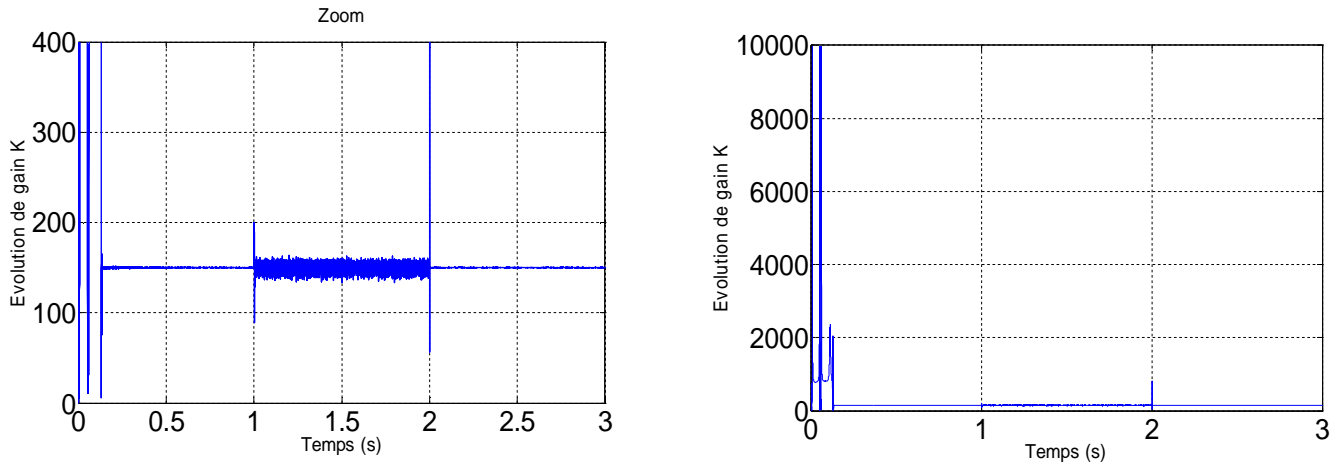


Figure (IV.5.c) : Evolution du gain glissant.

Figure (IV.5): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors de l'introduction d'un couple de charge de $(C_r = 14N.m)$ à l'instant $t = 1(s)$.

IV.5.2. Inversion du sens de rotation :

Afin de tester la robustesse de la commande par "flou-glissant" de la machine asynchrone double étoile à flux orienté 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 (IV.6) que le couple électromagnétique marque des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. On note que la vitesse de rotation atteint sa valeur de référence $\Omega_{ref} = 100(rd/s)$ au bout de $t = 0.12(s)$. La composante du flux rotorique direct marque un pic de $\phi_{dr} = 1.9(Wb)$ puis se stabilise à sa consigne et le flux quadrature

marque un pic de $\phi_{qr} = 0.7(Wb)$ puis s'annule presque au régime établi. Le découplage persiste toujours, ce que montre la robustesse de la commande "flou-glissant" de la machine asynchrone double étoile face à de larges variations de la vitesse.

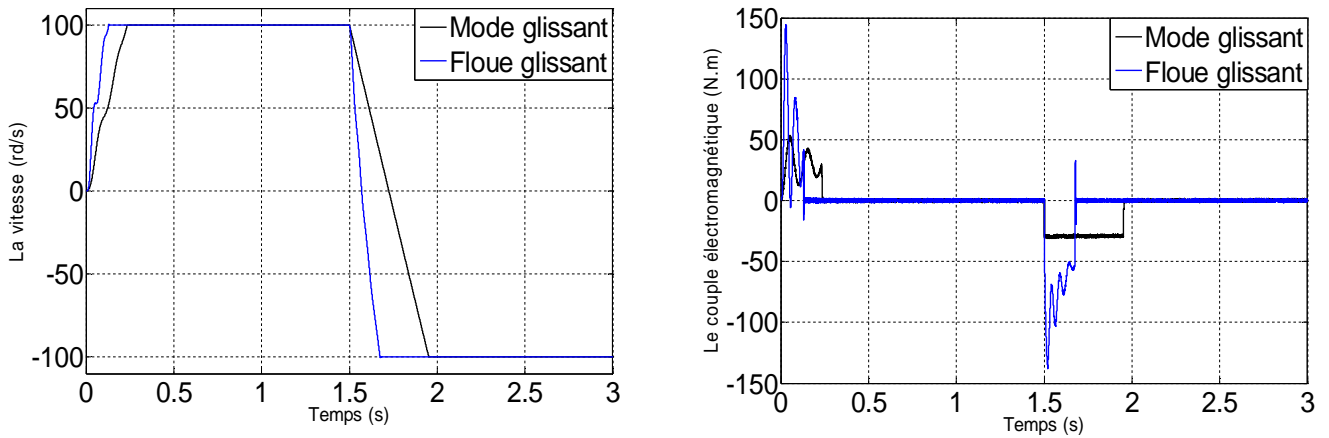


Figure (IV.6.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

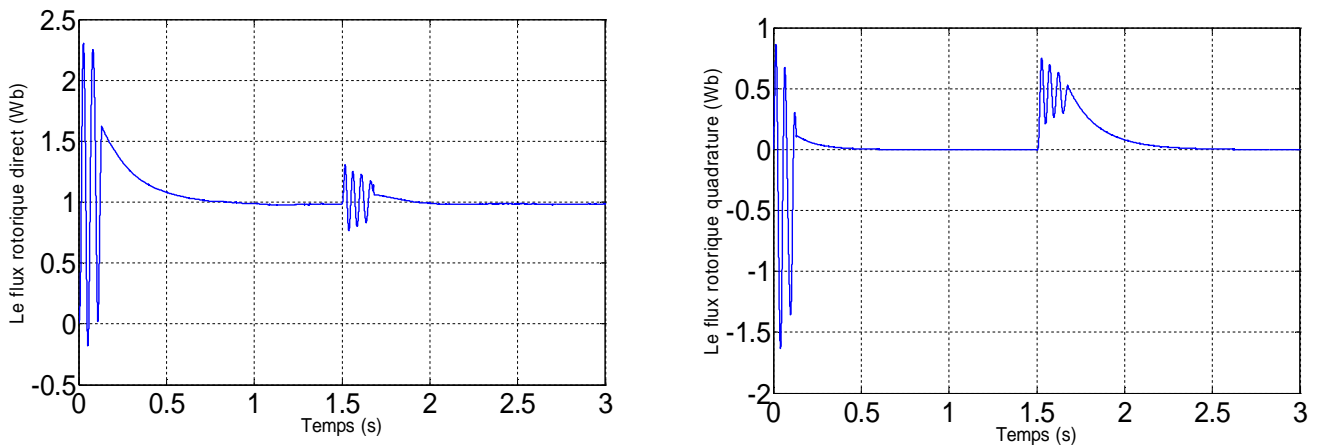


Figure (IV.6.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

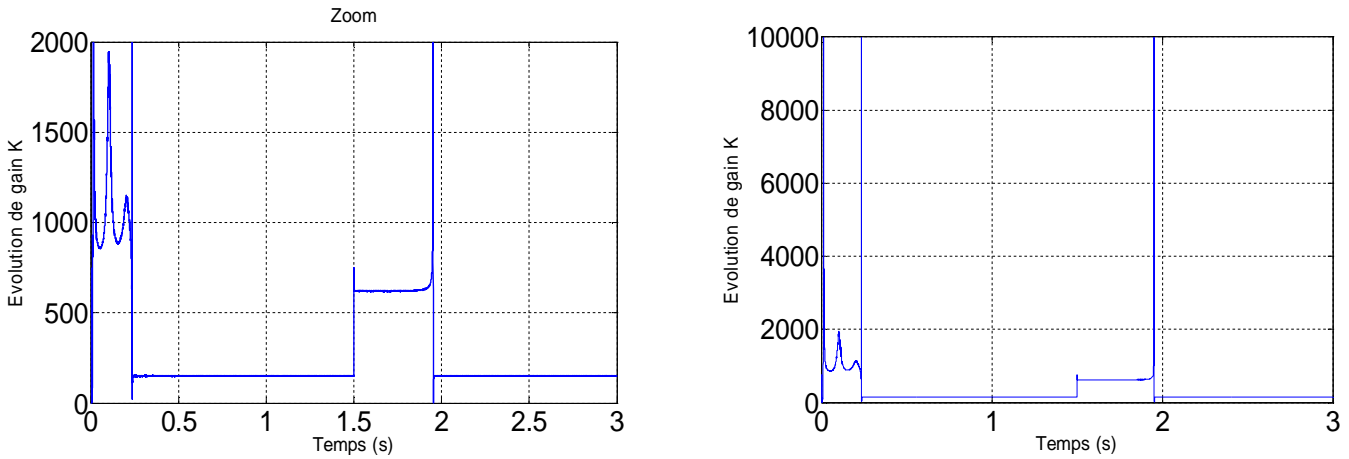


Figure (IV.6.c) : Evolution du gain glissant.

Figure (IV.6): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors l'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 1.5(s)$.

IV.5.3. Robustesse vis-à-vis de la variation de moment d'inertie :

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande "flou-glissant" vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur. L'analyse de la robustesse de commande est explorée vis-à-vis de la variation de inertie J du moteur selon les tests de robustesse présentés par la figure (IV.7). On constate d'après les résultats présentés par la figure (IV.7) la forte robustesse de la commande "flou-glissant" face à la déviation des paramètres rotoriques.

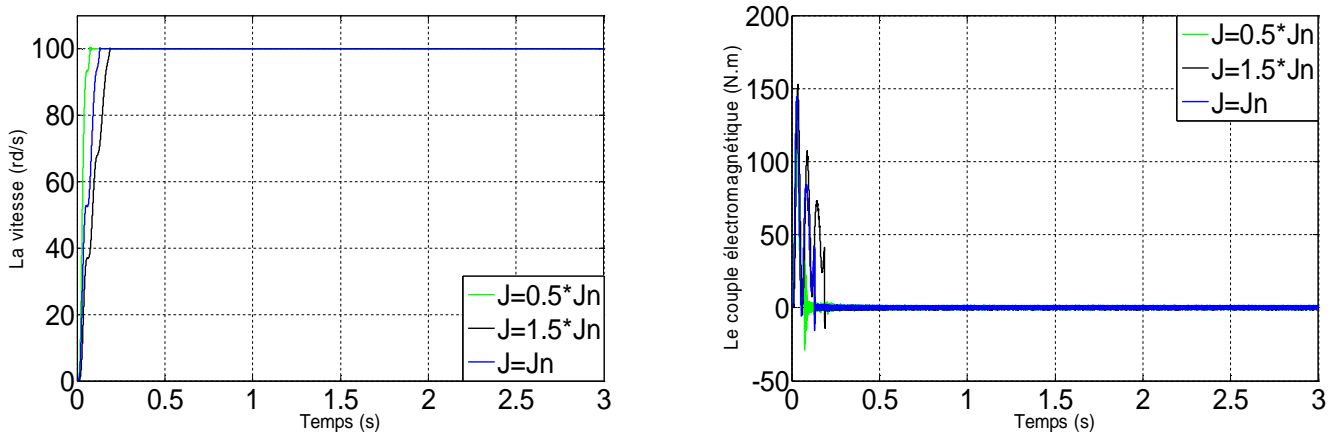


Figure (IV.7.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

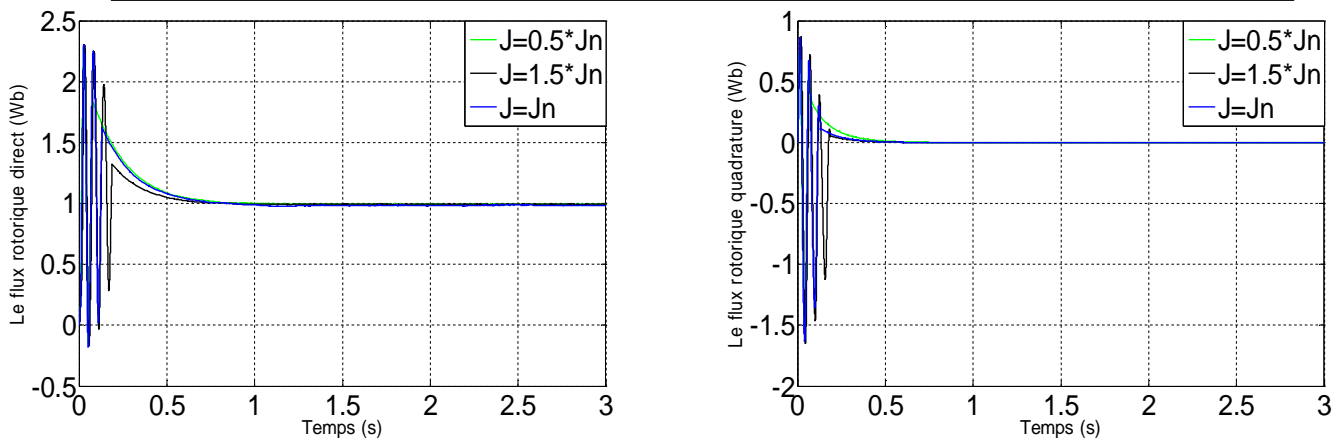


Figure (IV.7.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

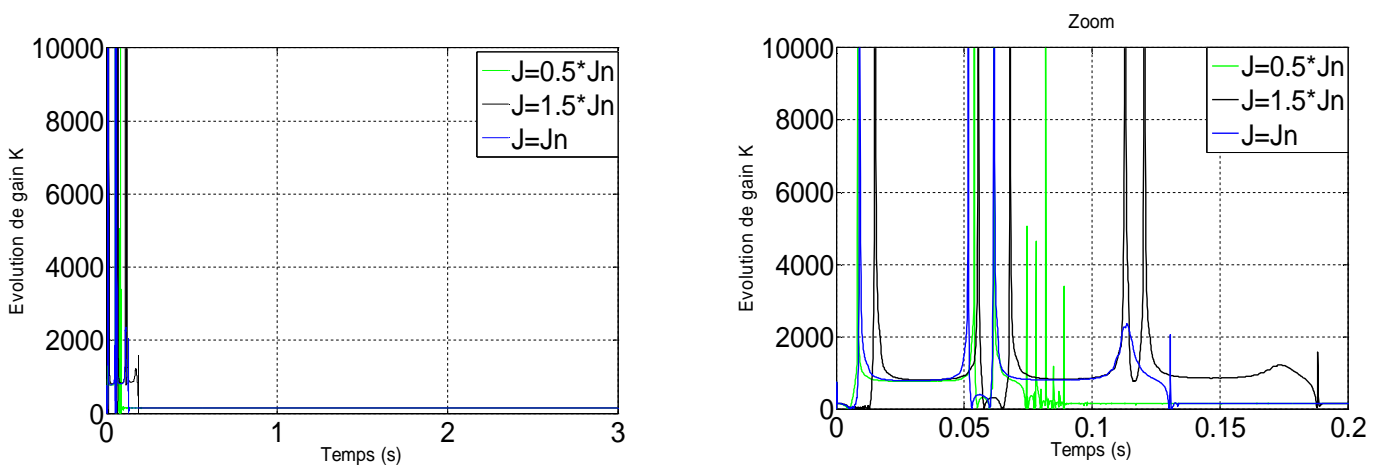


Figure (IV.7.c) : Evolution du gain glissant

Figure (IV.7): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande "flou-glissant" lors des tests de robustesse vis-à-vis de moment d'inertie J .

IV.5.4. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique :

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande par "flou-glissant" vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur. L'analyse de la robustesse de commande est explorée vis-à-vis de la variation de résistance R_r du moteur selon les tests de robustesse présentés par la figure (IV.8). On constate d'après les résultats présentés par la figure (IV.8.a,b), l'insensibilité de la commande flou-glissant face à la variation de la résistance rotorique R_r de la machine asynchrone double étoile.

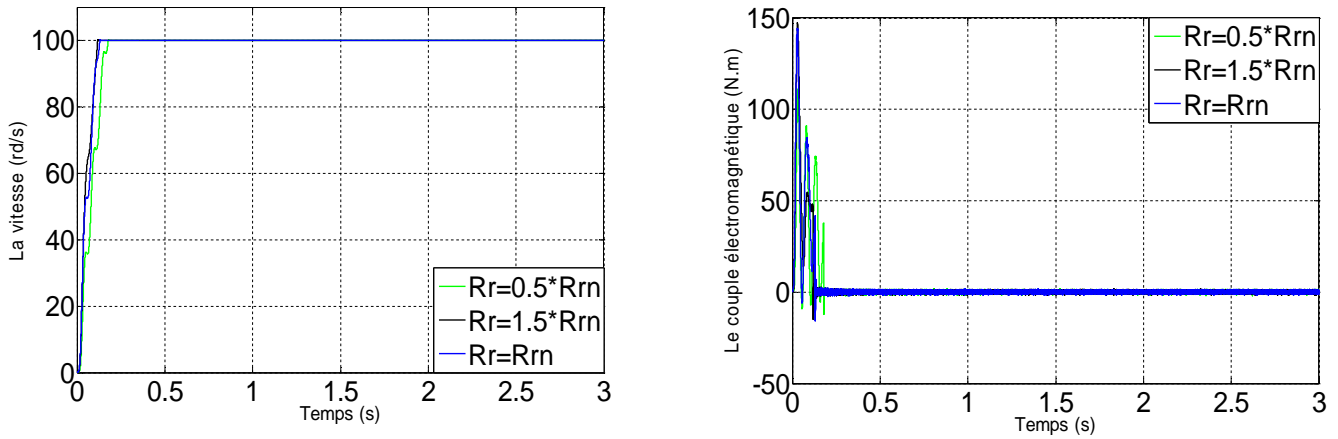


Figure (IV.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

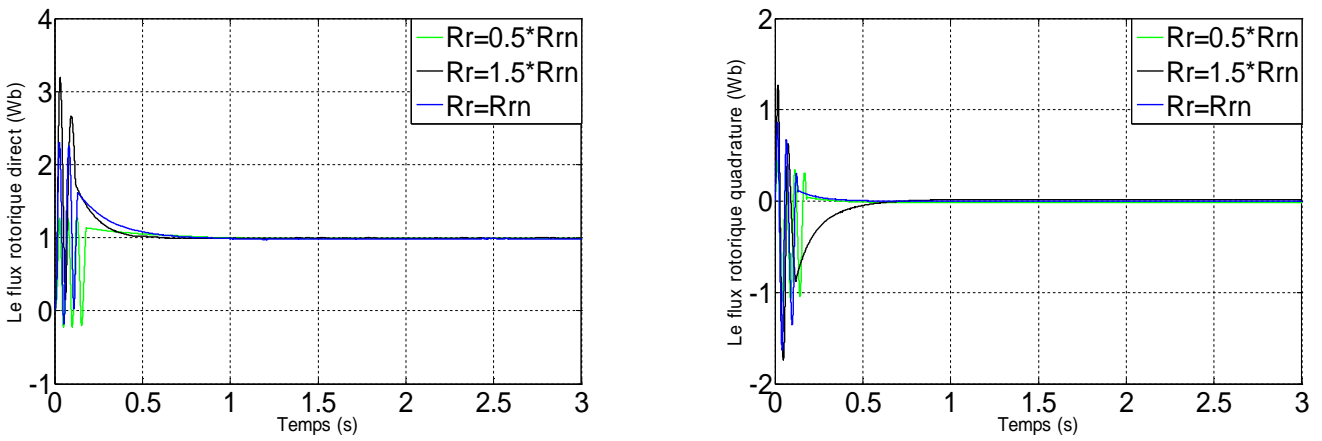


Figure (IV.8.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

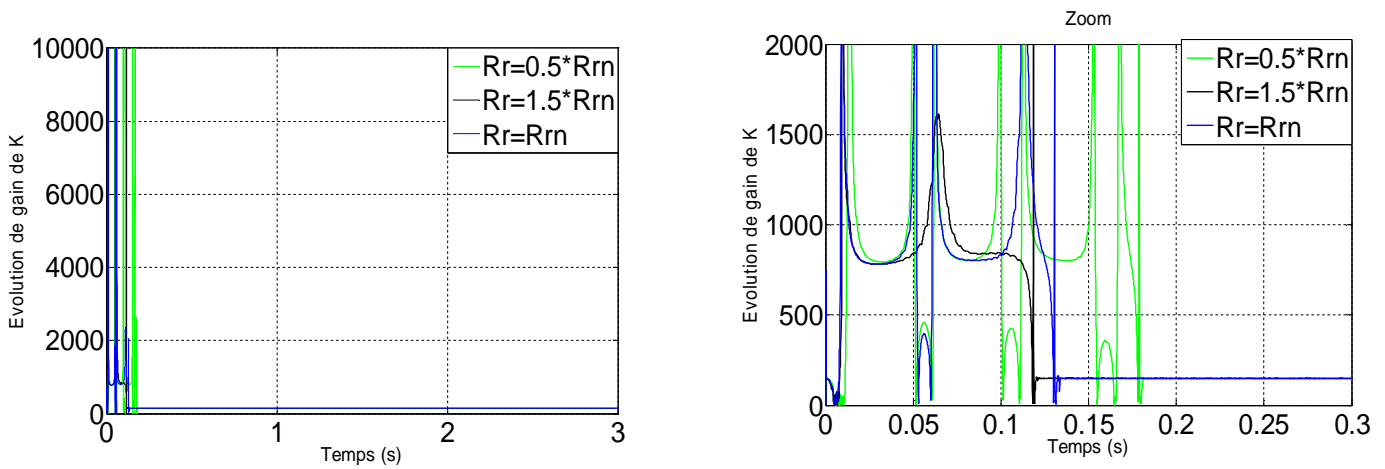


Figure (IV.8.c) : Evolution du gain glissant.

Figure (IV.8): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande "flou-glissant" lors des tests de robustesse vis-à-vis de la résistance rotorique R_r .

IV.5.5. Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inductance rotorique :

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande "flou-glissant" vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur. L'analyse de la robustesse de commande est explorée vis-à-vis de la variation de l'inductance rotorique L_r du moteur selon les tests de robustesse présentés par la figure (IV.9). On constate d'après les résultats présentés par la figure (IV.9.a,b), la forte robustesse de la commande "flou-glissant" face à la variation de L_r .

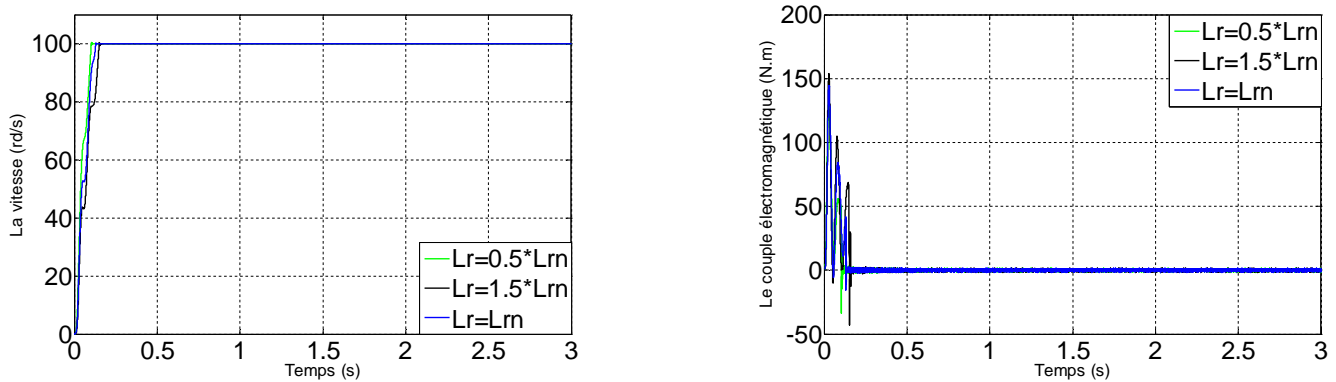


Figure (IV.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

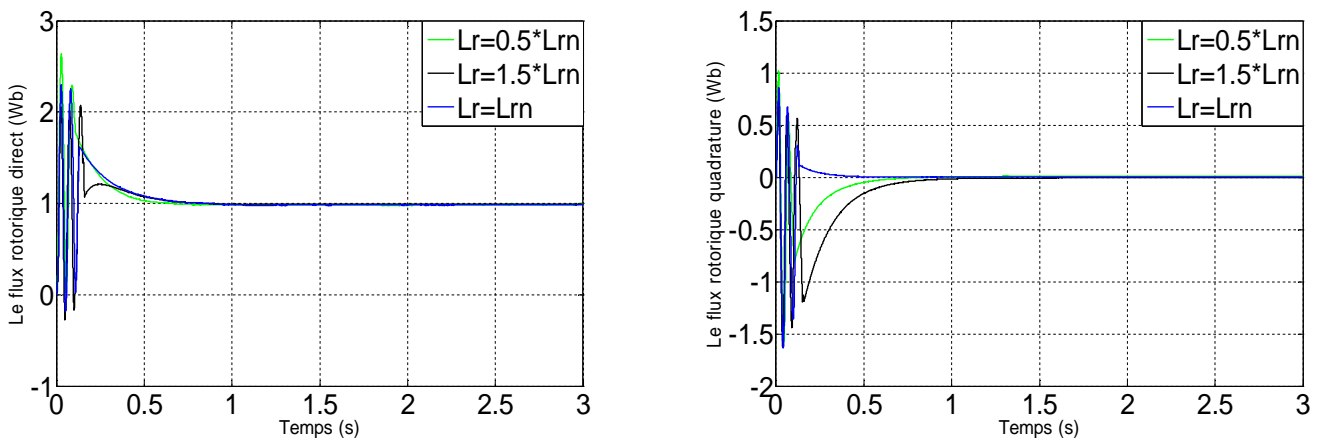


Figure (IV.9.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

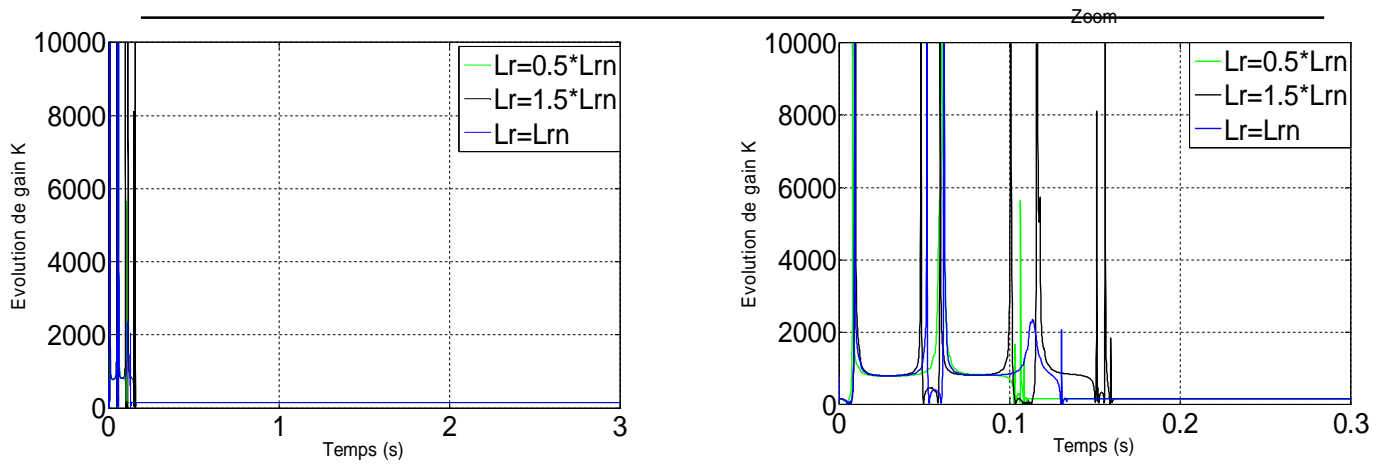


Figure (IV.9.c) : Evolution du gain glissant .

Figure (IV.9): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande "flou-glissant" lors des tests de robustesse vis-à-vis de l'inductance rotorique L_r .

IV.6. Conclusion :

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un mécanisme flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type d'adaptation qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou-glissant a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté. D'autre part, on a noté que tous les résultats et les performances obtenus au deuxième chapitre dépendent du choix de gain du régulateur glissant. Ce choix se fait par la méthode "essai-erreur" pour le mode glissant et à partir d'un calcul de surface et sa dérivée puis un ajustement par simulation en fonction des performances désirées. Afin de remédier à ce problème de dimensionnement de gain glissant du régulateur et faire un bon choix de ce paramètre, nous allons proposer une technique de commande par mode glissant basée sur la technique d'adaptation flou pour le gain du régulateur glissant.

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).

Chapitre V

***Commande floue adaptative de la machine
asynchrone double étoile***

Commande floue adaptative de la machine asynchrone double étoile.

V.1.Introduction :

Le système de logique flou vise à modéliser le raisonnement humain et à penser le processus avec des variables linguistiques. Ils sont très utiles quand le processus à commande à quelques incertitudes ou variables inconnues [66], .

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 [74], [75], [76], [77], [78].

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 [78],[79],[80]. [81]

Plusieurs schémas de commande floue adaptative ont été proposés pour les systèmes complexes [82],[83]. Dans ces schémas adaptatifs, l'étude de la stabilité est fondée sur l'approche de Lyapunov [84],[85]. 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-flous souffraient du manque d'analyse de la stabilité, c-à-d. la stabilité de la boucle fermée n'est pas garantie [86].

Récemment, une large classe de systèmes adaptatifs flous, qui utilisent les systèmes flous de Mamdani ou de TS a été développé pour contrôler les processus non linéaires[87], et la stabilité a été garantie dans le sens de la théorie de Lyapunov ,[23],[88],[89],[90],[91],[92],[93].

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 adaptatif basée sur la théorie de Lyapunov .

V.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 Double Etoile 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 [94], [95], [96].

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

V.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:

$$C_{ref}(t) = C_{ref}(t-1) + K_{dce} dC_{nref}(t) \quad (V.1)$$

V.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 :

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

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

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

T_e : Étant la période d'échantillonnage.

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

$$e(t) = K_e e_n(t) \quad (V.4)$$

$$\frac{de(t)}{dt} = K_{de} \frac{de_n(t)}{dt} \quad (V.5)$$

V.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 $C_{ref}(t)$. 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 :

dC_{nref}		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

Figure (V.1): La table d'inférence

V.2.4. Défuzzification :

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

$$dC_{nref}(t) = \frac{\sum_{j=1}^{25} \mu_{A_{1j}}(e_n(t)) \mu_{A_{2j}}(\frac{de_n(t)}{dt}) C_j S_j}{\sum_{j=1}^{25} \mu_{A_{1j}}(e_n(t)) \mu_{A_{2j}}(\frac{de_n(t)}{dt}) S_j} \tag{V.6}$$

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.

V.3. Schéma de principe :

Pour minimiser l'erreur instantanée entre la vitesse réelle de la machine MASDE 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 [97], [98], [85].

La figure (V.1) illustre schématiquement le principe de la commande floue adaptative proposée.

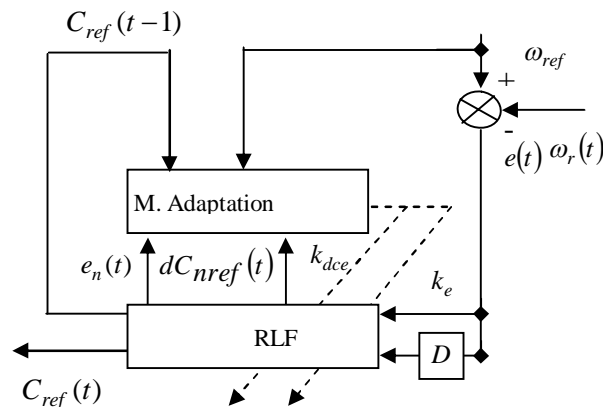


Figure (V.2) : Structure de la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov .

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

V.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 MASDE est décrite sous la forme suivante:

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

On peut écrire l'équation précédemment comme suit :

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

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

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

$$C_e(t) = C_{ref}(t) = C_{ref}(t-1) + K_{dce} dC_{nref}(t)$$

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

$$\dot{\omega}_r(t) = -a_p \omega_r(t) + b_p C_{ref}(t-1) + b_p K_{dce} dC_{nref}(t) - d_p C_r \quad (\text{V.9})$$

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 :

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

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

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

Alors, on obtient comme suit :

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) = -a_p \omega_r(t) + b_p C_{ref}(t-l) + b_p K_{dce} dC_{nref}(t) - d_p C_r \quad (V.12)$$

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

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

V.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 :

$$V = \frac{1}{2} (e^2 + \frac{1}{\gamma_1} k_e^2 + \frac{1}{\gamma_2} k_{dce}^2). \quad (V.14)$$

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

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

On peut obtenir l'expression suivante :

$$\frac{dV}{dt} = e (a_p \omega_r(t) - b_p C_{ref}(t-l) - b_p K_{dce} dC_{nref}(t) + d_p C_r) + \frac{k_e}{\gamma_1} \frac{dk_e}{dt} + \frac{k_{dce}}{\gamma_2} \frac{dk_{dce}}{dt} \quad (V.16)$$

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

$$\frac{dV}{dt} = -a_p K_e^2 e_n^2 + \frac{K_e}{\gamma_1} \left(\gamma_1 e_n A + \frac{dK_e}{dt} \right) - \frac{K_{dce}}{\gamma_2} \left(\gamma_2 b_p K_e e_n dC_{nref}(t) - \frac{dK_{dce}}{dt} \right) \quad (V.17)$$

Telle que

$$A = \left(a_p \omega_{ref} - b_p C_{ref}(t-l) \right) \quad (V.18)$$

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.

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

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

$$\frac{dK_e}{dt} = -\gamma_1 e_n A \quad (V.20)$$

$$\frac{dK_{dce}}{dt} = \gamma_2 b_p K_e e_n dC_{nref}(t) \quad (V.21)$$

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

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

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 MASDE 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 MASDE 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 (V.14), ainsi qu'une précision de la vitesse régulées.

V.6. Application à la machine asynchrone double étoile :

Pour le réglage de la vitesse d'un MASDE 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_{ref} . 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_{ref} , ainsi que l'adaptation des gains pour assurer la stabilité de contrôle.

Dans notre application, nous avons utilisé un PI-floue. Le premier concerne la vitesse, où nous avons attribué cinq fonctions d'appartenance à chaque entrée du modèle.

La figure (V.2) illustre la structure de réglage de vitesse d'une machine asynchrone double étoile en appliquant la méthode de la commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov.

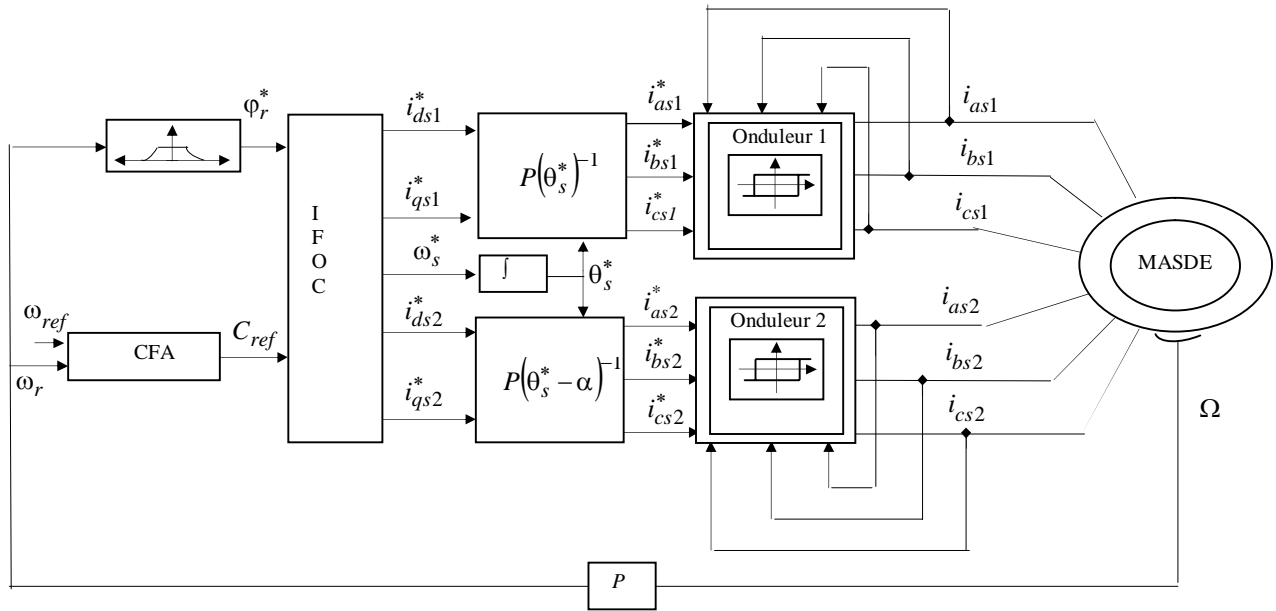


Figure (IV.3) : Structure de réglage de vitesse par la méthode de commande floue adaptative basée sur la théorie de Lyapunov.

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 6 et 0.5 respectivement. Donc les valeurs initiales des gains k_e et k_{dce} sont respectivement 15.5 et 2, 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 est augmentée de 150%, et puis la résistance est diminuée de 50% et le moment d'inertie augmente de 50%. Les réponses obtenues sont représentées sur la figure (V.3.c). 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.

V.7.1.Démarrage à vide et puis l'application d'un couple de charge :

Les figures (V.3.a) et (V.3.b) donnent les performances du réglage de la vitesse de la machine asynchrone double étoile 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.

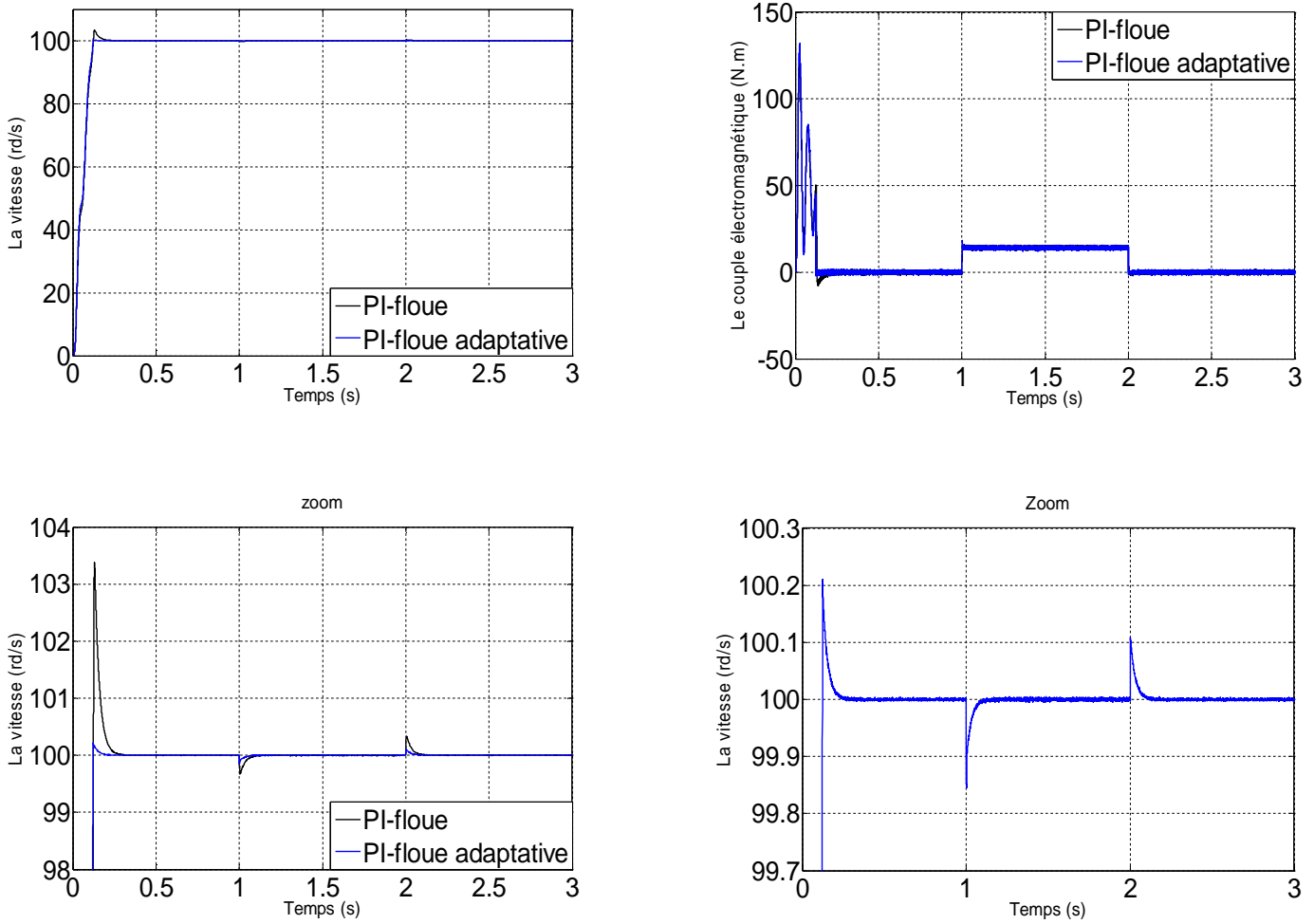


Figure (V.4.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

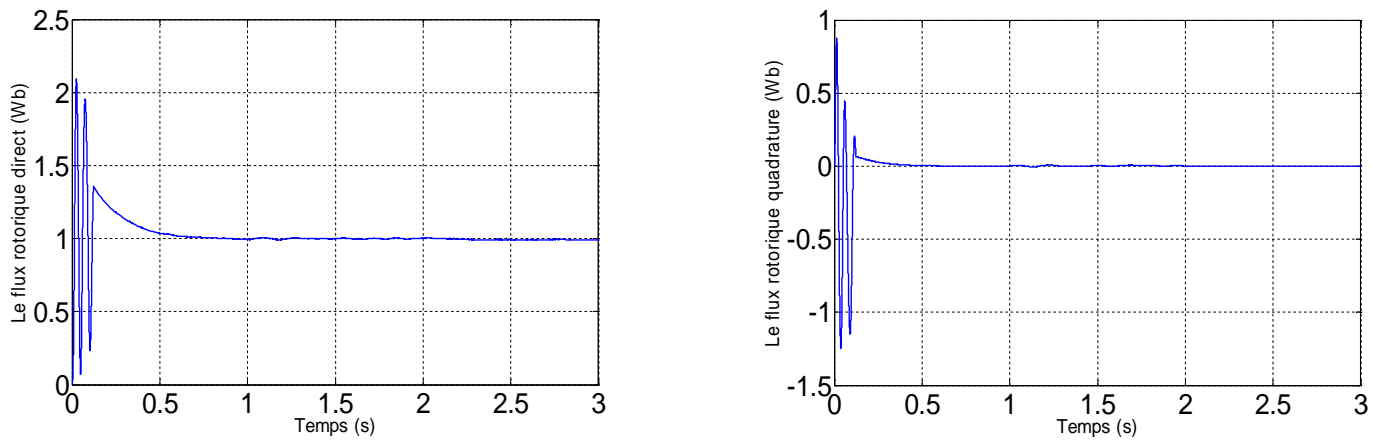


Figure (V.4.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

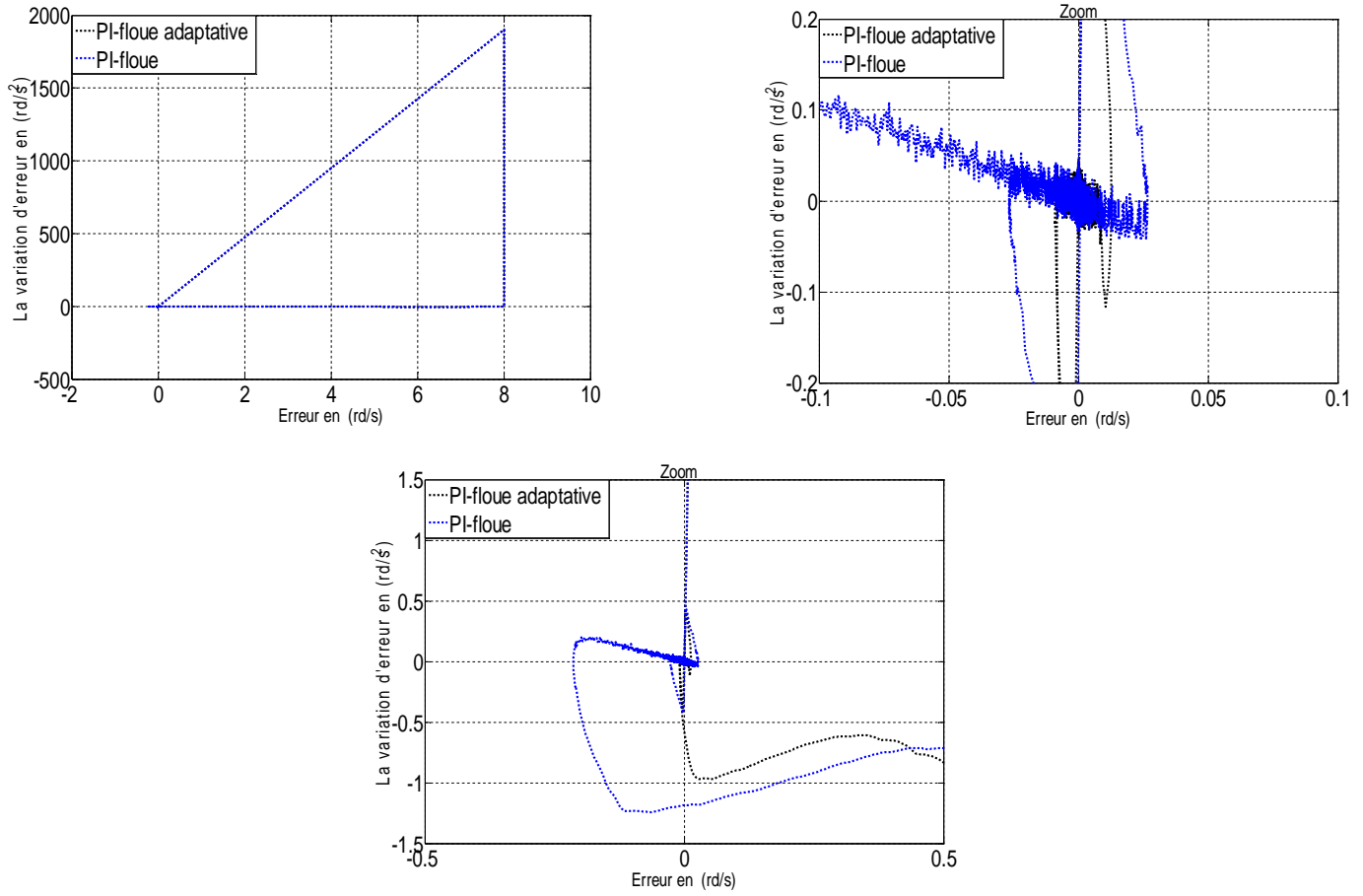
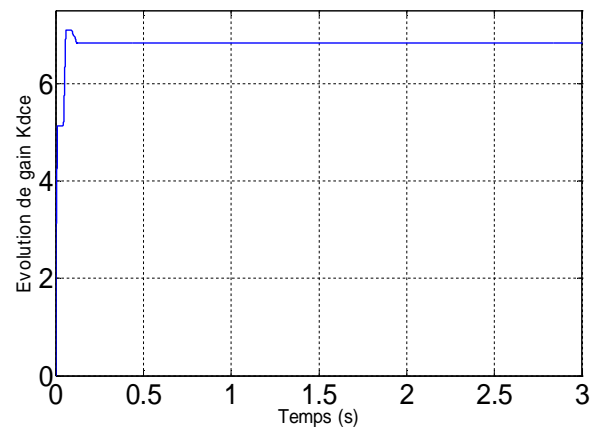
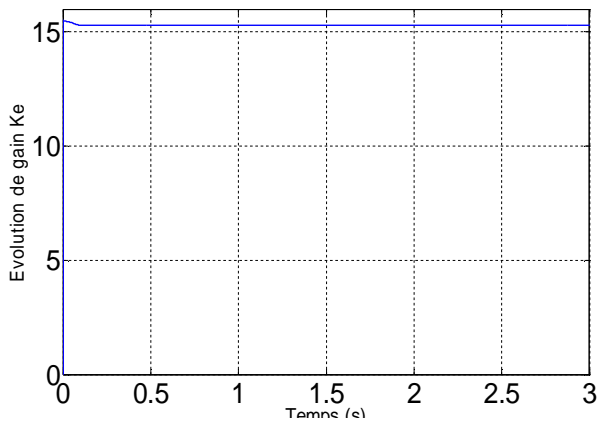


Figure (V.4.d) : Trajectoire dans le plan de phase pour les deux régulateurs (PI-flou et PI-floue adaptative)



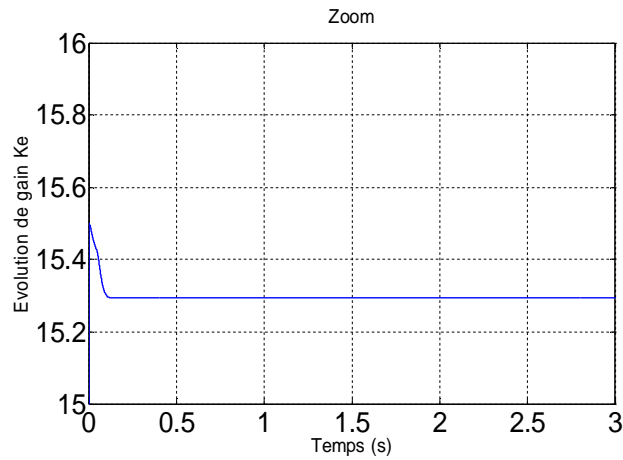


Figure (V.4.c) : Evolution des gains flous (K_e, K_{dce}) .

Figure (V.4): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue adaptative lors de l'introduction d'un couple de charge de $(C_r = 14N.m)$ à l'instant $t = 1(s)$.

V.7.2. Inversion du sens de rotation :

En appliquant une inversion de sens de rotation de -100 rd/s entre l'instant $t=1.5s$ et 3 s, on obtient les résultats de simulation représentés par la figure (V.4.).

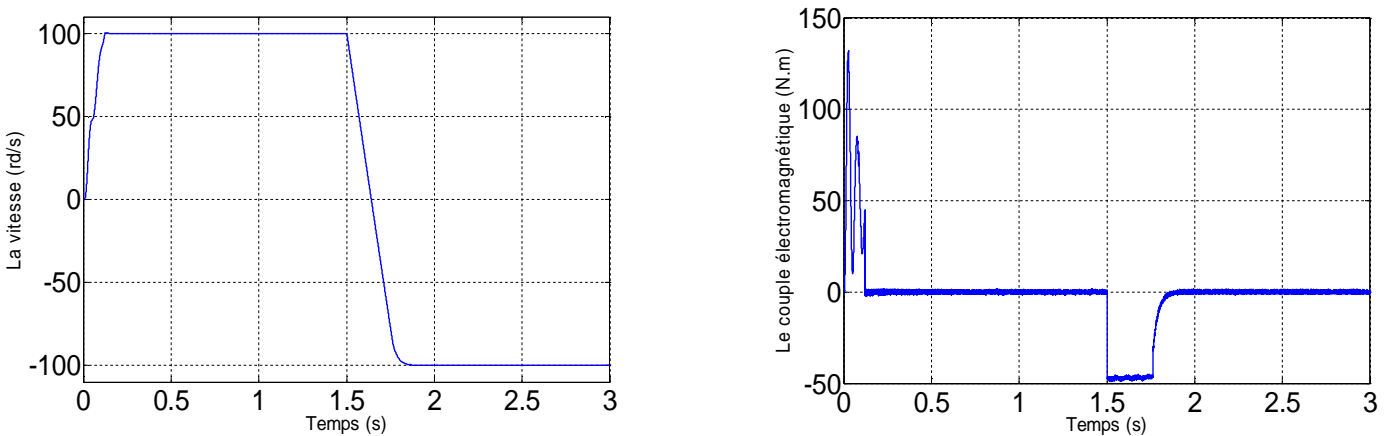


Figure (V.5.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

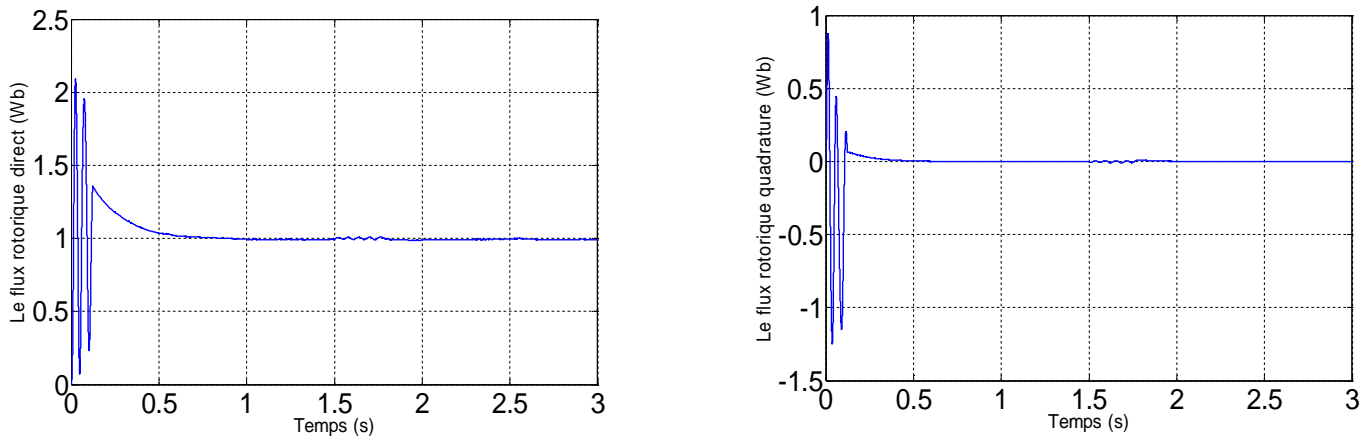


Figure (V.5.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

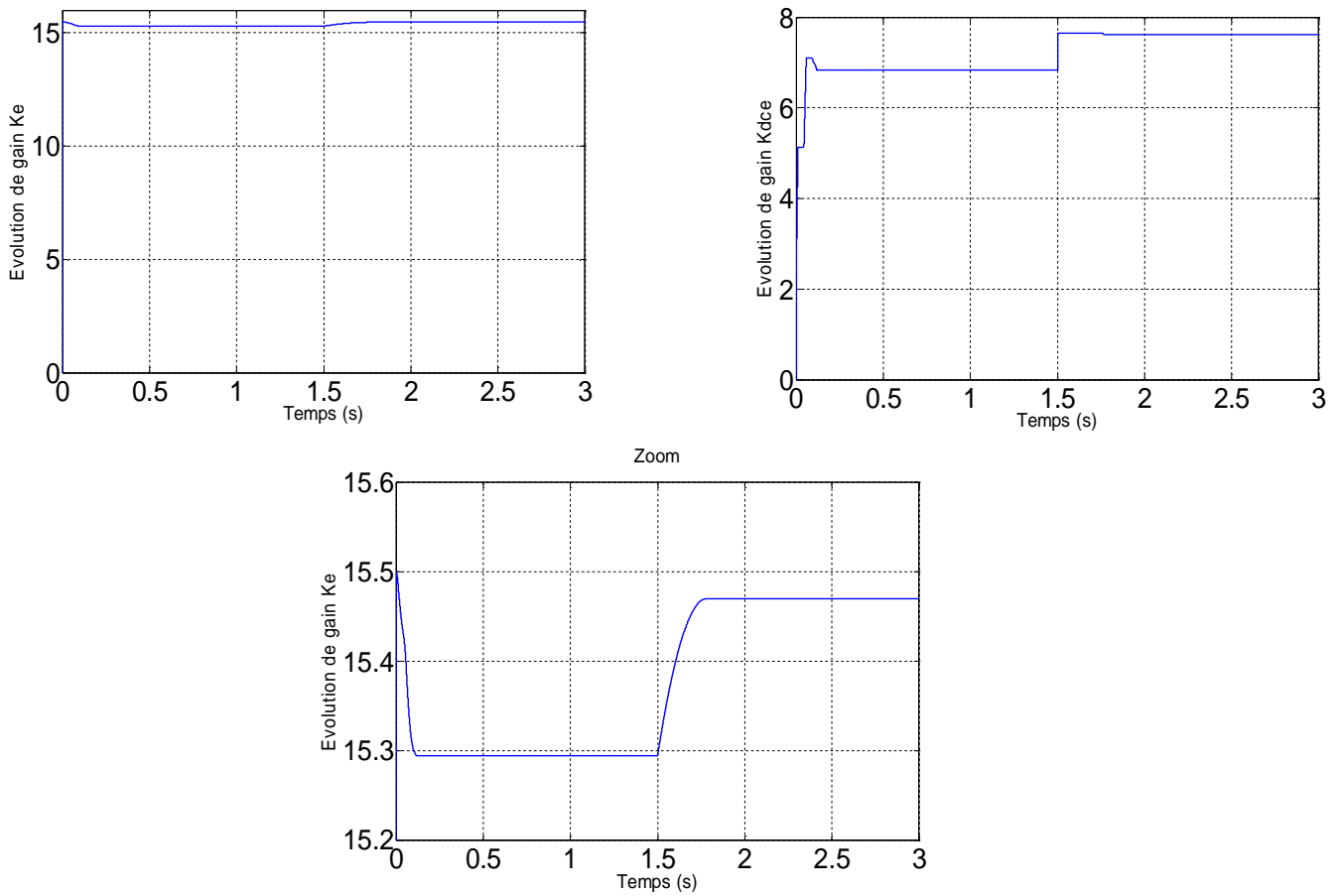


Figure (V.5.c) : Evolution des gains flous (K_e, K_{dce}) .

Figure (V.5): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors de l'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 1.5(s)$.

V.7.3. Robustesse vis-à-vis de la variation du moment 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 MASDE, 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 rotoriques direct et quadrature ainsi que l'évolution des gains flous.

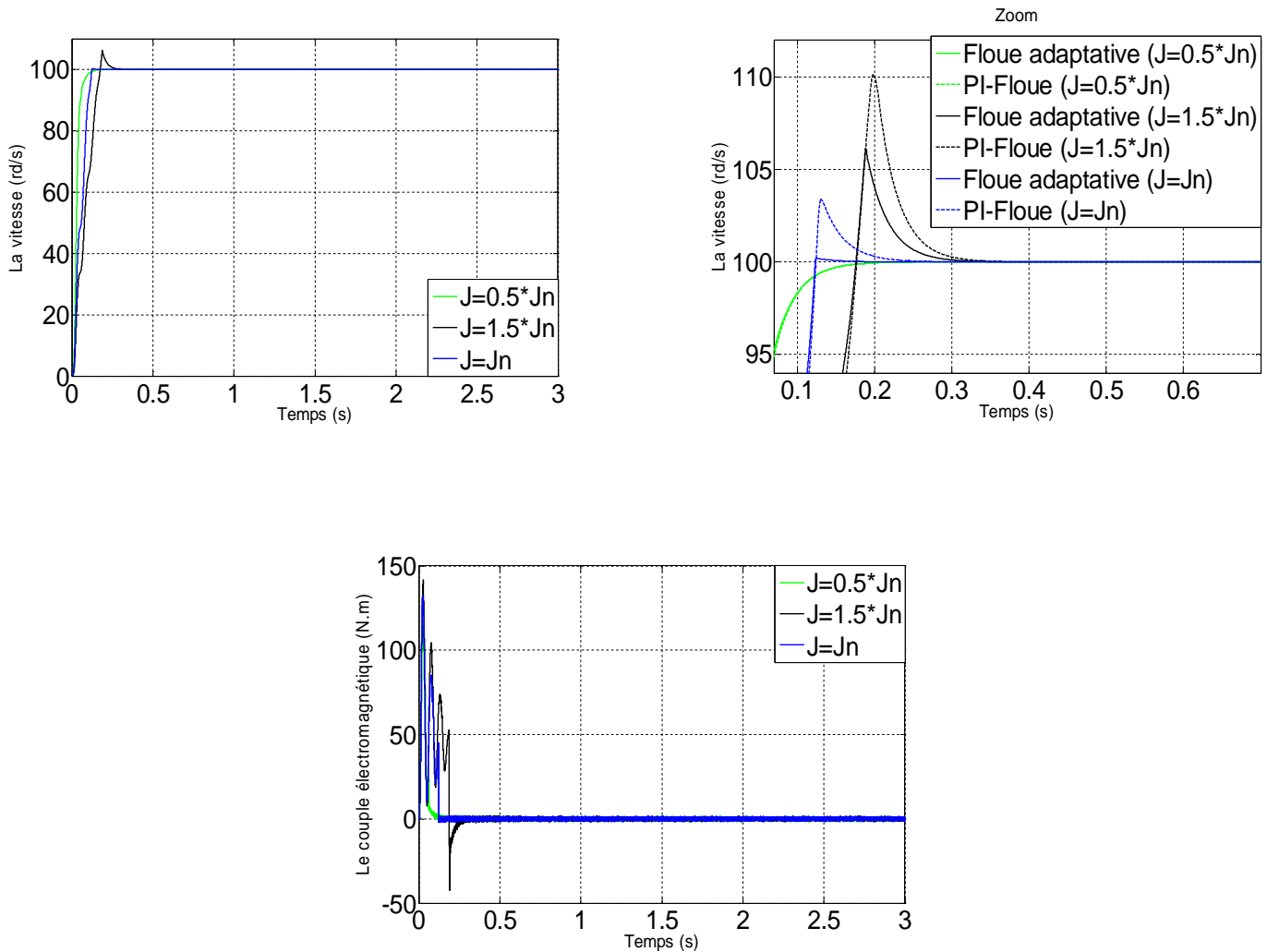


Figure (V.6.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

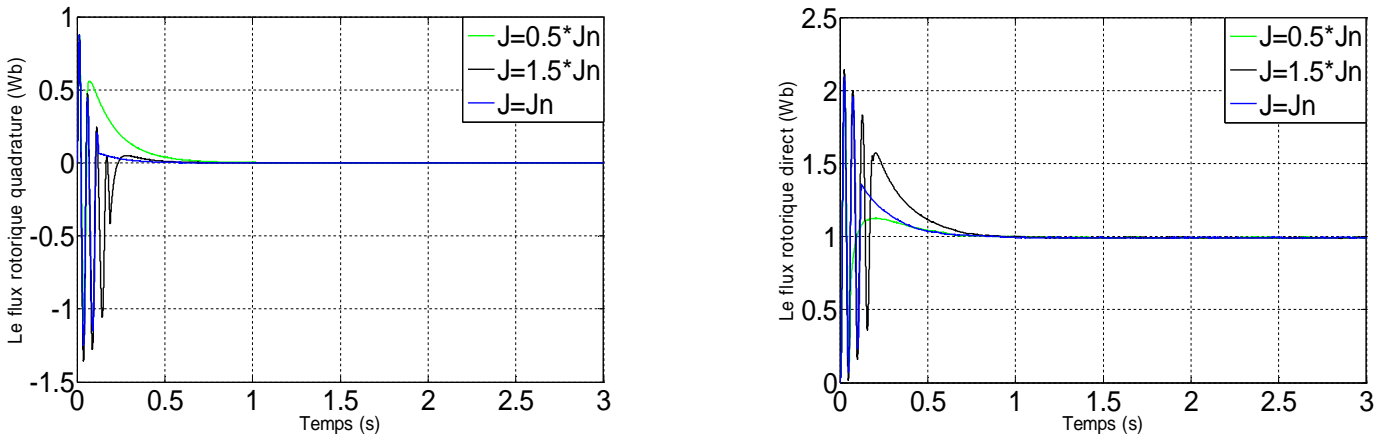


Figure (V.6.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .

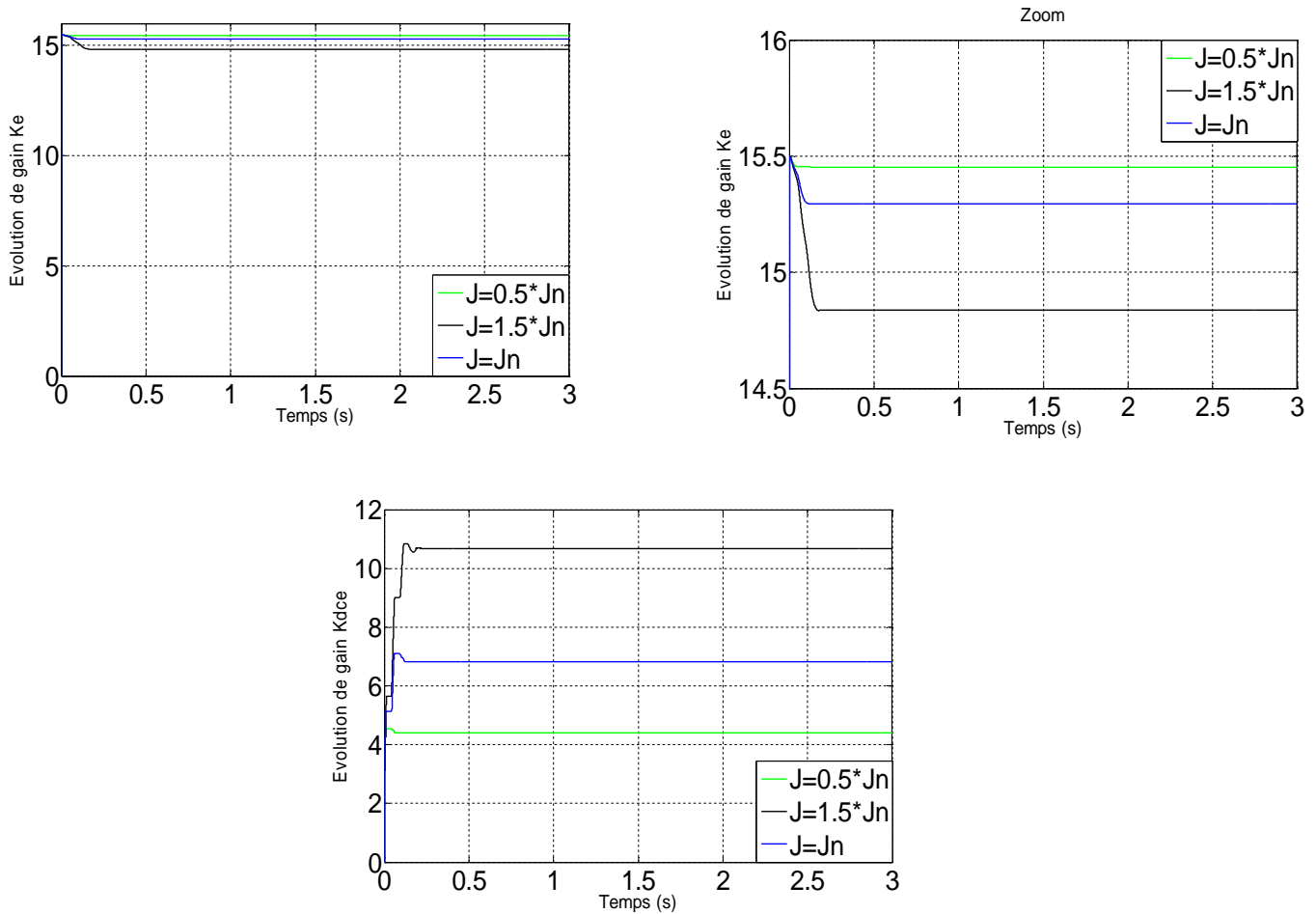


Figure (V.6.c) : Evolution des gains flous (K_e, K_{dce}) .

Figure (V.6): 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 .

V.7.4. Robustesse vis à vis de la variation de la 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 rotoriques direct et quadrature ainsi que l'évolution des gains flous.

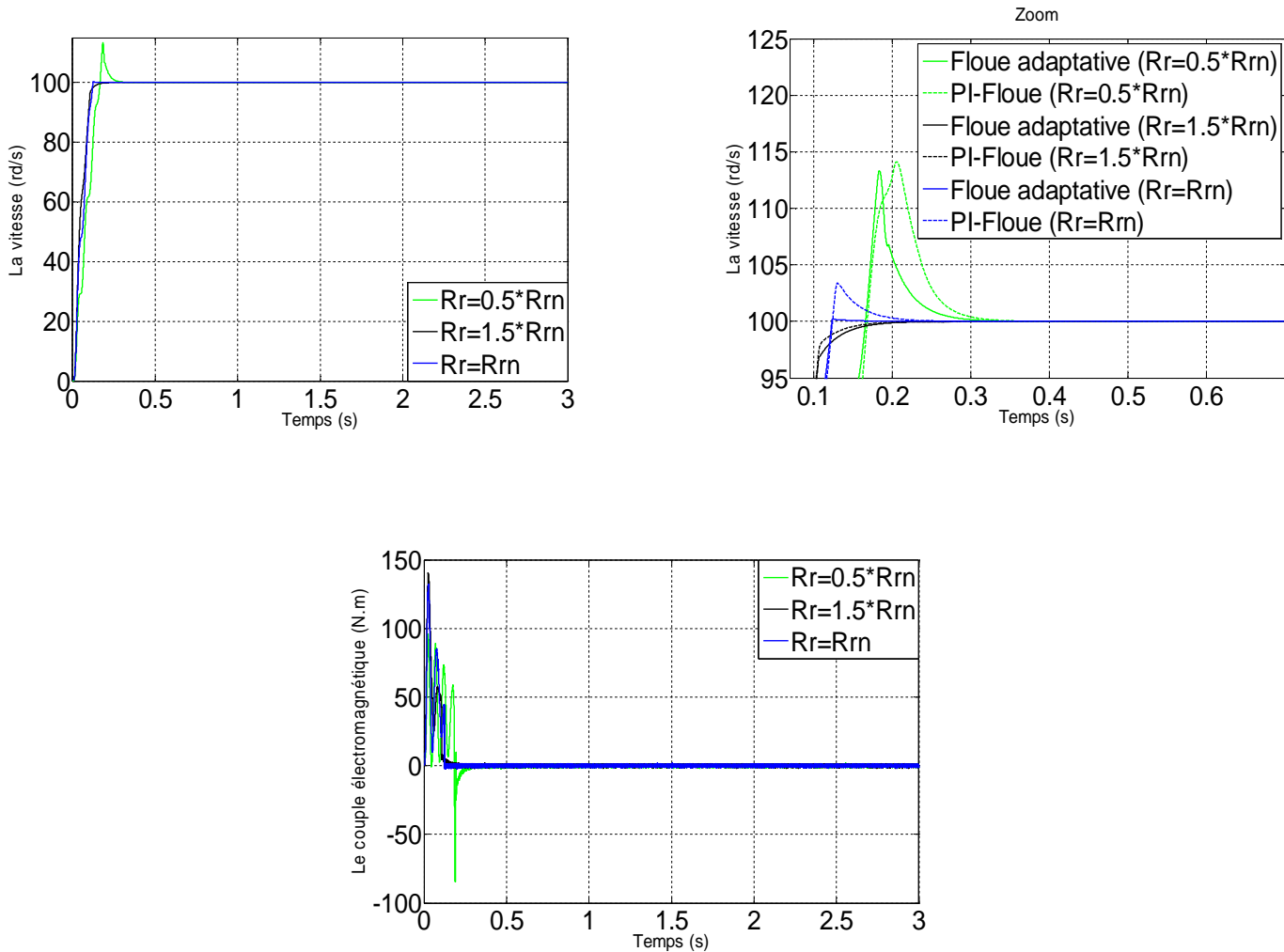


Figure (V.7.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

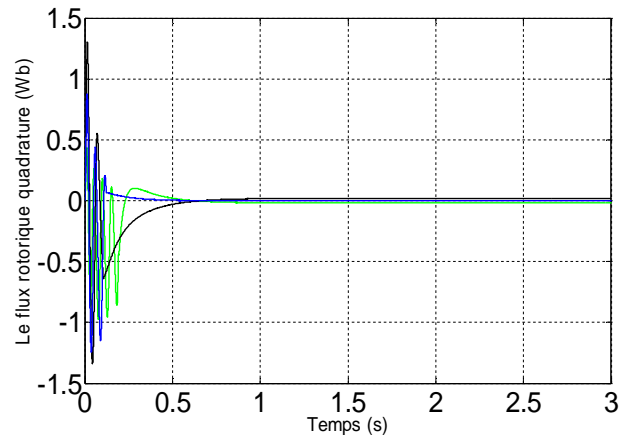
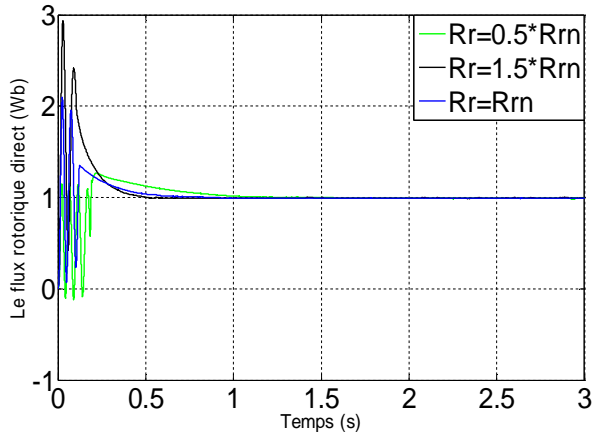
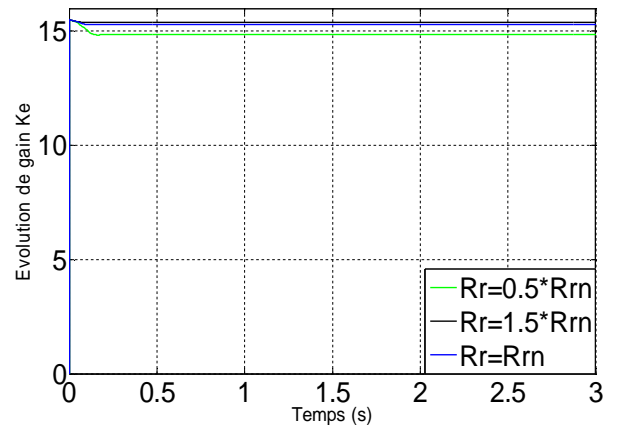
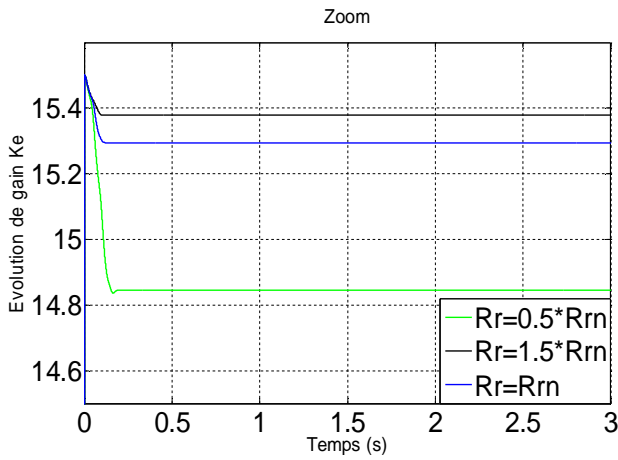


Figure (V.7.b) : Les composantes des flux rotorique direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .



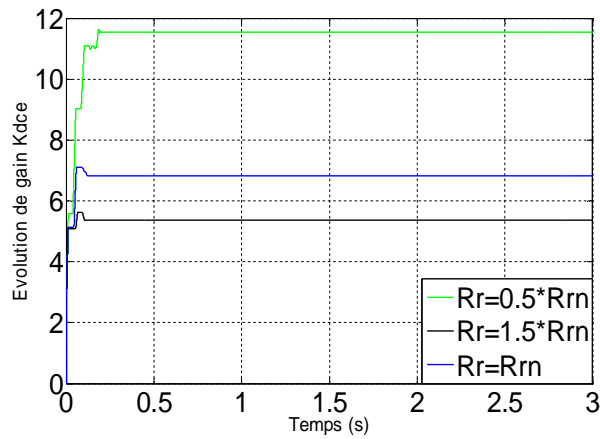
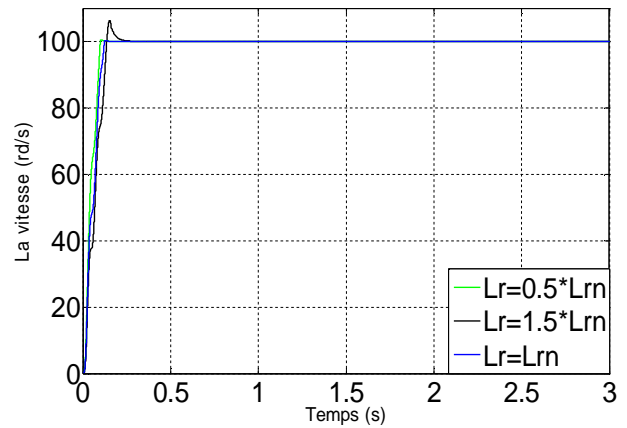
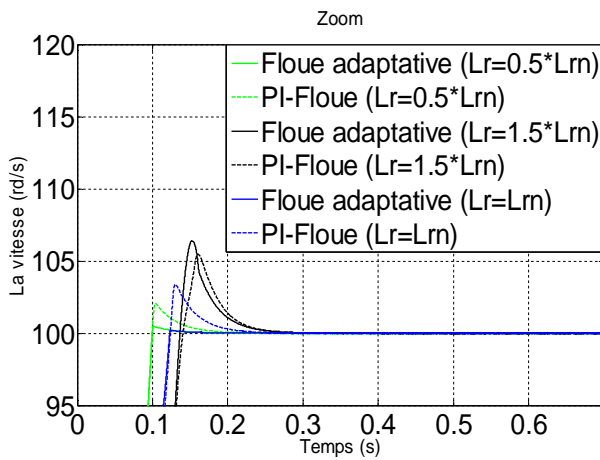


Figure (V.7.c) : Evolution des gains flous (K_e, K_{dce}) .

Figure (V.7): 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 .

V.7.5. Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inductance rotorique :

Des essais ont été effectués avec une l'augmentation et une diminution de l'inductance rotorique de 50 % et de 150 % par rapport à la valeur nominale. En relève la vitesse et le couple électromagnétique, les flux rotorique, direct et en quadrature, ainsi que l'évolution des gains flous.



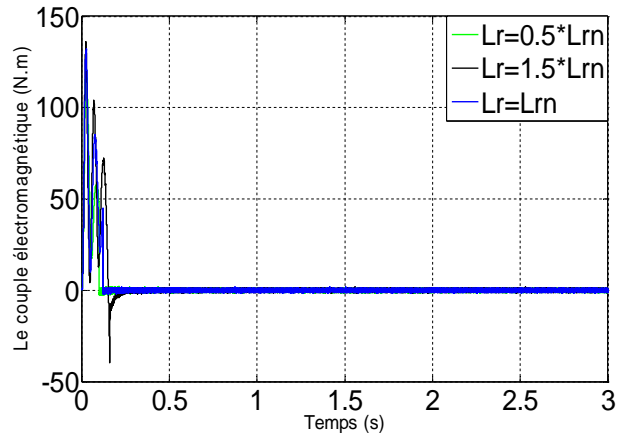


Figure (V.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

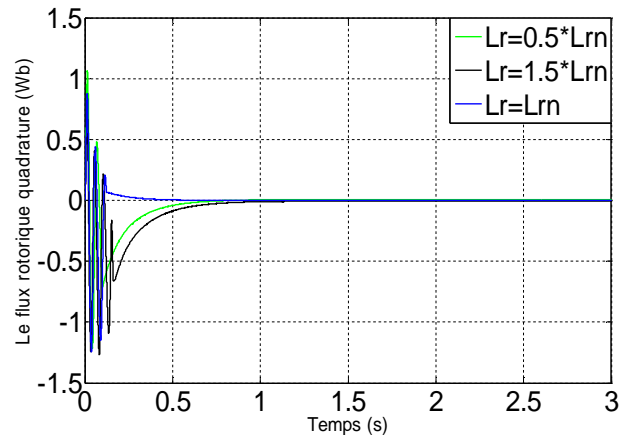
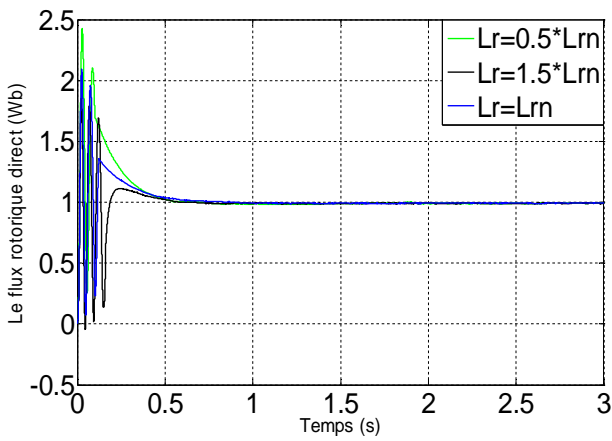
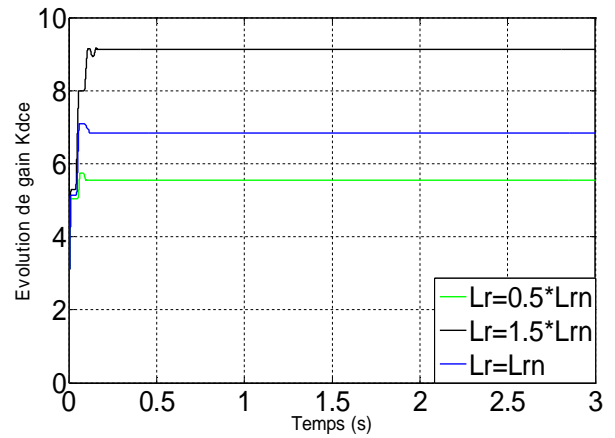
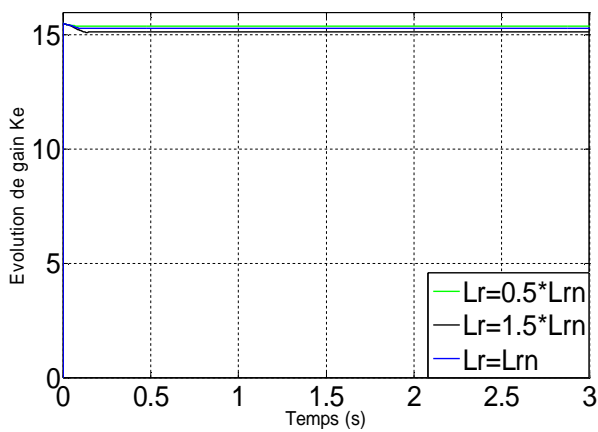


Figure (V.8.b) : Les composantes des flux rotoriques direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr} .



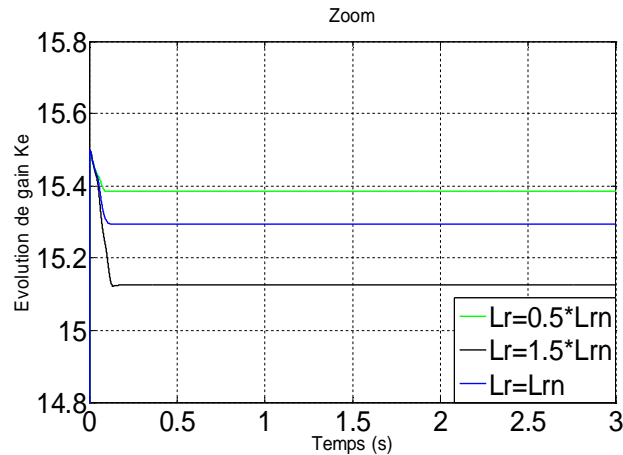


Figure (V.8.c) : Evolution des gains flous (K_e, K_{dce}) .

Figure (V.8): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande floue adaptative lors du test de robustesse vis-à-vis de l'inductance rotorique L_r .

V.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 dans le temps réel.

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 rotorique 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 générale

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons présenté la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile. L'objectif principal de cette thèse est de synthétiser des algorithmes robustes pour une commande efficace de la machine asynchrone double étoile. On a cherché à améliorer les performances de commande obtenues par le régulateur par mode de glissement, ainsi que par les techniques de commande basées sur la logique floue.

Après avoir introduit un état de l'art sur les machines polyphasées et les techniques de commande, un rappel théorique de la modélisation de machine asynchrone double étoile et des onduleurs de tension contrôlés par hystérésis ont été présentés.

Après une brève présentation de technique de commande par mode glissant, nous avons appliqué cette commande associée au contrôle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement moteur. Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées .

Pour améliorer les résultats obtenus un régulateur flou-glissant a été introduit . Les résultats de simulations obtenus montrent une amélioration du comportement de la machine .

Pour faire face au problème de calcul des gains flous, nous avons construit, un mécanisme d'adaptation sur l'application de la théorie de Lyapunov pour déterminer les valeurs réelles des gains d'un PI-flou. En partant des propriétés de la théorie de stabilité de Lyapunov, une étude comparative de résultats de simulation montre clairement que la régulation par le contrôleur flou-adaptatif donnent de meilleures performances.

Les résultats affichés ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab.

Comme perspective à notre travail, on propose :

PERSPECTIVES

- L'application des techniques présentées dans cette thèse sur d'autres systèmes comme les robots, etc ;
- L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande, dans le but de valider la synthèse se base sur le modèle physique de la MASDE;
- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie;
- Modélisation de la commande de cette machine en régime dégradé.
- L'introduction des onduleurs multi-niveaux.

Annexe

SPÉCIFICATIONS

A. Paramètres du moteur asynchrone double étoile utilisé [8] :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_{s2}	Résistance statorique en étoile 2	3.72	Ω
R_{s1}	Résistance statorique en étoile 1	3.72	Ω
R_r	Résistance rotorique	2.12	Ω
L_{s1}	Inductance statorique en étoile 1	0.022	H
L_{s2}	Inductance statorique en étoile 2	0.022	H
L_r	Inductance rotorique	0.006	H
L_m	Inductance Mutuelle	0.3672	H
p	Nombre de paires de pôles	1	—
f_r	Coefficient de frottement	0.001	N.m/rd/s
α	Angle de décalage	30	Degrés
J	Inertie du moteur	0.0625	Kg.M ²
f	Fréquence	50	Hz
P_n	Puissance nominale	4.5	kW
V/U	Tension nominal	220/380	V
I_{sn}	Courant nominal	6.5	A
C_{ele}	Couple électromagnétique nominale	14	N.m

B. Paramètres du régulateur PI-flou utilisé [95] :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
k_{de}	<i>Gain de la variation d'erreur</i>	0.0526	_____
k_{dce}	<i>Gain de la variation de commande</i>	2	_____
k_e	<i>Gain de l'erreur</i>	15.5	_____
Φ_{ref}	<i>Flux de référence</i>	1	Wb

C. Paramètres de Mécanisme flou pour régulateur glissant utilisé [64] :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
k_{de}	<i>Gain de la variation d'erreur</i>	0.025	_____
k_{dce}	<i>Gain de la variation de gain glissant</i>	300	_____
k_e	<i>Gain de l'erreur</i>	1.25	_____

D. Paramètres du régulateur glissant utilisé [64] :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
κ	<i>Gain du régulateur glissant</i>	30	_____

E. Paramètres d'onduleur contrôle par hystérise utilisé [95]:

Symboles	Description	Valeurs	Unités
U_0	<i>Tension continue, appliquée à l'onduleur de stator</i>	514	V
Δi	<i>Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur statorique</i>	0.15	A

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] H.A.Toliyat ,T.A.Lipo ,J.C.While , « Analysis of Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part2 (Motor Designed Performance), » *IEEE Transactions on Energy Conversion* ,Vol.6,No.4 ,pp.685-692, Dec.1991.
- [2] Mazodier .L,«La propulsion Electrique des Navires, », *REE*, No3, pp. 30-36, Mars 1997.
- [3] K.Abdelmalek« Filtrage Actif du Couple de Machines Electriques de Forte Puissance,» *Thèse de Doctorat, à l'Institut National Polytechnique de Lorraine de France* 1997.
- [4] E.Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, » *Mémoire De Magister en Electrotechnique, Batna* 2008.
- [5] Y.Zhao, « Vector Space Decomposition Modelling and Control of Multiphase Induction Machines, » *Phd .D.Dissertation, University of Wisconsin, Madison, 1995.*
- [6] Y.Zhao, T.A.Lipo, « Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Space Vector Decomposition, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.31, no.5, pp.1100-1109, Sep/Oct.1995
- [7] Y.Zhao, T.A.Lipo ,« Modelling and Control of Multi-Machine Induction Machine with Structural Unbalance, » *IEEE Transactions on Energy Conversion*,Vol.11,No.3, pp. 578- 584,Sept. 1991.
- [8] H.Amimeur, «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, » ,*Mémoire De Magister en Electrotechnique, Batna* 2008.
- [9] H.Amimeur ,R.Abdessemed,D.Aouzellag,E.Merabet and F.Hamoudi « A Sliding Mode Control Associated to the Field Oriented Control of Dual Stator Induction Motor Drives ,» *Journal of Electrical Engineering*, Vol 10,Edit 3,No 2,pp7-13,2010.
- [10] Plam.R « Robust Control by Fuzzy Sliding Mode ,» *Automatica*, 1994,30,pp.1429-1437 .
- [11] Yager,R,R and Filev,D.P « Essentials of Fuzzy Modelling and Control » *Wiley New York*, 1995.
- [12] Lu,U.S and Chen,J.S «A Self-Organizing Fuzzy Sliding Controller Design for a Class of nolinear servo system » *IEEE. Trans*, 1994, IE-41, pp.492 502.
- [13] Wu,J.I,and Liu ,M.T «A Sliding Mode Approach to Fuzzy Control Design ,» *IEEE. Trans*, 1996, CST-4, pp.141-151.
- [14] Liu ,²T.H, and Lin ,M.T « A Fuzzy Sliding Mode Controller Design for a synchronous reluctance motor drive » *IEEE. Trans*, 1996, AES-32, pp.1065-1076.
- [15] Ting, C.S, and Li, T.H and Kung, F .C « An Approach to Systematic Design of Fuzzy Control System » *Fuzzy. Sets .Syst*, 1996, 77, pp.151-166.
- [16] F.J.Lin,S.L.Chiu«Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for PM Synchronous Servo Motor Drives » *IEE. Proc. Control Theory .Appl*.Vol.145,No1.January 1998.
- [17] A.Ghani,and H.Abid,M.Abid «A Fuzzy Sliding Mode Control for a Self-Controlled Synchronous Motor Drives » *Electronic Journal .Technical Acoustics*,2005.16.
- [18] S.W.Kim ,J.J.Lee « Design of a Fuzzy Controller with Fuzzy Sliding Surface ,»

- Fuzzy .Sets .Syst, Vol.71.1995,359-367 .*
- [19] Ji.Chang Lo, Ya Hui Kuo «Decoupled Fuzzy Sliding Mode Control,»*IEEE.Trans.on.Fuzzy.Systems, Vol.6,N3, August 1998.*
- [20] E.Merabet ,H.Amimeur ,F.Hamoudi, R.Abdessemmed « Self-Tuning Fuzzy Logic Controller for a Dual Star Induction Machine » *Journal of Electrical Engineering and Technology Vol .6.No.1, PP.133-138,2011.Korea.*
- [21] Rambault.L «Conception d'une Commande Floue pour une Boucle Derégulation,»*Thèse de Doctorat de l'universite de poitiers 1993.*
- [22] H. Buhler « Réglage par Logique Floue, » *Presses Polytechnique et Université Romande Paris 1994.*
- [23] S.Filizadeh, L.M.Safavian ,and A.Emadi, «Control of Variable Reluctance Motors ;A Comparison Between Classical and Lyapunov-based Fuzzy Schema, » *Journal of Power Electronics, Vol 2, No 4,pp 305-311,2002.*
- [24] Nada Madani « Commande a Structure Variable d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentee par Deux Onduleurs MLI, », *Thèse Doctorat de l'université de Nantes 2004.*
- [25] R.Bojoi,A.Tencopi,F.Profumo,G.Griva,D.Martinello «Complete Analysis and Comparative Study of Digital Modulation Techniques for Dual here-Phase AC Motor Drives, » *Power Electronics Specialists Conference 07 Nov 2002,Vol ,page 856-857.IEEE 2002 .*
- [26] O.Ojo, Zhiqiao Wu « Speed Control of a Dual Stator Winding Induction Machine, » *IEEE.Transactions on Energy Conversion .2007.*
- [27] R.O.C.Lyra, T.A.Lipo «Torque Density Improvement In a Six-Phase Induction Motor with Third Harmonic Current Injection,» *IEEE-IAS Annual Meeting 2001,Chicago,Sept/Oct, (USA)2001.*
- [28] A.Munoz « Analysis and Control of a Dual Stator Winding Squirrel Cage Induction Machine Drive, » *Phd .D.Disseration, University of Wisconsin, Madison, 1999.*
- [29] Djafer Hadiouche « Contribution à l'étude de la Machine Asynchrone Double Etoile :Modélisation, Alimentation et Structure , »*Thèse Doctorat de l'université henri poincaré de Nancy1, France ,Décembre 2001.*
- [30] Jean.Pierre.Caron « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, ».
- [31] A.R.Munoz, T.A.Lipo « Dual Stator Winding Induction Machine Drive, » *IEEE. Tran on Industry Applications, Vol.36,No.5,pp.1369-1379,Sept/Oct 2000.*
- [32] Lurong ye, longya xu «Analysis of a Novel Stator Winding Current and Torque Ripple for Dual Six-Step Converter-Fed High Power AC Machines, »*1993 IEEE.*
- [33] D.Hadiouche, H.Razik ,A.Rezzoug «Modelling of A Double-Star Induction Motor For Space Vector PWM Control, » *Proc. ICEM 2000,28-30 August 2000, Espoo, Finland , Vol.1,pp.392-396.*
- [34] J.Camille Barros « Applications de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone, »*Thèse de Doctorat, Université d'aix marseille, 2003.*
- [35] G.Seguirer, F.Labrique, «Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance,Commande et Comportement Dynamique, »*Edition Tec.Doc, Paris Cedex, 1998.*
- [36] C.Carlos «Modélisation Contrôle Vectorielle et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones, » *Edition. Hermes scienc Europe, 2000.*
- [37] S.Belkacem « A Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine à Induction, » *Thèse Doctorat Electrotechnique, Batna 2011.*
- [38] J.J.E and Slotine and W.L.I «Applied Nonlinear Control,»*Prentice Hall 1991.*

- [39] J.J.E, J.K.Hedrick, E.A .Masawa « Nonlinear State Estimation Using Sliding Observers,»*Proceed. of 25 .Conf.on Decision and Contr. Athens, Greece December,1986.*
- [40] J.J.E.Slotine, J.A.Coetsee «Adaptive Sliding Controller Synthesis for Nonlinear Systems,» *International, Journal. Control .Vol.43, No.6, pp 1631-1986.*
- [41] G.Guy, C.Guy « Actionneurs Electroniques, Principes Modèles,»*Edition Eyrolles2000.*
- [42] M.Boussak « Commande Numérique Vectorielle des Machines Asynchrones Triphasés,»*Ecole Supérieure d'ingénieurs de Marseille France, Août, 1999.*
- [43] G.K, K.Nam, S.K.Lim « A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine, »*Transcations on Industrial Electronics ,Vol.52,No. 4,August 2005.*
- [44] M.Ho Park C.Yuen Won « Time Optimal Control for Induction Motor Servo System, » *IEEE. Transactions on Power Electronics, Vol.6, No.3, July 1991.*
- [45] S.Nategh, M.Moghaddasian, R.Kianinezhad, S.Gh.Seiffossadat « A New Sensor less Field-Oriented Control for Six-phase Induction Machines ,» *SPEEDAM 2008, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion IEEE 2008.*
- [46] R.Babuska «Fuzzy Modelling for Control, » *Boston, MA: Kluwer,1998.*
- [47] R.E.Bellman and L.A.Zadeh «Decision Making in a Fuzzy Environment,» *Manage. Sci.Vol. 17, pp.141-164, 1970.*
- [48] J.C.Bezdek, J.M.Keller, R.Krishnapuram, and N.R.Pal « Fuzzy Models and Algorithms for Pattern Recognition and Image Processing, »*Boston, MA: Kluwer, 1999.*
- [49] P.P.Bonissone, V.Badami, K.H.Chiang, P.S.Khedkar, K.W.Marcelle,and M.J.Schutten, «Industrial Applications of Fuzzy logic at General Electric, » *Proc.IEEE, Vol.38, No. 3, pp. 450–465, Mar. 1995.*
- [50] J.Fonsec, J.Fonsa, J.Martins, C.Couta « Fuzzy Logic Speed Control of an Induction Motor,» *Microprocessors and Microsystems .pp.523-534.1999.*
- [51] S.S.Farinwata, D.Pirovolou, G.J.Vachtsevanos « On Input-Output Stability Analysis of a Fuzzy Controller for a Missile Autopilot's Yaw Axis, » *International.Proceeding.3rd IEEE. International Conference on Fuzzy Systems, Orlando, FL,pp. 930-935, 1994.*
- [52] S.Chiu, S.Chand, D.Moore, and A.Chaudhary, «Fuzzy Logic for Control of Roll and Moment for a Flexible Wing Aircraft, » *IEEE Control Syst. Mag., Vol. 11, No. 1, pp. 42-48, Jan.1991.*
- [53] L.I.Larkin «A fuzzy Logic Controller for Aircraft Flight Control, » *In Industrial Applications of Fuzzy Control,M.Sugeno, Ed. Amsterdam, The Netherlands: North-Holland, pp.87-104,1985.*
- [54] B.Kadmiry and D.Driankov «A Fuzzy Gain-Scheduler for the Attitude Control of An Unmanned Helicopter, »*IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 12,No. 4, pp. 502-515, Aug. 2004.*
- [55] Bimal.K, Bose «Expert System, Fuzzy Logic, and Neural Network, Applications In Power Electronics and Motion Control , » *Proceed. of the IEEE, Vol. 82.No.8.August 1994.*
- [56] R.Mudi, Nikhil R.pal « Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers, » *IEEE .Transactions on Fuzzy Systems Vol.7.No.1 February 1999.*
- [57] T.Takagi, N.Sugeno « Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modelling and Control ,» *IEEE .Trans, on Systems Man and Cybernetics, Vol*

- .SMC15pp.116-132,1985.
- [58] Xiaobo Tan, Naiyao Zhang, Luyuan Tong, Zhonghong Wang «A Fuzzy Control Scheme for Nonlinear Systems and Its Application to Power Systems, » *1997 IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems Oct28-31 , Beijing. China, 1997.*
- [59] L.Zadeh « Fuzzy Sets», *Information and Control, Vol. 8, 1965.*
- [60] L.Zadeh «Outline of New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes, » *IEEE.Trans. SMC, Vol.3, pp. 28-44, 1973.*
- [61] E. H. Mamdani, «Application of Fuzzy Algorithms for Simple Dynamic Plant, » *Procee. Inst.Elect. Eng ,Vol. 121, pp. 1585–1588, 1974.*
- [62] M. Sugeno « Industrial Applications of Fuzzy Control, » *édition Amesterdam, 1985.*
- [63] F.J.Lin and S.J.L.Chui « Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for PM Synchronous Servo Motor Drives» *IEE Proc-Control Theory Appl., Vol.145, No. 1, January 1998.*
- [64] T.Laamayad, F.Nacéri ,R.Abdessemmed ,S.Belkacem « A Fuzzy Sliding Mode Strategy for Control of the Dual Star Induction Machine , » *Journal of Electrical Engineering ,Vol .13, Edit .1 ,N 30,PP.203-216 ,Romanie.2013.*
- [65] T.Laamayad, F.Nacéri, R.Abdessemmed, S.Belkacem « A New PI-fuzzy Sliding Mode Controller, Application To the Dual star induction machine (DSIM),» *International Conference on Electronics and Oil ICEO'11,March1-2,2011,Ouargla ,Algeria .*
- [66] 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.*
- [67] M.Kadjoudj, N.Golea, M.E.Benbouzid «Fuzzy Rule-Based Model Reference Adaptive Control for PMSM Drives, » *Serbian Journal of Electrical Engineering Vol. 4, No.1, 13-22 ,June 2007.*
- [68] L.A.Zadah «The Concept of a Linguistic Variable and Its Applications to Approximate Reasoning ,» *Part 3, Information Sciences Vol.09, pp.43-80, 1976.*
- [69] B.B.Meunie, Comarsal « Logique Floue : Principe, Aide à la Décision ,» *Edition Hermes Science, Lavopsier 2003.*
- [70] K.Kouzi « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction Sans Capteur Vitesse par un Réglage PI-Flou à Gains-Flous Adaptés Associé à un Observateur d'état par Mode de Glissement ,» *Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2000.*
- [71] T.Belkacem « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable,» *Mémoire de Magister en Electrotechnique , Université de Batna 2010 .*
- [72] Pai.A,D.Umanand,L.Ra ;N.J « Direct Torque Control of Induction Motor with Extended Kalman Filter ,» *Power Electronics and Motion Control Conference,2000 Proceeding PIEMC 2000 ,pp :132-137 Vol.1,15-18,Aug2000.*
- [73] A.Kaufmann « Introduction à la Théories des Sous Ensemble Flous à l'usage des Ingénieur ,» *Tome1, Edition Mascon, Paris, New york, Barcelone, Milon ,1977.*
- [74] 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.
- [75] 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.
- [76] H.C.Andersen, A.Lohti and A.C.Tsoi «A New Approach to Adaptive Fuzzy Control: The Controller Output Error Method, »*IEEE.Trans.on Systems, Man, and Cybernetics–Part B*. 27,686-691,1997.
- [77] R.Ordonez, J.Zumberge, J.T.Spooner, and Kevin M.Passino « Adaptive Fuzzy Control: Experiments and Comparative Analyses, » *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, Vol. 5, No. 2, May 1997.
- [78] Mohamed Rachid Chekkouri, Jordi Català Lopez, Emiliano Aldabas Rubira, Luis Romeral Martinez, « Fuzzy Adaptive Control of an Induction Motor Drive ,» *Automatika* 44,P 113-122,2003.
- [79] Ted.Tao,Shun-Feng Su «CMAC-Based Previous Step Supervisory Control Schemes for Relaxing Bound in Adaptive Fuzzy Control,» *Applied Soft Computing Journal*,doi:10.1016/j.asoc.2011.03.019 ,2008.
- [80] Langari.G and M. Tomizuka «Stability of Fuzzy Linguistic Control Systems,»*Proc.29th IEEE Conf. on Decision and Control*, pp. 2185-2190, 1990.
- [81] Stephen Paul Linder, Bahram Shafai «Behavior-Based Robust Fuzzy Control,» *Proc of the 1998 IEEE ISIC/CIRA/ISAS Joint Conference Gaithersburg, MD September14-17,1998*.
- [82] Wang, L.X «Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis,»*Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994*.
- [83] Wang, L.X « Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems, » *IEEE Trans On Fuzzy Systems*, Vol. 1,No. 2, pp.146-155, 1993.
- [84] Li-Xin Wang «A Supervisory Controller for Fuzzy Control Systems that Guarantees Stability, » 0-7803- 1896-X/94 \$4.00 01994 *IEEE*.
- [85] Kurt Fischle and Dierk Schroder «An Improved Stable Adaptive Fuzzy Control Method,» *IEEE Trans on Fuzzy Systems*,Vol.7,No.1,27 February1999.
- [86] 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* .
- [87] Xiaobo Tan ,Naiyao Zhang ,Luyuan Tong ,Zhonghong Wang «A Fuzzy Control Scheme for Nonlinear Systems and Its Application to Power Systems, » 1997 *IEEE Intern.Conf. on Intelligent Processing Systems Oct 28 - 31 , Beijing, China*.
- [88] Li-Xin Wang «Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems, » *Procd .of the 31st Conference on Decision and Control Tucson, Arizona December 1992*.
- [89] D.J.Choi and P.G.Park «H-infinity State-Feedback Controller Design for Discrete-Time Fuzzy Systems Using Fuzzy Weighting-Dependent Lyapunov Functions, »*IEEE.Trans. Fuzzy Syst. Vol.11,No.2,pp.271–278,Apr.2003*.
- [90] T.M.Guerra, L.Vermeiren «LMI-Based Relaxed no Quadratic Stabilization Conditions for Nonlinear Systems In the Takagi-Surgeon's Form,»*Automatica*,Vol.40,No.5,pp.823–829,May 2004.
- [91] K.Tanaka, T.Hori, H.O.Wang «A Multiple Lyapunov Function Approach to Stabilization of Fuzzy Control Systems, » *IEEE Trans .Fuzzy Syst.Vol.11,No.4,pp.582-589,Aug.2003*.

- [92] Y.Wang, Z.Q.Sun, and F.C.Sun «Stability Analysis and Control of Discrete-Time Fuzzy Systems: A Fuzzy Lyapunov Function Approach, » *In Proceeding. 5th Asian Control Confer.Melbourne,Australia, pp.1855–1860 , 2004.*
- [93] Gang Feng, « A Survey on Analysis and Design of Model-Based Fuzzy Control Systems, » *IEEE Trans.On Fuzzy Syst., Vol.14,No.5, pp.676- 697,Octobre. 2006.*
- [94] T.Laamayad, F.Nacéri, R.Abdessemed, A.Boudiaf «Fuzzy Adaptive Approach for Control the Dual Star Induction Machine, » *CIAM'2011 International Conference on Automation and Mechatronics Oran, November 22-24, 2011 .*
- [95] T.Laamayad, F.Nacéri, R.Abdessemed «Fuzzy Adaptive Controller Based on The Lyapunov Theory for Control the Dual Star Induction Machine, » *Journal of Electrical Engineering , Vol 12,Edit02,No7,pp 39-47,2012,Romanie.*
- [96] T.Laamayad, F.Nacéri, R.Abdessemed, S.Belkacem « A Fuzzy Adaptive control for double Stator induction Motor Drives,» *International Conference on Electronics and Oil ICEO'13,March5-6, 2013,Ouargla ,Algeria .*
- [97] Slotine, J.E. and W.Li « Applied Nonlinear Control, » *Prentice-Hall, Inc., NJ, 1991.*
- [98] K.Johan Astrom « Adaptive Feedback Control, »*Proceeding of the IEEE,Vol.75,No.2,February 1987 .*

Titre :

Contribution à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode glissant. Apport de la Logique Floue.

Résumé:

Dans cette thèse, nous nous proposons une contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant avec de la logique floue. Après avoir présenté l'état de l'art des ensembles MASDE - les techniques de commande utilisées et leurs application. Nous avons étudié par simulation la commande de la machine par trois techniques (mode glissant, floue glissant, floue adaptative). Ainsi que dans ce contexte, nous avons exploité schéma de commande vectorielle afin de régler la vitesse du rotor en utilisant les trois régulateurs proposés. Nous nous sommes intéressés au régulateur glissant pour la vitesse et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que le régulateur flou glissant, flou adaptatif. De plus, des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la MASDE ont été aussi effectués. En terme de résultats obtenus, on constate de bonnes performances dynamique et une robustesse vis-à-vis des perturbations.

Mots clés : MASDE, Mode glissant, Floue glissant, Floue adaptative, Robustesse, Commande vectorielle.

Title:

Contribution to Control of Dual Star Induction Machine by Sliding Mode with using Fuzzy Logic.

Abstract:

In this thesis, we propose a contribution of the control Dual Star Induction Machine by using sliding mode with the fuzzy logic. After we presented the state of the art the DSIM-techniques are used and their application. We used the simulation for to study the control of the machine, in cases we were using three techniques (Sliding mode, Fuzzy Sliding, Fuzzy adaptive), also we applied the vector control for regulation the speed of the rotor by using three regulators proposed. We were interested in application the sliding mode for control the speed, as well as the impact of its replacement by other regulators based on the techniques of the artificial intelligence such as the regulator fuzzy sliding, fuzzy adaptive. Moreover, tests of robustness concerning the parametric variation of the DSIM were also carried out. About the results obtained; we have the good performances of the dynamic responses and without influence of the disturbances.

Keys words: DSIM, Sliding Mode, Fuzzy Sliding, Fuzzy Adaptive, Robustness, Vector control.

العنوان:

تحسين التحكم لماكينة اللامتزامنة مزدوجة النجمة بواسطة منظم بنمط انزلاقي يعتمد المنطق الغامض.

الخلاصة:

تعرض الأطروحة المقدمة لدراسة تحسين في التحكم لماكينة اللامتزامنة مزدوجة النجمة بواسطة منظم بنمط انزلاقي يعتمد المنطق الغامض، قدمنا نبذة حول الماكينة و التقنيات التحكم مع استعمالاتها، و بعد ذلك قمنا بدراسة محاكاة للتحكم في الماكينة بواسطة ثلاث تقنيات هي (النمط أنزلاقي، المنطق الغامض انزلاقي، المنطق الغامض المعدل) وذلك بمساعدة التحكم الشعاعي من اجل تعديل السرعة. في هذا العمل أهتمين بمفعول المنظم انزلاقي النمط على التحكم ثم أبدلنا المنظم بنوع منظمات ذات تقنيات الذكاء الاصطناعي المقترحة المنطق الغامض انزلاقي، المنطق الغامض المعدل. قد قمنا عرضنا النتائج المفصلة حول تغيرات وسائط الماكينة ومنه نلاحظ متانة التحكم وحسن الخصائص الديناميكية.

الكلمات المفتاحية:

لماكينة اللامتزامنة مزدوجة النجمة. بنمط انزلاقي، المنطق الغامض، المنطق الغامض انزلاقي، المنطق الغامض المعدل، المتانة