

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : DGE/05/16

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité: Génie Electrique

Option: Génie Electrique

THEME

Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE »

Présenté Par

RAHALI Hilal

Soutenue le : 09/ 01 / 2020

Devant le jury composé de:

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
BOUGUERRA Abderrahmen	Maitre de conférences A	Univ. de M'sila	Président
ZEGHLACHE Samir	Maitre de conférences A	Univ. de M'sila	Encadreur
BENALIA Leila	Professeur	Univ. de Batna 2	Co-Encadreur
KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Univ. de Sétif	Examineur
SAOUDI Kamel	Maitre de conférences A	Univ. de Bouira	Examineur
BELHAMDI Saad	Maitre de conférences A	Univ. de M'sila	Examineur

Année Universitaire : 2019/2020

Remerciements

Mes remerciements les plus vifs et chaleureux, vont à mon directeur de thèse Monsieur **Samir ZEGHLACHE**, Maitre de conférence (A) à l'université de M'sila, pour son aide, son orientation judicieuse, sa disponibilité et ses très nombreux commentaires et suggestions ont considérablement amélioré à la fois le contenu et la présentation de cette thèse.

Je suis extrêmement reconnaissant à Madame **Leila BENALIA**, Professeur à l'université de Batna2, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse, et que je tiens à remercier pour ses conseils et ses qualités humaines.

Je tiens également remercier Monsieur **Abderrahmen BOUGUERRA**, Maitre de conférence (A) à l'université de M'sila, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **Mabrouk KHEMLICHE**, Professeur à l'université de Sétif, à Monsieur **Kamel SAOUDI**, Maitre de conférence (A) à l'université de Bouira, et Monsieur **Saad BELHAMDI**, Maitre de conférence (A) à l'université de M'sila, pour m'avoir fait l'honneur d'être examinateurs de ce travail.

Dédicaces

بسم الله والصلاة والسلام على رسول الله صلى الله عليه وسلم أما

بعد:

إلى الوالدين العزيزين الكريمين , أسأل الله سبحانه وتعالى أن يطيل في عمرهما
على الطاعة وان يتمتعهما بالصحة والعافية وأن يجعل عاقبتهما الجنة وأن يكتب هذا
العمل المتواضع وما تلاه في ميزان حسناتهما.

إلى زوجتي الكريمة التي صبرت وتعبت أسأل الله أن يطيل في عمرها في طاعته
وان يتمتعها بالصحة والعافية.

إلى فلذات الكبد, إلى أبنائي الأعراف: أنيس البطل وأخته الكتكوتة ميسم.

إلى أخوتي الكرام وزوجاتهم, أختي وزوجها وكل أولادهم.

إلى جميع الأصدقاء والزملاء

لكم جميعا الشكر الجزيل.

Sommaire

SOMMAIRE.....	I
LISTE DES FIGURES	IV
LISTE DES TABLEAUX	VI
NOTATIONS ET SYMBOLES	VII
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES MACHINES MULTIPHASES

I.1	Introduction	4
I.2	Structure des machines multiphasées	4
I.3	Caractéristiques des machines multiphasées	5
I.3.1	Machines multiphasées de type 1	5
I.3.2	Machines multiphasées de type 2	6
I.4	Avantages des machines multiphasées	7
I.5	Inconvénient des machines multiphasées.....	9
I.6	Conclusion	9

CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MASDE - ONDULEURS MLI

II.1	Introduction	10
II.2	Description de la MASDE	10
II.3	Modèle triphasé de la MASDE	11
II.3.1	Hypothèses simplificatrices	11
II.3.2	Equations mathématiques de la MASDE	11
	II.3.2.1 Equations électriques	11
	II.3.2.2 Equations magnétiques	13
	II.3.2.3 Equations mécaniques.....	14
II.4	Modèle de la MASDE dans le repère (d, q)	14
II.5	Mise sous forme d'équation d'état de la MASDE.....	17
II.6	Modélisation d'alimentation de la machine par onduleur MLI.....	19
II.6.1	Modélisation de l'onduleur de tension	20
II.6.2	Stratégie de commande par MLI Sinus-Triangle	21
II.7	Résultats de simulation MASDE - Onduleur de tension M.L.I.....	23
II.8	Conclusion..	24

CHAPITRE III : STRATEGIES DE COMMANDES NON LINEAIRES APPLIQUES A LA MASDE

III.1	Introduction	25
III.2	Principe de la commande vectorielle	25
III.2.1	Choix d'orientation du flux	25
III.2.2	Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	26
	III.2.2.1 Stratège de la commande vectorielle direct.....	26
	III.2.2.2 Découplage par compensation	27
	III.2.2.3 Estimation du flux rotorique.....	29

Sommaire

III.2.2.4	Synthèse des régulateurs PI	30
III.2.3	Présentations et interprétations des résultats de simulation.....	33
III.2.3.1	Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse.....	33
III.2.3.2	Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge.....	34
III.2.3.3	Fonctionnement du moteur lors d'une la variation paramétrique.....	35
III.3	Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile	36
III.3.1	Principe de la commande par mode glissant	37
III.3.1.1	Choix des surfaces de glissement.....	37
III.3.1.2	Condition d'existence et de convergence du régime glissant.....	38
III.3.1.3	Calcul de la commande	39
III.3.1.4	Expression analytique de la commande.....	39
III.3.1.5	Elimination du phénomène du chattering.....	40
III.3.2	Avantages de la commande par mode glissant.....	42
III.3.3	Différents structures de la commande par mode glissant	42
III.3.3.1	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	42
III.3.3.2	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	43
III.3.3.3	Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	43
III.3.4	Applications de la commande mode glissant à la MASDE	44
III.3.4.1	Réglage de la vitesse	44
III.3.4.2	Réglage du flux rotorique.....	46
III.3.4.3	Réglage des courants statoriques.....	47
III.3.5	Présentations et interprétations des résultats de simulation.....	49
III.3.5.1	Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse.....	49
III.3.5.2	Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge.....	50
III.3.5.3	Fonctionnement du moteur lors d'une la variation paramétrique.....	51
III.4	Commande par backstepping de la machine asynchrone double étoile	53
III.4.1	Synthèse de la commande par backstepping pour la MASDE	53
III.4.2	Présentations et interprétations des résultats de simulation.....	57
III.4.2.1	Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse.....	58
III.4.2.2	Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge.....	59
III.4.2.3	Fonctionnement du moteur lors d'une la variation paramétrique.....	60
III.5	Conclusion	61
 CHAPITRE IV : STRATEGIES DE COMMANDES NON LINEAIRES HYBRIDES APPLIQUES A LA MASDE.		
IV.1	Introduction	63
IV.2	Généralités sur la logique floue type 1	63
IV.2.1	Structure d'une commande par logique floue type 1.....	64
IV.3	Généralités sur la logique floue type-2.....	65

Sommaire

IV.3.1	Avantages et inconvénients de la logique floue	68
	III.3.1.1 Les avantages	68
	III.3.1.2 Les inconvénients	68
IV.4	Commande floue type 2 a gain daptative de la machine asynchrone double	69
IV.4.1	Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur classique par la logique floue type 2....	69
IV.4.2	Application de la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif.....	70
IV.4.3	Présentations et interprétations des résultats de simulation	73
	IV.4.3.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse	74
	IV.4.3.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge.....	75
	IV.4.3.3 Fonctionnement du moteur lors d'une la variation paramétrique.....	76
IV.5	Commande par mode glissant flou de la machine asynchrone double étoile.....	77
IV.5.1	Conception de la commande par mode glissant floue	78
IV.5.2	Présentations et interprétations des résultats de simulation	81
	IV.5.2.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse	81
	IV.5.2.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge.....	82
	IV.5.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une la variation paramétrique.....	83
IV.6	Commande par mode glissant backstepping de la machine asynchrone double étoile	85
IV.6.1	Conception de la commande mode glissant-backstepping	85
IV.6.2	Présentations et interprétations des résultats de simulation	89
	IV.6.2.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse	89
	IV.6.2.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge.....	90
	IV.6.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une la variation paramétrique.....	91
IV.7	Etude comparative.....	93
IV.8	Conclusion	94
	CONCLUSION GENERALE	95
	BIBLIOGRAPHIE	98
	ANNEXE.....	104

Liste des Figures

CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MASDE - ONDULEURS MLI.

Figure II.1 : Représentation de l'enroulement de MASDE	11
Figure II.2 : Transformation de Park	15
Figure II.3 : Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation	20
Figure II.4 : Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	21
Figure II.5 : Schéma d'un bras d'onduleur	21
Figure II.6 : Principe de la technique Sinus-Triangle.	22
Figure II.7 : Résultats de simulation de la MASDE sous une charge $Cr = 15N.m$ en 2s.....	24

CHAPITRE III : STRATEGIES DE COMMANDES NON LINEAIRES APPLIQUES A LA MASDE.

Figure III.1 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	27
Figure III.2 : Principe de la commande vectorielle directe a flux rotorique orienté de la MASDE.	31
Figure III.3 : Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI.....	32
Figure III.4 : Schéma fonctionnel du régulateurs des courants I_{ds1} ; I_{ds2} ; I_{qs1} ; I_{qs2}	33
Figure III.5 : Schéma fonctionnel du régulateur de la vitesse ω_r	34
Figure III.6 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation du sens de la vitesse	36
Figure III.7 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation de charge.....	36
Figure III.8 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation de l'inductance statorique L_{s1}	38
Figure III.9 : Convergence du système glissant.....	39
Figure III.10 : Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	41
Figure III.11 : La fonction <i>sign</i>	42
Figure III.12 : Fonction saturation avec un seuil et deux seuils.	43
Figure III.13 : Fonction «smooth».....	44
Figure III.14 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	45
Figure III.15 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	45
Figure III.16 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	46
Figure III.17 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de la vitesse	52
Figure III.18 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de charge.....	53
Figure III.19 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de l'inductance statorique L_{s1}	54
Figure III. 20 : Principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone.....	59
Figure III.21 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande backstepping lors de la variation de la vitesse	61
Figure III.22 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande backstepping lors de la variation de charge.....	62
Figure III.23 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande backstepping lors de la variation de l'inductance statorique L_s	63

Liste des Figures

CHAPITRE IV : STRATEGIES DE COMMANDES NON LINEAIRES HYBRIDES APPLIQUES A LA MASDE.

Figure IV.1 : Structure d'un régulateur flou.....	66
Figure IV.2 : Structure d'un système flou type 2 avec deux sorties.	68
Figure IV.3 : Mécanisme de la commande floue-PI a gain adaptatif.....	71
Figure IV.4 : Schéma bloc de la commande proposée (FT2GAPI).....	72
Figure IV.5 : Fonctions d'appartenance d'entrées e_j et Δe_j ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour différents PI.....	74
Figure IV.6 : Fonctions d'appartenance de sorties K'_{pj} and K'_{ij} ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour différents PI.....	74
Figure IV.7 : Surface générée pour les gains K'_{ij}	75
Figure IV.8 : Surface générée pour les gains K'_{pj}	75
Figure III.9 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue type 2 a gain adaptatif lors de la variation de la vitesse	77
Figure III.10 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue type 2 a gain adaptatif lors de la variation de charge	78
Figure III.11 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue type 2 a gain adaptatif lors de la variation de l'inductance statorique L_s	79
Figure IV.12 : Schéma bloc de la commande proposée mode glissant flou (FSMC).....	81
Figure IV.13 : fonctions d'appartenances d'entré $u(s)$	82
Figure IV.14 : Fonctions d'appartenance de la sortie u_f	82
Figure IV.15 : Surface de glissement	83
Figure IV.16 : Principe de la commande par mode glissant-Floue de la MASDE	83
Figure III.17 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant floue lors de la variation de la vitesse	85
Figure III.18 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant floue lors de la variation de charge	86
Figure III.19 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant floue lors de la variation de l'inductance statorique L_s	87
Figure IV.20 : Structure de l'association des commandes mode glissant flou et backstepping.	88
Figure IV.21 : Principe de la commande par backstepping de la MASDE.....	91
Figure III.22 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant-backstepping lors de la variation de la vitesse.....	93
Figure III.23 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant-backstepping lors de la variation de charge.....	94
Figure III.24 : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant-backstepping lors de la variation de l'inductance statorique L_s	95

Liste des tableaux

CHAPITRE I: ETAT DE L'ART SUR LES MACHINES MULTIPHASES

Tableau II.1 : Machines multiphasées de type 1..... 6

Tableau II.2 : Machines multiphasées de type 2..... 7

CHAPITRE IV : STRATEGIES DE COMMANDES NON LINEAIRES HYBRIDES APPLIQUES A LA MASDE.

Tableau IV.1 : Base de règles flou pour K'_{pj} 72

Tableau IV.2 : Base de règles flou pour K'_{ij}73

Tableau IV.3 : Etude comparative entre les commandes développées à la MASDE.....94

Notations et Symboles

Notations :

MASDE	: Machine Asynchrone à Double étoile.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée)
DFOC	: Direct Field Oriented Control (commande vectoriel directe par orientation de flux)
IFOC	: Indirect Field Oriented Control (commande vectoriel indirecte par orientation de flux)
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
Matlab	: Matrix Laboratory
MOSFET	: Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor
FOC	: Field Oriented Control (commande vectoriel par orientation de flux)
MCC	: Machine à Courant Continu
PI	: Proportionnel Intégral
FT2GAPI	: Flou Type 2 a Gain Adaptative PI
FSMC	: Fuzzy Sliding Mode Controler (commande floue- mode glissant)
FLC	: Fuzzy Logic Controler (controler logic floue)
BSMC	: Backstepping-Sliding Mode Controler (commande backstepping-mode glissant).
SSV	: Systeme a Structure Variable.
RLC	: Résistance, Inductance, Capacité.

Symboles :

X_{ref}	: Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.)
\dot{X}	: Grandeur de dérivé (Surface, tension, courant, etc.)
X_{est}	: Grandeur estimé (vitesse, tension, courant, etc.)
C_{em}	: Couple électromagnétique (N.m)
C_r	: Couple résistant (N.m)
$e, \Delta e$: Erreur et sa dérivée.
f	: Fréquence du réseau (Hz)
f_p	: Fréquence de la porteuse (Hz)
F_{ij}	: L'ensemble flou type 2
$F(s)$: Fonction de transfert en boucle fermé du système asservi du premier ordre régulé par un PI.
G_i	: La sortie du système flou de type 2
$I_{sa, sb, sc ; 1, 2}$: Courants triphasées statoriques (étoiles 1 et 2) (A)
$I_{ra, rb, rc}$: Courants triphasées rotorique (A)
$I_{d s1}, I_{qs1}$: Courant de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
$I_{d s2}, I_{qs2}$: Courant de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
$I_{d r}, I_{qr}$: Courant rotorique dans le référentiel de Park (d, q) (A)
$[I_{s1}], [I_{s2}], [I_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotorique (A)
j	: Moment d'inertie (kg.m ²)
j_1	: Critere de l'énergie de la commande
j_2	: Critere de la somme des carrés des erreurs

Notations et Symboles

K_f	: Coefficient de frottement
K_i	: Gain integral
K_p	: Gain proportionnel
$K_\omega, K_\phi, K_{L\dots}$: gains des surfaces de glissement
$L_{s1}; L_{s2}$: Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 et 2 respectivement (H)
L_{sr}	: Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)
L_m	: Inductance mutuelle cyclique entre (stator1 ou stator2) et le rotor (H)
L_{ms}	: L'inductance mutuelle statorique (H)
L_{mr}	: L'inductance mutuelle rotorique (H)
L_{sr}	: L'inductance mutuelle stator-rotor (H)
L_r	: Inductance propre d'une phase du rotor (H)
$[L_{s1,s1}], [L_{s2,s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 1 et 2 respectivement (H)
$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor (H)
$[L_{s1,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2 (H)
$[L_{s2,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1 (H)
$[L_{s1,r}], [L_{s2,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 ou étoile 2 et rotor respectivement (H)
$[L_{r,s1}] [L_{r,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et étoile 1 ou étoile 2 respectivement (H)
m	: Indice de modulation
P_{em}	: Puissance électromagnétique (Watt)
$[P(\theta)]$: Matrice de transformation de park
q	: Nombre de phases
q_a	: Nombre de phases équivalent
r	: Coefficient de réglage de la porteuse.
R_r	: Résistance rotorique (Ω)
$R_{s1}; R_{s2}$: Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1 et 2 respectivement (Ω)
$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$: Les matrices des résistances statoriques 1, 2 et résistances rotorique respectivement (Ω)
S_ω, S_ϕ, S_I	: Surfaces de glissement (vitesse, flux, courants)
t	: Temps (s)
T_p	: Période du signal de la porteuse (s)
$T(s)$: Fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi du premier ordre régulé par un PI.
$U_A; U_B; U_C$: Les tensions de l'entrée pour les convertisseurs matriciels (V)
U_{eq}	: La commande équivalente
U_n	: La commande non linéaire (attractive)
$V_{sa1} V_{sb1}, V_{sc1}$: Tensions triphasées statoriques d'étoile 1 (V)
$V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}$: Tensions triphasées statoriques d'étoile 2 (V)
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions triphasées rotorique (V)
$V_{ds1}; V_{qs1}$: Tensions de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
$V_{ds2}; V_{qs2}$: Tensions de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
$V_{dr}; V_{qr}$: Tensions rotoriques dans le référentielle de Park (d, q) (V)
$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
V_m	: Amplitude de la tension de référence (V)

Notations et Symboles

V_{pm}	: Valeur crête de l'onde de modulation (V)
ω_r	: Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rad/s)
ω_s	: Pulsation électrique des grandeurs statorique (rad/s)
ω_{gl}	: La pulsation électrique de glissement (rad/s)
$\varphi_{dr}; \varphi_{qr}$: Flux rotorique dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
$\varphi_{drest}; \varphi_{qrest}$: Flux rotorique estimé dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
φ_{rest}	: Module du flux rotorique estimé dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
φ_s	: Flux statorique selon (d, q) (Wb)
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux triphasés rotorique (Wb)
$\varphi_{sa2}, \varphi_{sb2}, \varphi_{sc2}$: Flux triphasés statorique (étoile 2) (Wb)
$\varphi_{sa1}, \varphi_{sb1}, \varphi_{sc1}$: Flux triphasés statorique (étoile 1) (Wb)
$\varphi_{ds1}; \varphi_{qs1}$: Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
$\varphi_{ds2}; \varphi_{qs2}$: Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
$[\varphi_{dr}], [\varphi_{qr}]$: Vecteurs des flux statorique et rotorique (Wb)
Ω	: Vitesse mécanique de rotation du rotor (rad/s)
θ_m	: Angle mécanique (rad)
θ_e	: Angle électrique (rad)
θ_r	: Position du rotor par rapport à l'étoile 1(rad)
$\theta_{r-\alpha}$: Position du rotor par rapport à l'étoile 2(rad)
θ	: Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1(rad)
τ	: Constante de temps d'un système de premier ordre (s)
α	: Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rad)

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale:

Dans le domaine des entraînements électriques, les machines asynchrones triphasées permettent la transformation électrique-mécanique et vis-versa. Elles sont depuis longtemps largement disponibles en standard dans l'industrie, occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Néanmoins, ces machines offrent une simplicité de construction grâce à l'absence du collecteur mécanique, des bonnes performances telles que la fiabilité, robustesse, un entretien facile et son prix raisonnable [May 11].

Le majeur inconvénient de la machine asynchrone triphasée est qu'elle reste limitée en puissance, dans la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance. Un moyen de solution consiste d'utiliser des machines à nombre de phases élevé pour segmenter la puissance [Mou 99] [Nag 82] [Dro 94] (utiliser les machines multi-phasées). En effet, conserver trois phases dans le domaine des fortes puissances implique des contraintes électriques fortes tant sur le convertisseur statique que sur la machine.

Ainsi l'utilisation d'onduleurs avec l'augmentation de la tension pose le problème que soit supportée la machine, du fait engendre des contraintes au niveau des diélectriques subies par les semi-conducteurs, et ainsi, insère des perturbations électromagnétiques apparaitre lors des commutations des interrupteurs qui doivent en effet commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées [Kli 83] [Let 00]. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), ainsi il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle.

Les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent apporter une solution au prix d'un accroissement de la complexité de l'onduleur, particulièrement au delà de 3 niveaux de tension, Néanmoins, si la machine n'est plus directement couplée au réseau triphasé, le choix du nombre de phase peut être priori reconsidéré comme une très bonne solution à la segmentation de puissance dans laquelle la complexité de conception et de commande s'équilibre mieux entre modulateur d'énergie et machine [Kli83] [Let00]. Cela permet, entre autre, d'utiliser des composants de puissance fonctionnant avec une fréquence de commutation élevée, et ainsi, de réduire le taux harmonique, notamment celui du couple [Sem05].

Les machines multiphasées (le nombre de phases est supérieur à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs. Ces machines sont appelées à gagner une place non négligeable dans le domaine des variateurs de vitesse de fortes puissances, et ainsi particulièrement pour des applications où de faibles ondulations de couple sont exigées [Mic 97]. Il est possible de rester en fonctionnement de marche en modes dégradés lors d'une mise en défaut d'un bobinage ou d'un composant [Sem05].

Les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude et à la commande des machines multiphasées, en particulier, le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone double étoile (MASDE) qui fait l'objet nécessaire, afin d'étudier le comportement du MASDE qui nécessite une double alimentation triphasée statorique.

Dans les applications industrielles, la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste, flexible à la commande et leurs capacités d'évolution. Elle a été utilisée à la place des machines à induction triphasées traditionnelles pour améliorer leur fiabilité [And 09], en raison de leurs performances dans les forts champs et pour leurs applications à puissance élevée telles que les véhicules électriques, la traction de locomotives et les applications navales [Laa 12] [Laa 13] [LAY 019] [LAY 19] [Tir 16] [Tir 17] [Wan 16].

En dépit de la robustesse et de la tolérance aux défauts, la machine asynchrone double étoile peut restée en fonctionnement en mode dégradé lors d'une mise en défaut, tel que les barres cassées, les courts-circuits inter spires entre phases mais également de désalignement et d'excentration du rotor [And 09]. En outre, le problème ne se limite pas seulement au niveau de la machine, il peut également survenir au niveau de l'alimentation en raison d'un court-circuit ou d'une ouverture permanente d'un composant IGBT.

La commande à structure variable est un sujet qui a attiré l'attention de plusieurs chercheurs depuis longtemps. Le principe de cette technique de commande est de forcer la dynamique du système à suivre, au mieux, une dynamique désirée.

Cependant, la complexité, la présence des forts non linéarités et mal connaissance exacte du modèle dynamique de système, dans certains cas, ne permettent pas d'avoir une compensation exacte de ces non linéarités et ainsi obtenir les performances de poursuite désirées. Pour contourner ce problème, plusieurs commandes intelligentes pour les systèmes non linéaires affines dans la commande ont été présentées dans la littérature où l'approximation est assurée soit par un système flou, soit par un réseau de neurones [Tir 16] [Tir 17] [Laa 12] [Laa 13] [Che 14] [Ben 18] [Lal 18] [You 18] [Lay 19].

Nombreuses différentes stratégies de commande non linéaires s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes ont été étudiées et appliquées sur la MASDE [Tir 16] [Tir 17] [Laa 12] [Laa 13] [Mer11] [Mel 12] [Ben 11] [Ami 12], permet d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Dans notre travail on s'intéresse à l'étude de la machine asynchrone à double étoile, afin de lui appliquer des techniques de commande intelligentes, particulièrement d'une part, la commande vectorielle, la commande par mode glissant, la commande par backstepping et d'autre par des commandes hybrides, telle que, la commande adaptative -floue-type 2, mode glissant- flou type 1, ainsi que la commande par mode glissant- backstepping.

Contributions

Le travail mené dans le cadre de cette thèse a donné lieu aux contributions suivantes :

- 1) Synthèse d'une loi de commande vectorielle par orientation de flux rotorique à base de régulateurs PI (proportionnel et intégral) de la machine asynchrone double étoile (MASDE).
- 2) Synthèse d'une loi de commande à structure variable par le mode glissant à base de la l'approche vectorielle.

- 3) Synthèse d'une loi de commande avec un régulateur type backstepping, à base de la fonction de Lyapunov.
- 4) Proposition d'une loi de commande adaptative basée sur la logique floue type-2.
- 5) Synthèse d'une loi de commande floue-glissante pour la commande de la MASDE.
- 6) Proposition d'une loi de commande hybrides de type glissante-backstepping.
- 7) Finalement, le dernier objectif de ce travail consiste à faire une comparaison entre les différentes techniques de commandes afin de mettre en évidence leurs performances.

Structure de la thèse :

Cette thèse, composée de quatre chapitres, est organisée de la manière suivante :

- ❖ Dans le premier chapitre, nous allons présenter un état de l'art concerne les machines multiphasées, quelques généralités (utilisation, différents types, avantages et inconvénients).
- ❖ Le second chapitre est consacré à la modélisation dynamique, on rappellera la modélisation de la MASDE dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine. Finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement avec deux onduleurs MLI.
- ❖ La synthèse et les résultats de simulation sous environnement Matlab / Simulink de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (DRFOC), puis l'application de quelques stratégies de commandes non linéaires, concerne la commande avec un régulateur à mode glissant et la commande backstepping, tout on basant sur l'approche de la commande vectorielle sont présentés dans le troisième chapitre.
- ❖ En se basant sur les stratégies de commandes hybrides, le quatrième chapitre est consacré dans une première partie, l'application des commandes hybrides telles que, la commande adaptative directe utilisant le régulateur flou type-2 pour régler la vitesse de la MASDE, puis la commande glissante combinée avec les outils de l'intelligence artificielle, nous présentons la synthèse d'une commande floue-glissante et finalement la commande par mode glissant-backstepping. En deuxième partie, une étude comparative a été effectuée entre ces différentes stratégies de commandes.
- ❖ Finalement, nous terminons ainsi cette thèse par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et les perspectives.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART DES MACHINES
MULTIPHASEES

I.1 Introduction :

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières, soit par la façon d'alimentation ou bien par sa construction. Le nombre réduit de phases peut être un handicap, les problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine dans des domaines particuliers d'applications lorsqu'il y a une segmentation de puissances des alternateurs [Had06] [HAD 01] [Mer 13] [Ben 10].

L'augmentation de la tension engendre des contraintes au niveau des diélectriques et des perturbations électromagnétiques apparaissent lors des commutations des interrupteurs qui doivent en effet commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. Alors l'augmentation du nombre de phases de la machine est une solution [Kli 83] [Let 00], dans laquelle la complexité de conception et de commande s'équilibre mieux entre modulateur d'énergie et machine.

Les machines multiphasées (le nombre de phases est supérieur à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs [Had06]. En industrie, plusieurs machines polyphasées ont ainsi été développées, comme la machine pentaphasée et la plus connue est sans doute la machine hexaphasée double étoile dont les deux étoiles sont déphasées électriquement de 30° qui offre une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme au bobinage [Ben 10].

Un nombre élevé de phases confère une meilleure fiabilité au système convertisseur-machine, ainsi, il est possible de rester en fonctionnement en mode dégradé lors d'une mise en défaut d'un bobinage ou d'un composant [Sem 05]. Ces machines ont gagné une place non négligeable dans le domaine des variateurs de vitesse de fortes puissances, particulièrement pour des applications où de faibles ondulations de couple sont exigées [Mic 97].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes structures de la machine asynchrone polyphasée, leurs types, tout en citant leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2 Structure des machines multiphasées :

On peut classer les machines suivant plusieurs manières soit par sa façon d'alimentation (façon de délivrer le courant/tension) ou bien par sa construction. La machine peut être asynchrone à rotor bobiné, à cage d'écureuil ou synchrone à aimants permanent, à enroulements d'excitation, à pôles lisses ou à pôles saillants, avec ou sans amortisseurs. Ces machines peuvent être alimentées par des commutateurs de courants ou des onduleurs de tension.

Les machines multiphasées, comme l'indique son nom, comporte comme la machine asynchrone triphasée classique deux parties :

- Une partie tournante au forme cylindrique plein sur un arbre est le rotor qui est construit à partir des enroulements raccordés sur eux-mêmes.
- Une partie immobile à la forme cylindrique creuse est le stator qui comporte plusieurs enroulements triphasés, couplés magnétiquement ou non entre eux, et dont les phases

respectives sont groupées en plusieurs étoiles. Chaque étoile est alimentée par son propre convertisseur statique.

I.3 Caractéristiques des machines multiphasées

L'augmentation du nombre de phases permet également d'améliorer la qualité de l'énergie, de réduire les ondulations du couple, de réaliser des structures tolérantes aux défauts tels que la perte d'une ou des phases et le court-circuit [Had 01] [And 09].

Le concept de la machine multiphasée ne se diffère à celui de la machine triphasée qu'au nombre de phases et le décalage entre deux phases consécutives. On peut avoir deux types de machines multiphasées suivant le nombre de phases statoriques qui est multiple de trois ou non [Had 01] [Sin02] :

- 1- Machines multiphasées de type 1,
- 2- Machines multiphasées de type 2.

Les machines multiphasées de type 1 qui possèdent un nombre de phases multiple de trois ont l'avantage de pouvoir être alimentées en utilisant des onduleurs triphasés avec des techniques de contrôle bien développées, aux machines multiphasées de type 2 qui nécessitent la conception des onduleurs spécifiques.

I.3.1 Machines multiphasées de type 1 :

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phases multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées : $q = 3i$ ($i = 1, 2, 3, 4, 5 \dots$). Ses machines sont également connues sous l'appellation machines multi-étoiles.

Ce type de machine est distingué à plusieurs configurations possibles, à savoir pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, en effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [Had 01] [Ben 10].

Pour pouvoir faire la différence entre les configurations possibles, on introduit un terme appelée le nombre de phases équivalent qui est défini comme suit :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.1})$$

Avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

On illustre dans le tableau I.1 quelques exemples de machines multiphasées de type 1 [Ben 10].

Tableau I.1: Machines multiphasées de type 1 [Had 01].

Nombre de phases	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire α (Rad)	Représentation schématique Position des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	
12	12	$\frac{\pi}{12}$	

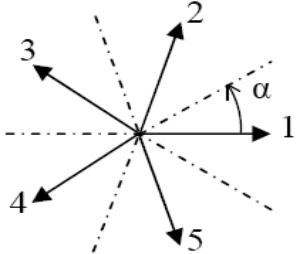
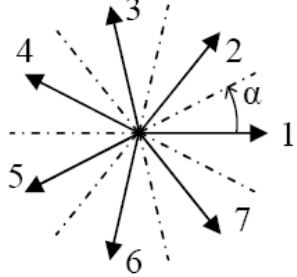
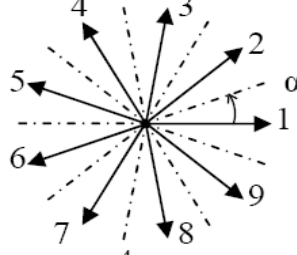
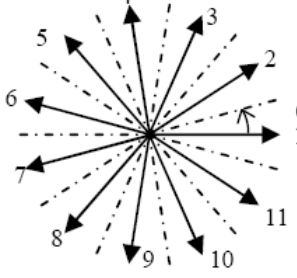
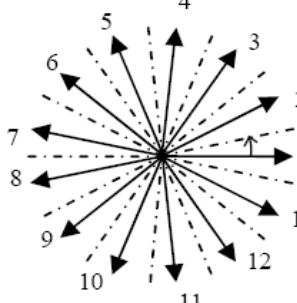
I.3.2 Machines multiphasées de type 2

Si le nombre de phase statorique des machines multiphasées est impair et différent de trois (nombre de phases n'est pas multiple de trois.) donc, c'est le cas des machines multiphasées de type 2. Dans ce type, les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.2})$$

Le tableau I.2 illustre quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

Tableau I.2: Machines multiphasées de type 2 [Had 01].

Nombre de phases	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire α (Rad)	Représentation schématique Position des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

I.4 Avantages des machines multiphasées :

La conception des machines multiphasées attire de plus en plus les chercheurs et les industriels depuis une vingtaine d'années, car cette structure de bobinage multiphasé présente

un nombre d'avantages par rapport aux enroulements triphasés classiques [And 09] [Had 01] [Mao15].

- ***La segmentation de puissance*** [Had 01] [Xav 03]:

L'alimentation des machines alternatives à nombre élevé de phases s'avère intéressante pour les applications de fortes puissances, c'est l'avantage principal des machines multiphasées.

Un nombre élevé de phases permet de réaliser la segmentation de puissance, En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus important de phase, alors la puissance total demandé par chaque phase est réduite, ce qui diminue le courant par phase et permet également que les interrupteurs de puissance des convertisseurs de calibre faible peuvent travailler avec des fréquences de commutation élevées(les interrupteurs de puissance à fort courant sont limités en fréquence). Cela permet de réduire les ondulations au niveau des courants et du couple électromécanique.

- ***Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques***

Le spectre du couple électromagnétique contient une composante continue et une composante harmonique dont la fréquence est six fois plus que celle du fondamentale, elle est créée principalement par les harmoniques cinq et sept de temps [Had 01]. Des tests de comparaisons des harmoniques du couple électromagnétique sont faites entre une machine triphasée et la machine double étoile [Ben 10] [Mer 13], montrent que les harmoniques de rang cinq et sept existent dans la machine triphasée, mais ils sont naturellement éliminés dans la machine double étoile, les ondulations du couple sont plus faible, amortis rapidement et plus vite que celles obtenues par la machine asynchrone triphasée.

De plus, [Had 01] montre pratiquement que une machine multiphasée a des pertes rotoriques toujours moins qu'une machine triphasée.

- ***Amélioration de la fiabilité et augmentation du degré de liberté***

La fiabilité d'un système d'entraînement électrique ou d'une machine électrique, c'est la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (cas où une ou plusieurs phases perdues) qui engendre une perte de contrôle de la machine, des ondulations du couple de fortes amplitudes et aussi qu'une chute de la puissance [Had 01] [Ben 10].

En régimes dégradés, où un bras d'un onduleur alimente une machine triphasée est défectueux, on perd le pouvoir de commander cette dernière, mais elle peut fonctionner avec deux phases seulement, en mise le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre [Had 01] [Mao15]. Néanmoins, avec les machines multiphasées, les contraintes mentionnées précédemment ne posent aucun problème tant qu'au moins trois phases restent actives et la connexion du neutre de la machine au point milieu d'une source de tension continue n'est pas nécessaire. Donc continuer à faire fonctionner l'actionneur électrique en régime dégradé jusqu'à la phase de maintenance de l'onduleur.

En suite, la structure multiphasée offre un nombre de phases plus élevées, donc on aura une grande plage de liberté pour contrôler la machine.

I.5 Inconvénients des machines multiphasées

- L'augmentation du coût de l'ensemble convertisseur- machine : Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases élevées [Had 01].
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [Had 01].
- la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux présente un inconvénient, ce qui complique sa commande.
- L'augmentation du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées pour les convertisseurs statiques spécifiés et adaptées pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes a un nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.) [Had 01].

I.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les machines multiphasées a été présenté.

Deux types connus sous le nom machines multiphasées : les machines multiphasées de type 1 et machines multiphasées de type 2, ont été présentés.

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) d'où notre étude est basée sur cette dernière.

Les avantages et les inconvénients des machines multiphasées ont été présentés, dont l'avantage principal est la segmentation de puissance et l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé et l'inconvénient majeur est le coût qui augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine d'où l'augmentation des convertisseurs statiques.

Le chapitre suivant fait l'objet de la modélisation de la MASDE et la simulation du système machine-onduleurs MLI.

CHAPITRE II
MODELISATION ET SIMULATION
DE LA MASDE - ONDULEURS MLI

II.1 Introduction

L'augmentation du nombre de phases permet également d'améliorer la qualité de l'énergie, de réduire les ondulations du couple, de réaliser des structures tolérantes aux défauts tels que la perte d'une ou des phases et le court-circuit. La machine double étoile est le cas le plus simple. Dans cette machine, on dispose de deux étoiles triphasées, entre lesquelles l'angle électrique peut valoir 0° , 30° , 60° , et où les neutres peuvent être isolés l'un de l'autre.

Dans les applications industrielles, la MASDE a été utilisée à la place des machines à induction triphasées traditionnelles pour améliorer leur fiabilité [And 09], en raison de leurs performances dans les forts champs et pour leurs applications à puissance élevée telles que les véhicules électriques, la traction de locomotives et les applications navales [Tir 16] [Tir 17] [Wan16].

Ces dernières années, le contrôle de la vitesse du MASDE a fait l'objet nécessaire, afin d'étudier le comportement d'une machine asynchrone double étoile lors de son alimentation par des sources de tension, nous sommes intéressés à la modélisation de ce type de machine, on fait appel à des équations électriques, magnétiques et mécaniques en général très complexes qui sont cause nécessaire d'utiliser un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par la suite réduire l'ordre naturel du système par l'utilisation de la transformation de Park qui transférera les équations électriques statoriques et rotoriques du MASDE à un nouveau référentiel biphasé (d, q), afin d'obtenir un modèle qui simplifier l'analyse des lois de commandes. En second lieu, nous avons effectué des simulations lorsque la machine est alimentée par deux onduleurs de tension MLI.

II.2 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile est composée de deux bobinages statoriques séparés avec un enroulement triphasé fixe et un rotor simple à cage d'écureuil similaire à celui d'une machine asynchrone classique, constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité et composé de trois phases rotatives en mouvement. Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle ($\alpha = \pi/6$), leurs axes sont décalés l'un de l'autre d'un angle électrique égal à $(2\pi/3)$ avec des neutres isolés [Lek 14] [Ami 12']. Par conséquent, l'orthogonalité créée entre les deux flux dirigés, qui doit être strictement observable, conduit à générer un contrôle découplé avec un couple optimal [Ben 12], [Rad0 05].

Les enroulements du MASDE sont représentés dans la figure II.1.

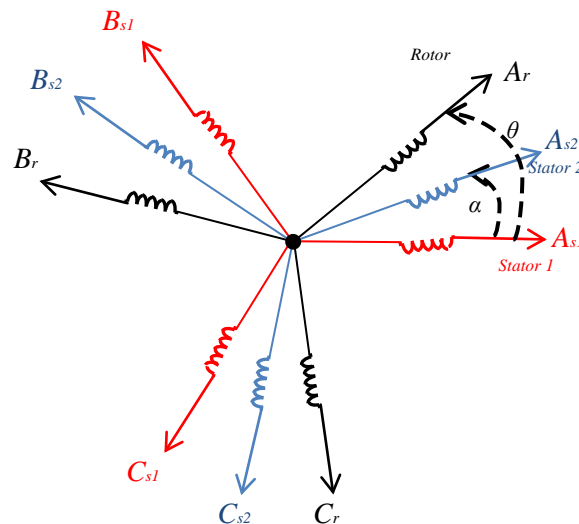


Figure II.1 Représentation de l'enroulement de MASDE.

II.3 Modèle triphasé de la MASDE

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle difficile de la MASDE en tenant compte la répartition de ses enroulements et la complexité de sa propre géométrie permis de crée des difficultés concernant le comportement de notre machine, et comme nous l'avons déjà mentionné, pour surmonter ces difficultés, il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes [Ami 12'] [Abd 11] [Had 01] [Laa 14]:

- Les deux étoiles ont les mêmes paramètres et la construction de la machine est symétrique.
- La saturation magnétique est négligée, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants, les fuites mutuelles et les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme constant.
- L'effet de la variation de la température et la fréquence est négligeable sur les résistances, les inductances statorique et rotorique de la machine.
- Les forces magnétomotrices créés par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale.

II.3.2 Équations mathématiques de la MASDE :

II.3.2.1 Équations électriques :

En tenant compte les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et par application de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz, les équations des tensions des deux enroulements du stator et du rotor de la MASDE sont réécrites comme suit :

$$\text{stator 1} \begin{cases} V_{sa1} = R_{s1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{s1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{s1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{stator 2} \begin{cases} V_{sa2} = R_{s2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{s2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{s2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{rotor} \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

On peut écrire aussi les équations électriques de la MASDE sous la forme matricielle :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1}] \quad (\text{II.4})$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s2}] \quad (\text{II.5})$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{cases} V_{s1} = [V_{sa1} \ V_{sb1} \ V_{sc1}]^T \\ I_{s1} = [I_{sa1} \ I_{sb1} \ I_{sc1}]^T \\ \varphi_{s1} = [\varphi_{sa1} \ \varphi_{sb1} \ \varphi_{sc1}]^T \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{cases} V_{s2} = [V_{sa2} \ V_{sb2} \ V_{sc2}]^T \\ I_{s2} = [I_{sa2} \ I_{sb2} \ I_{sc2}]^T \\ \varphi_{s2} = [\varphi_{sa2} \ \varphi_{sb2} \ \varphi_{sc2}]^T \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont obtenu par:

$$\begin{cases} V_r = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \\ I_r = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T \\ \varphi_r = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$[R_{s1}]$, $[R_{s2}]$ et $[R_r]$ sont respectivement les matrices des résistances statoriques (1 et 2) et résistances rotorique.

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix} \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Matrice de résistances d'une phase du 1^{er} stator.

R_{s2} : Matrice de résistances d'une phase du 2^{eme} stator.

R_r : Matrice de résistances d'une phase du rotor.

II.3.2.2 Équations magnétiques

Dans les équations ci-dessous nous exprimons les relations entre les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles :

$$[\varphi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [L_{s1,s2}][I_{s2}] + [L_{s1,r}][I_r] \quad (\text{II.10})$$

$$[\varphi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [L_{s2,r}][I_r] \quad (\text{II.11})$$

$$[\varphi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [L_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (\text{II.12})$$

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment, nous permettons d'écrire les matrices inductance comme suit:

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} L_{s1,r} \end{bmatrix} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} L_{s2,r} \end{bmatrix} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Tel que $\begin{bmatrix} L_{s1,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s2,s1} \end{bmatrix}^T$; $\begin{bmatrix} L_{r,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,r} \end{bmatrix}^T$; $\begin{bmatrix} L_{r,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s2,r} \end{bmatrix}^T$

$L_{sa1} = L_{sb1} = L_{sc1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$L_{sa2} = L_{sb2} = L_{sc2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$: Inductance propre du rotor.

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

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

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

II.3.2.3 Equations mécaniques

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation mécanique suivante, [Had 00] [Laa 12] [Ami 12']:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.19})$$

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle de rotation du rotor :

$$C_{em} = \frac{\partial \omega}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial \omega}{\partial \theta_e} \quad (\text{II.20})$$

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ \begin{bmatrix} I_{s1} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} I_{1,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} I_{s2} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} I_{2,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix}^T \right\}$$

(II.21)

J : Le moment d'inertie.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

K_f : Le coefficient de frottement.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

θ_r : Position du rotor par rapport à l'étoile 1.

P : Nombre de paires de pôles.

II.4 Modèle de la MASDE dans le repère (d, q) :

La forte complexité du modèle de la MASDE dans le repère triphasé liée par la variation des équations de $V_{s1(a, b, c)}$, $V_{s2(a, b, c)}$ et $V_{r(a, b, c)}$ en fonction des courants, donne un système

d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps, pour résoudre ce problème on fait appel à une simplification par le passage de la transformation d'un système triphasé au système équivalent biphasé, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système. Cette simplification doit réduire l'ordre naturel du système et consiste à exprimer les trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements d'axes perpendiculaires (d, q) par l'utilisation de la transformation de Park (figure II.2), qui transférera les équations électriques statoriques et rotoriques du MASDE à un nouveau référentiel biphasé, c'est-à-dire obtenir un modèle plus simple à manipuler, caractérisé par un système d'équation à coefficients constant.

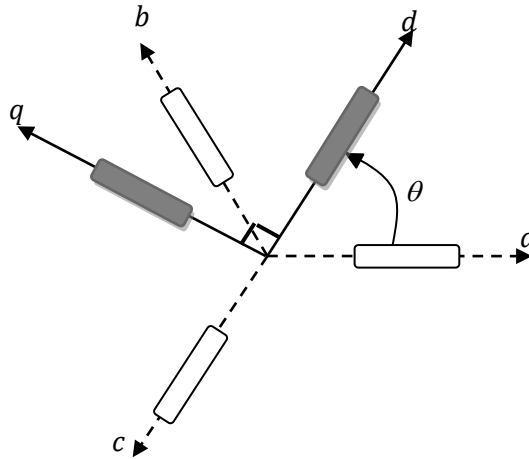


Figure II.2 Transformation de Park

L'expression générale de la transformation de Park est donnée par sa matrice de transformation $[P(\theta)]$. Elle est obtenue par la transformation des grandeurs de système triphasé ($a; b; c$) à un système équivalent biphasé d'axes ($d; q$).

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace θ par $(\theta - \alpha)$ et puis par $(\theta - \theta_r)$ respectivement. Les composantes relatives d'axe direct « d » et d'axe en quadrature « q » sont liées avec les composantes réelles ($a; b; c$) par l'expression suivante :

$$[G_{d,q}] = [P(\theta)][G_{a,b,c}] \quad (\text{II.23})$$

$[G_{a,b,c}]$: Vecteur assemble les grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{d,q}]$: Vecteur assemble les grandeurs du système dans le repère (d, q).

On fait la multiplication de l'équation (II.22) par les équations de tensions (II.4), (II.5) et (II.6) respectivement suivant l'expression (II.23) et après simplifications, on trouve :

1) Equations des tensions

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

Parmi les trois références existantes (Référentiel lié au stator, Référentiel lié au rotor et référentiel lié au champ tournant), dans notre travail, on applique la transformation de Park sur la MASDE avec l'utilisation du référentiel lié au champ tournant ($d ; q$).

2) Équations magnétiques

De la même manière, Les expressions des flux statoriques et rotorique après l'application de la transformée de Park sont données par la relation:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds2} + I_{ds1} + I_{qr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs2} + I_{qs1} + I_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{dr} + I_{ds1} + I_{ds2}) \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qr} + I_{qs1} + I_{qs2}) \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Avec } L_m = \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} L_{sr}$$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre (stator1 ou stator2) et le rotor.

3) Couple électromagnétique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.26})$$

A base du développement de l'équation de la puissance instantanée (II.27) et à partir de la relation reliant le couple électromagnétique à la puissance instantanée donnée par l'équation (II.28), on tire l'équation (II.29):

$$P_{em} = \omega_s (I_{qs1} \varphi_{ds1} + I_{qs2} \varphi_{ds2} - I_{ds1} \varphi_{qs1} - I_{ds2} \varphi_{qs2}) \quad (\text{II.27})$$

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (\text{II.28})$$

$$C_{em} = p(I_{qs1}\varphi_{ds1} + I_{qs2}\varphi_{ds2} - I_{ds1}\varphi_{qs1} - I_{ds2}\varphi_{qs2}) \quad (\text{II.29})$$

Avec : $p = \omega_s / \Omega$

En remplaçant l'équation des flux (II.25) dans l'équation du couple (II.29), on peut tirer une nouvelle expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \omega_s (I_{qs1} (L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})) + I_{qs2} (L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds2} + I_{ds1} + I_{dr})) - I_{ds1} (L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{dr})) - I_{ds2} (L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs2} + I_{qs1} + I_{dr}))) \quad (\text{II.30})$$

Par la suite, on peut écrire les expressions des courants I_{dr} et I_{qr} sous la forme suivante :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - L_m (I_{ds1} + I_{ds2})}{L_r + L_m} \\ I_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - L_m (I_{qs1} + I_{qs2})}{L_r + L_m} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

On doit remplacer cette dernière équation (II.31) dans l'équation (II.30). On obtient finalement l'expression du couple électromagnétique [Rah17] [Ami 08] [Mer 08] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \varphi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (\text{II.32})$$

II.5 Mise sous forme d'équation d'état de la MASDE :

La représentation sous forme d'équation d'état de la MASDE consiste à exprimer le modèle de la machine dans le repère (d, q) , alors maître l'équation (II.24) peut réécrite sous la

forme suivante : $\frac{dX}{dt} = AX + BU$

Donc :

$$\frac{d}{dt}[\varphi] = A.[\varphi] + B.[V] \quad (\text{II.33})$$

Avec X , A , B et U représentent respectivement le vecteur d'état qui regroupe tous les flux, la matrice d'évolution de l'état du système, le vecteur de commande qui regroupe les tensions statoriques et le vecteur d'entrée. On doit trouver les deux matrices A et B à partir de l'équation (II.24),

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur d'état et le vecteur d'entrée:

$$[X] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

À partir de l'équation (II.25), les différents courants sont exprimés comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\varphi_{ds1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\varphi_{ds2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - \varphi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - \varphi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II.36})$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{md} = L_a \left(\frac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) \\ \varphi_{mq} = L_a \left(\frac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

$$\text{Ou : } L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (\text{II.38})$$

En remplaçant le système d'équation (II.37) dans l'équation (II.36), ensuite dans le système d'équation. (II.24) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{R_{s1}L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{R_r L_{s1}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{R_{s1}L_{s2}} \varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{R_r L_{s2}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{R_{s1}L_{s2}} \varphi_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{R_r L_{s1}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{R_{s1}L_{s2}} \varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{R_r L_{s2}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{R_r L_{s1}} \varphi_{ds1} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{R_r L_{s2}} \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qs1} - (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

Finalement, nous mettons le système de l'équation (II.39) sous forme d'équation (II.33), donc on trouve les deux matrices A et B :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \\ \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Finalement, le modèle d'état de la MASDE est représenté par :

$$\frac{d}{dt}[\varphi] = \begin{pmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \\ \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \cdot [\varphi] + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot [V]$$

II.6 Modélisation d'alimentation de la machine par onduleur MLI

Les systèmes de commandes des machines électriques nécessitent à alimenter la machine par des convertisseurs statiques (redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI), qui s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine, l'importance de l'association entre ces convertisseurs et la machine est contrôler la vitesse et le couple générés par la machine à cause d'une action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

La figure II.3 présente le schéma d'association de la MASDE et ses alimentations par deux onduleurs de tension à deux niveaux via un redresseur et un filtre RLC.

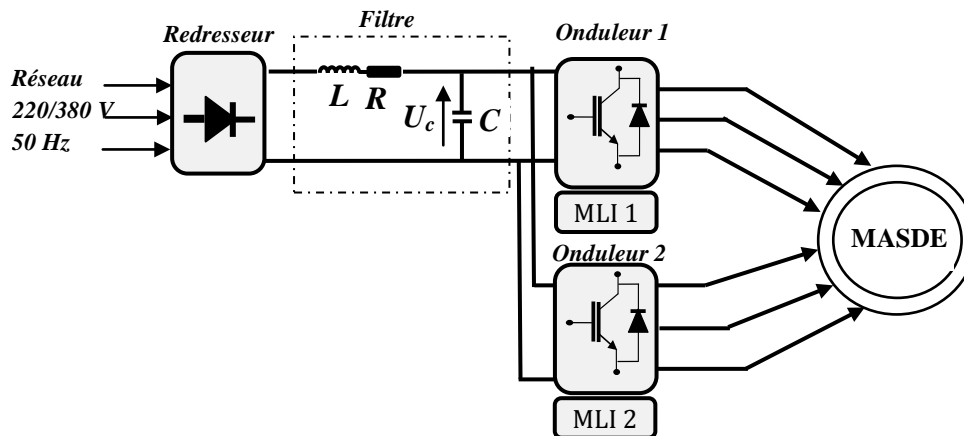


Figure II.3 Schéma synoptique d'une MASDE et de ses alimentations.

II.6.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie continu alternatif, qui peut être contrôlé l'amplitude du signal alternatif et aussi travailler à fréquence fixe ou variable [Sad 10].

Les machines à vitesse et couple réglable nécessitent également une action simultanée sur l'amplitude de la tension et la fréquence de ses alimentations, cette alimentation est assurée à base du deux onduleurs triphasé de tension à fréquence variable, symétriques en parallèle de l'onduleur (MLI). Chaque onduleur à commutations commandées permet d'assurer l'alimentation de chaque étoile. La construction de l'onduleur est présentée sur la figure II.4, il est constitué de trois branches portant chacun deux interrupteurs équipés de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs, représenté par un transistor soit MOSFET ou IGBT pour les puissances élevées et une diode associée en en tête bêche pour assurer que l'interrupteur est commandé à l'ouverture et à la fermeture (figure II.5), donc l'électronique de puissance et des systèmes de commande qui ont permis aux MASDE de se développer [Lok 06].

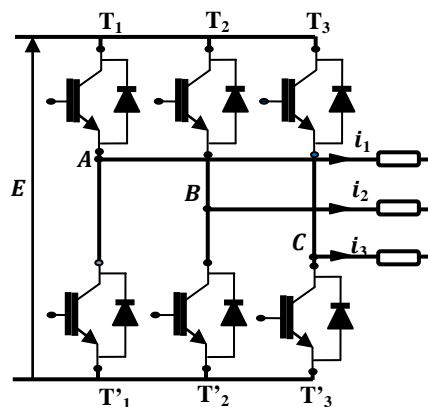


Figure II.4 Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

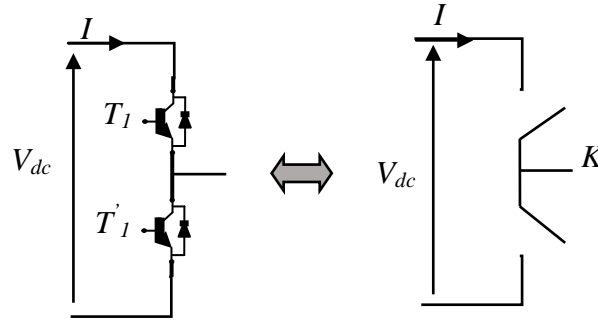


Figure II.5 Schéma d'un bras d'onduleur.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 4, 5$ et 6)

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T_i' \text{ est fermé} \end{cases}$$

Donc les tensions de phases a, b et c sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur:

$$U_{AB1} = V_{sa1} - V_{sb1} = E (F_1 - F_2) \quad (\text{II.42})$$

$$U_{BC1} = V_{sb1} - V_{sc1} = E (F_2 - F_3) \quad (\text{II.43})$$

$$U_{CA1} = V_{sc1} - V_{sa1} = E (F_3 - F_1) \quad (\text{II.44})$$

$$U_{AB2} = V_{sa2} - V_{sb2} = E (F_4 - F_5) \quad (\text{II.45})$$

$$U_{BC2} = V_{sb2} - V_{sc2} = E (F_5 - F_6) \quad (\text{II.46})$$

$$U_{CA2} = V_{sc2} - V_{sa2} = E (F_6 - F_4) \quad (\text{II.47})$$

Les tensions simples $V_{as1,2}$, $V_{bs1,2}$ et $V_{cs1,2}$ forment un système de tension triphasé supposé en équilibre, c'est-à-dire ont une somme nulle, donc à partir des équations précédentes on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

II.6.2 Stratégie de commande par MLI Sinus-Triangle

Dans le cadre où l'on recherche de réaliser une alimentation robuste de la machine asynchrone double étoile, deux onduleurs de tension commandés par MLI utilisés pour obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d'impulsion qui permettent d'offrir une flexibilité incomparable par rapport aux commandes en tension pleine onde ou aux

alimentations par commutateurs de courant et aussi de neutraliser les perturbations harmoniques, comme les harmoniques de tension de faible rang (3, 5 et 7) créés en commande pleine onde qui n'existe plus en MLI [Lok 06].

La technique de MLI sinus-triangle consiste à déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs du circuit de puissance, par le calcul des intersections entre une onde de référence basse fréquence appelé la modulante avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (figure II.6) [Ami 12] [Sad 10] [Rou 16]. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

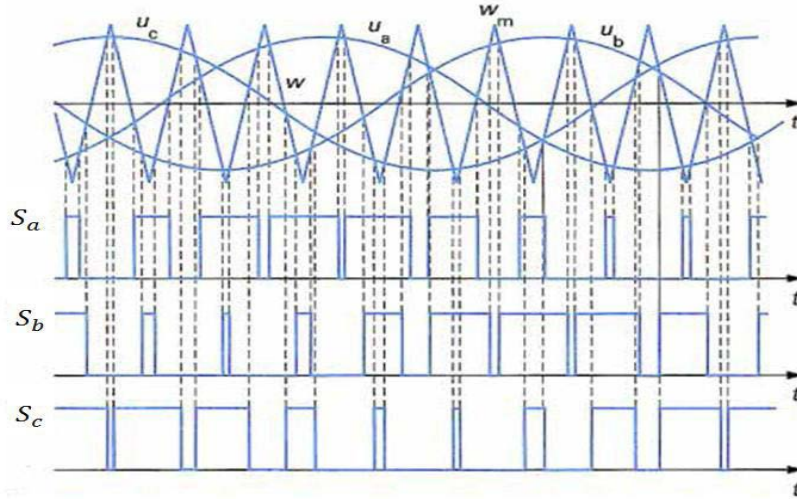


Figure II.6 Principe de la technique Sinus-Triangle.

Les signaux de tensions de références sont donnés par les équations suivantes :

- Pour le premier stator :

$$V_{ref1i} = V_m \cdot \sin(2\pi ft - 2(i-1)\pi/3); \quad i = 1, 2, 3 \quad (\text{II.50})$$

Pour le deuxième stator :

$$V_{ref2j} = V_m \cdot \sin(2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha); \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{II.51})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \cdot \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Où:

f : Fréquence de la tension de référence (en Hertz),

T_p : Période de la porteuse (en seconde),

V_m : Amplitude de la tension de référence (en Volt),

V_{pm} : Valeur crête de l'onde de modulation (en Volt).

f_p : fréquence de la porteuse (en Hertz).

Cette commande est caractérisée par les deux paramètres, l'indice de modulation « m » et le coefficient de réglage en tension « r » :

- m est égale au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f : $m = \frac{f_p}{f}$
- r est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et la valeur crête de la porteuse U_p : $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$

II.7 Résultats de simulation MASDE - Onduleur de tension M.L.I

La mise sous forme d'état du modèle de la MASDE permet la simulation de cette dernière, chaque stator est alimenté par son onduleur de tension commandé en MLI sinus-triangle ont une fréquence fixée à 50 Hz, effectuée avec un indice de modulation $m = 21$ et coefficient de réglage en tension $r = 0,8$ avec un décalage de 30° électriques. Les paramètres de la MASDE utilisés dans ce travail sont donnés en Annexe [A].

La figure II.7 représente les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la MASDE alimentée en tension parfaitement sinusoïdal pour visualise la vitesse, le couple électromagnétique, le flux rotorique direct et quadratique et les courants statoriques direct et quadratique, nous avons effectué une perturbation de charge $C_r = 15 N.m$ à partir de l'instant du temps $2s$.

Au démarrage, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et atteint au début du régime permanent à $t=1s$, sa vitesse qui est presque de synchronisme de $300 Rad/s$ (figure II.7 (a)).

La figure II.7 (b) montre que le couple électromagnétique présente un pic important avec des oscillations atteint jusqu'à la valeur de $58 N.m$, puis il diminue et stabilise à partir de l'instant $t=1 s$ à sa valeur minimale proche de $0 N.m$. Ensuite, l'application d'un couple résistant de $15 N.m$ à partir de $t= 2s$, provoque la machine de développer un couple légèrement supérieur au couple de charge environ de $16.33 N.m$, pour compenser l'effet de charge et les pertes par frottement. D'autre part l'introduction de la charge engendre une diminution de la vitesse qui stabilise à une vitesse de $w = 290 Rad/s$.

On constate que la variation du flux suit la variation de la charge, ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux (figure II.7 (c)).

D'après la figure II.7(d), on observe que l'allure des graphes des courants statoriques directs et en quadrature évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse et présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

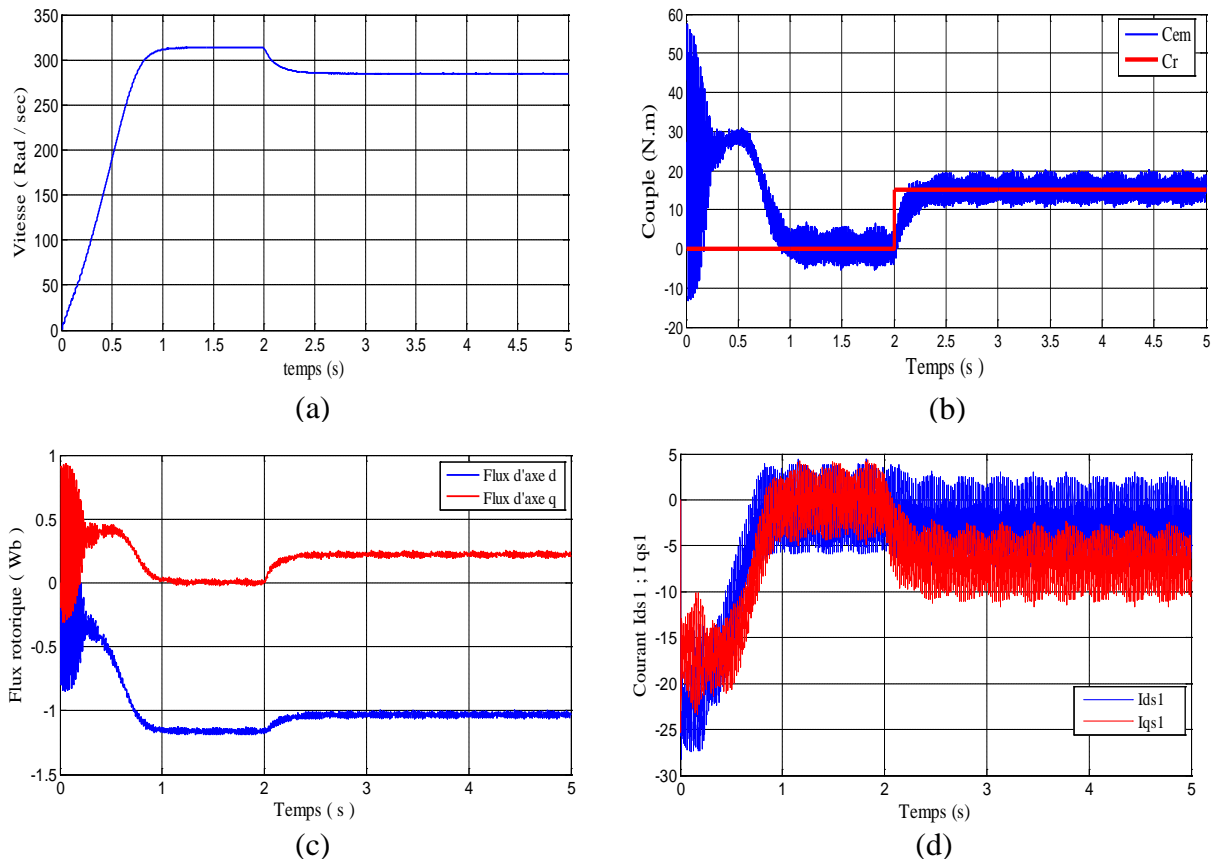


Figure II.7 Résultats de simulation de la MASDE sous une charge $C_r = 15\text{N.m}$ en 2s

II.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié une modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

L'alimentation du MASDE présentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de MLI a été présentée. Les résultats de simulation de l'association MASDE-MLI à vide et en charge ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques de la vitesse couple, du flux et les courants, dont ils montrent bien le fort couplage existant entre le couple et le flux et cela nécessite un réglage de la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

L'objectif du chapitre suivant est d'étudier la commande vectorielle, commande mode glissant et la commande par backstepping, afin d'améliorer les performances de notre machine.

CHAPITRE III
STRATÉGIES DE COMMANDES NON
LINÉAIRES APPLIQUÉES A LA
MASDE

III.1 Introduction

Le bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler (courants, tension, flux, couple électromagnétique, vitesse de rotation, position angulaire). Le contrôle des machines à induction en fonctionnement à vitesse variable est plus compliqué que dans les machines à courant continu, cette information est due à la complexité du modèles des entrainements électriques en moteur, cette difficulté provient soit du non linéarité de ses équations dynamiques et/ou le fort couplage entre eux.

Différentes stratégies de commande existent pour résoudre ces problèmes difficiles remplace les algorithmes de commande classiques, telle que 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 variable, 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.

La commande vectorielle par orientation de flux (FOC) a pour but d'arriver à découpler orthogonalement le flux et le couple d'une manière astucieuse, non au niveau de la machine mais au niveau de sa commande, elle présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable [Rah 17] [Tir 14].

Nombreuses stratégies de commande non linéaires ont été étudiées et appliquées sur la MASDE [Laa 12] [Laa 13] [Lay 19'] [Lay 19] [Rah 17] [Rah 18] [Tir 16] [Tir 17] [Wan 16], dans le but d'aboutir à des algorithmes de commande de haute performance permettant le rejet des perturbations non mesurables et assurant une bonne robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Nous avons effectuée plusieurs séries de simulation numérique pour mettre en évidence les propriétés, mais aussi les insuffisances, de la commande vectorielle, commande mode glissant et backstepping avec les mêmes conditions, afin de permettre la comparaison des différentes stratégies de commande envisagées dans ce travail.

III.2 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est actuellement la stratégie de commande la plus élaborée pour le contrôle des machines électriques à courant alternatif, le principe de cette méthode consiste à assimiler le comportement de la MASDE à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [Ho 88].

Selon BLASCHKE la commande vectorielle consiste à forcer l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique et à découpler les boucles de courants direct et en quadrature au moyen de la commande [And 09] [Tir 14], où le courant d'induit contrôle le couple et le courant inducteur contrôle le flux, donc de contrôler indépendamment le couple et le flux de la machine l'un de l'autre [Ami 12].

III.2.1 Choix d'orientation du flux

La commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs de la machine du couple électromagnétique et du flux, Pour cela, nous choisissons pour le système découplé une loi de commande et un système d'axes assurant ce découplage.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel biphasé (d, q) lié au champ tournant, On introduisant les coordonnées de champs, nous trouvons plusieurs types d'orientation de flux de telle façon que l'axe « d » soit confondu avec la direction désirée du flux [Ami 08] [Ben 10] [Ben 11] [Rah 17]:

1- Orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0$$

2- Orientation du flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0$$

3- Orientation du flux d'entrefer :

$$\varphi_{md} = \varphi_m \text{ et } \varphi_{mq} = 0$$

III.2.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

Dans ce travail, nous traitons seulement la méthode de commande par orientation du flux rotorique c.à.d. $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$, car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques [Sad 10] [Sad 12].

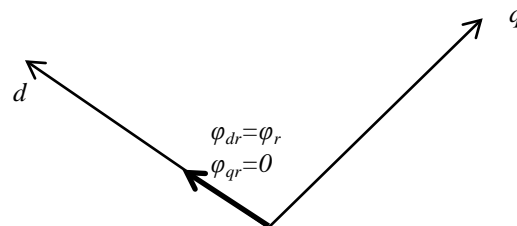


Figure III.1: Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

Avec la commande vectorielle d'orientation du flux rotorique suivant d'axe « d » et grâce à la transformée de PARK, on obtient un modèle similaire à la machine à courant continu (MCC) à excitation séparée, ainsi on aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_r (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (\text{III.1})$$

D'après l'expression de l'équation (III.1), nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu à excitation séparée.

III.2.2.1 Stratégie de la commande vectorielle directe :

Deux principales méthodes de la commande vectorielle sont utilisées dans la littérature, la première est la commande vectorielle directe (Direct Field Oriented Control (DFOC)) et la seconde est appelée commande vectorielle indirecte (Indirect Field Oriented Control (IFOC)) [Ami 08] [Lou 17] [Mer 08] [Sad 10].

La méthode directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase quelque soit le régime de fonctionnement [Bog 94]. Dans cette méthode, le flux est réglé par

contre réaction, en utilisant un régulateur PI, la mesure directe du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide des capteurs ou son estimation à l'aide de modèles mathématiques permet de connaître exactement la position du flux.

La méthode de la commande qui sera appliquée à la machine est la méthode directe, ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement [Lou 17]. Les inconvénients majeurs de cette méthode sont le non fiabilité de la mesure du flux, problème de filtrage du signal mesuré et le coût de production élevé (capteur + filtre).

III.2.2.2 Découplage par compensation

Considérons comme référence de commande le flux rotorique φ_{rref} et le couple C_{emref} .

En tenant compte que l'axe d coïncide avec le vecteur flux rotorique et la condition, $\varphi_{dr} = \varphi_{rref}$, l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équation (II.31) donne:

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})}{L_r + L_m} \\ I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (III.2)$$

En remplaçant l'expression (III.2) dans l'expression (II.25), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta I_{ds2} + \eta \varphi_{rref} \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta I_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta I_{ds1} + \eta \varphi_{rref} \\ \varphi_{qs2} = \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta I_{qs1} \end{cases} \quad (III.3)$$

Avec:

$$\eta = \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

$$\varphi_{rref} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (III.4)$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III.5)$$

La relation du courant rotorique est donc :

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{glref} \varphi_{rref}}{R_r} \quad (III.6)$$

En remplaçant les équations (III.3), (III.4) et (III.5) dans le système d'équation (II.24), on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}I_{ds1} - \omega_{sref}(L_{s1}I_{qs1} + T_r\varphi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}I_{qs1} + \omega_{sref}(L_{s1}I_{ds1} + \varphi_{rref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}I_{ds2} - \omega_{sref}(L_{s2}I_{qs2} + T_r\varphi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}I_{qs2} + \omega_{sref}(L_{s2}I_{ds2} + \varphi_{rref}) \end{cases} \quad (III.7)$$

$$\text{Avec: } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad \omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III.5) dans (III.6), on trouve :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\varphi_{rref}}(I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III.8)$$

À partir d'équation (III.1) on a :

$$C_{emref} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III.9)$$

À partir de ces relations, il est clair que les courants statoriques en quadrature et le flux de référence ne sont pas parfaitement indépendants, de ce fait, on peut décomposer le système d'équations (III.7) en deux parties, nous utilisons une méthode de décompensations qui permet de découpler le couple et le flux. Pour cette raison on peut écrire le système d'équation (III.7) comme suit [Kho 11]:

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.10)$$

Où : La première partie consiste à introduire les tensions statoriques V_{ds1} ; V_{qs1} ; V_{ds2} et V_{qs2} qui sont directement liées aux courants statoriques I_{ds1} ; I_{qs1} ; I_{ds2} et I_{qs2} respectivement, en d'autres termes, entre le flux et le couple, pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, dans ce cas, le découplage est très important.

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}I_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}I_{ds2} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}I_{qs1} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}I_{qs2} \end{cases} \quad (III.11)$$

La deuxième concerne les tensions V_{ds1c} ; V_{qs1c} ; V_{ds2c} et V_{qs2c} qui sont calculées en fonction de plusieurs grandeurs telles que, courants statoriques, la pulsation de synchronisme, de glissement, et le flux rotorique de référence.

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.12)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (I_{ds1} ; I_{qs1} ; I_{ds2} et I_{qs2}) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques (V_{ds1} ; V_{qs1} ; V_{ds2} et V_{qs2}) [Sad 10] [Tak 87].

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égaux d'où :

$$\begin{aligned} I_{ds1ref} &= I_{ds2ref} = I_{ds} / 2 \\ I_{qs1ref} &= I_{qs2ref} = I_{qs} / 2 \end{aligned}$$

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est représenté par la figure III.2.

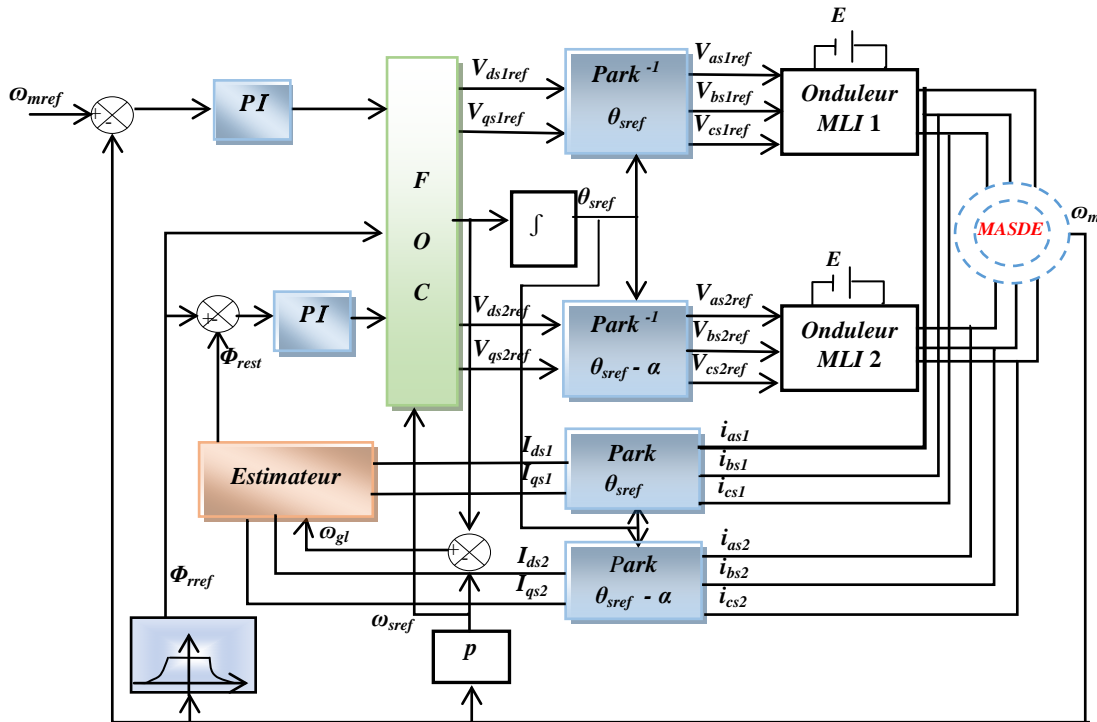


Figure III.2: Principe de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE.

III.2.2.3 Estimation du flux rotorique

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux rotorique et sa position [Bog 94]. Actuellement, les techniques récentes et les plus utilisées

dans ce mode de contrôle sont la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur ou l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques qui se basent sur le modèle dynamique du flux rotorique qui est implanté à partir des mesures de courants statoriques I_{ds1} , I_{qs1} , I_{ds2} et I_{qs2} et de la pulsation du glissement [Mer 13] [Rah 17] [Sad 10].

Les flux rotoriques sont estimés par les équations suivantes comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \omega_{glref} \varphi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{drest} \\ \frac{d\varphi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \omega_{glref} \varphi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{qrest} \end{cases} \quad (III.13)$$

Le module de flux rotorique est calculé par:

$$\varphi_{rest} = \sqrt{\varphi_{drest}^2 + \varphi_{qrest}^2} \quad (III.14)$$

III.2.2.4 Synthèse des régulateurs PI

Pour la réalisation d'une commande vectorielle de la MASDE et régler les courants I_{ds} et I_{qs} , la vitesse et le flux, il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...) et qu'il assure une erreur nulle grâce à l'action d'intégration.

Les régulateurs de courants ont pour but d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes [Mer 13]. Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple, notamment, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations [Ben 10] [Lou 17].

Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la forme de la fonction de transfert est :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.15)$$

Avec :

K_p : Le coefficient de proportionnalité ;

K_i : Le coefficient d'intégration.

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI valable selon les deux axes d et q .

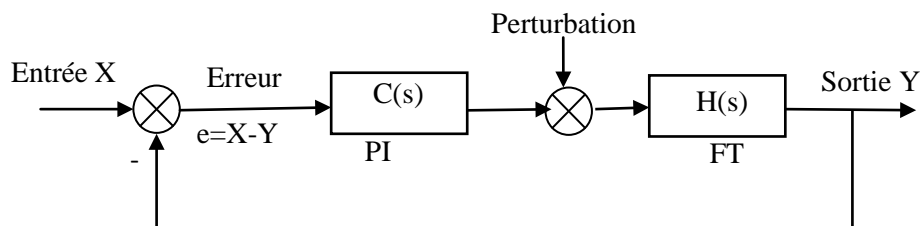


Figure III.3: Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système de la figure III.3 est écrite comme suit:

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \quad (\text{III.16})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \quad (\text{III.17})$$

Le dénominateur de la fonction de transfert de chaque régulateur est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + 2\omega_0^2 \quad (\text{III.18})$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [Ben 10].

- **Calcul des régulateurs de courant**

D'après le système d'équation (III.11), on a :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{V_{ds1}}{R_{s1} + L_{s1}S} \\ I_{ds2} = \frac{V_{ds2}}{R_{s2} + L_{s2}S} \\ I_{qs1} = \frac{V_{qs1}}{R_{s1} + L_{s1}S} \\ I_{qs2} = \frac{V_{qs2}}{R_{s2} + L_{s2}S} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La boucle de régulation des courants est représentée par la figure suivante :

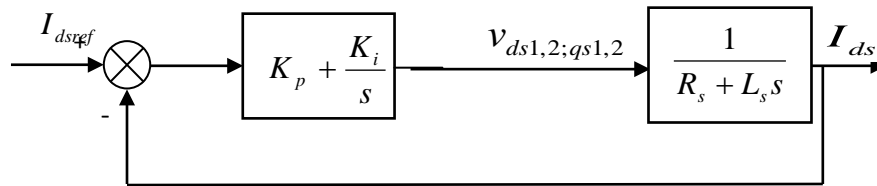


Figure III.4: Schéma fonctionnel du régulateurs des courants I_{ds1} ; I_{ds2} ; I_{qs1} ; I_{qs2} .

L'expression mathématique du régulateurs de courants donnée par :

$$F(PI_{I_{ds};I_{qs}}) = K_{pl} + \frac{K_{il}}{S} \quad (\text{III.20})$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la Figure III.4 est écrite comme suit :

$$\frac{I_{ds1,2;Iqs1,2}}{I_{ds1,2;Iqs1,2(ref)}} = \frac{K_{plds1,2}s + K_{ilds1,2}}{L_{s1,2}s^2 + (R_{s1,2} + K_{plds1,2})s + K_{ilds1,2}} \quad (\text{III.21})$$

En imposant pour chaque polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \zeta(-1 \pm j)$.

Par identification entre les équations (III.21) et (III.18) terme à terme, nous aboutissons aux paramètres du régulateur PI, on aura:

- Le régulateur PI du courant I_{ds1} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{ds1})} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{i(I_{ds1})} = 2\omega_0^2 L_{s1} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

- Le régulateur PI du courant I_{ds2} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{ds2})} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ K_{i(I_{ds2})} = 2\omega_0^2 L_{s2} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

- Le régulateur PI du courant I_{qs1} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{qs1})} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{i(I_{qs1})} = 2\omega_0^2 L_{s1} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

- Le régulateur PI du courant I_{qs2} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{qs2})} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ K_{i(I_{qs2})} = 2\omega_0^2 L_{s2} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

- **Calcul du régulateur de vitesse**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$C_{em} - C_r = j \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \Rightarrow \omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{j \cdot s + K_f} \quad (\text{III.26})$$

Le schéma fonctionnel de la chaîne de régulation de vitesse représentée par la figure III.5

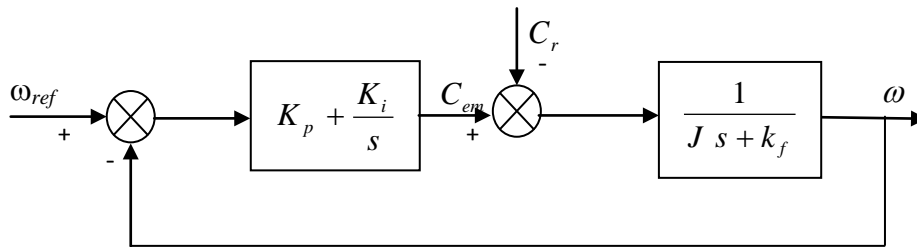


Figure III.5: Schéma fonctionnel du régulateur de la vitesse ω_r .

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_{rref}} = \frac{K_{p\omega}S + K_{i\omega}}{S^2 + \frac{1}{j}(k_f + K_{p\omega})S + \frac{K_{i\omega}}{j}} \quad (III.27)$$

De même que le calcul précédent concernant les courants et par identification on trouve :

$$\begin{cases} K_{p(\omega)} = 2j\xi - k_f \\ K_{i(\omega)} = 2j\omega_0^2 \end{cases} \quad (III.28)$$

III.2.3 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Afin de tester la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique de la MASDE, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple résistant et la variation de l'inductance statorique L_{s1} . Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans **l'annexe [A]**.

III.2.3.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

La figure III.6 représente les résultats de simulation obtenus avec variation de vitesse en fonctionnement à vide.

En premier temps, la machine tourne à une vitesse de 300 rad/sec , puis à l'instant $t=1.5 \text{ sec}$ on inverse le sens de rotation du moteur à -200 rad/s et en fin à l'instant $t=3.2 \text{ sec}$, on applique une deuxième inversion de vitesse pour tester le fonctionnement de la machine à faible vitesse de 100 rad/sec .

La courbe donnée par la figure III.6 (a) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence chaque fois qu'on inverse le sens de rotation, le temps de réponse de la vitesse est court pour le régime transitoire avec un dépassement nul.

Pour la variation de flux et toujours lors de la variation de vitesse, on remarque que le flux rotorique présente des petites fluctuations à chaque instant de variation de la vitesse avec une bonne orientation sur l'axe direct mais avec un temps de réponse long atteint jusqu'au 1.5 sec comme illustre la figure III.6(b).

La figure III.6 (c) montre la variation du couple électromagnétique qui présente des pics de transition pour chaque instant de variation de la vitesse puis regagne sa valeur de référence. Même remarque pour les courants rotoriques qui présentent des pics lors de la variation de vitesse. Les figures III.6 (c) et III. 6 (d) montrent des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les convertisseurs statiques MLI.

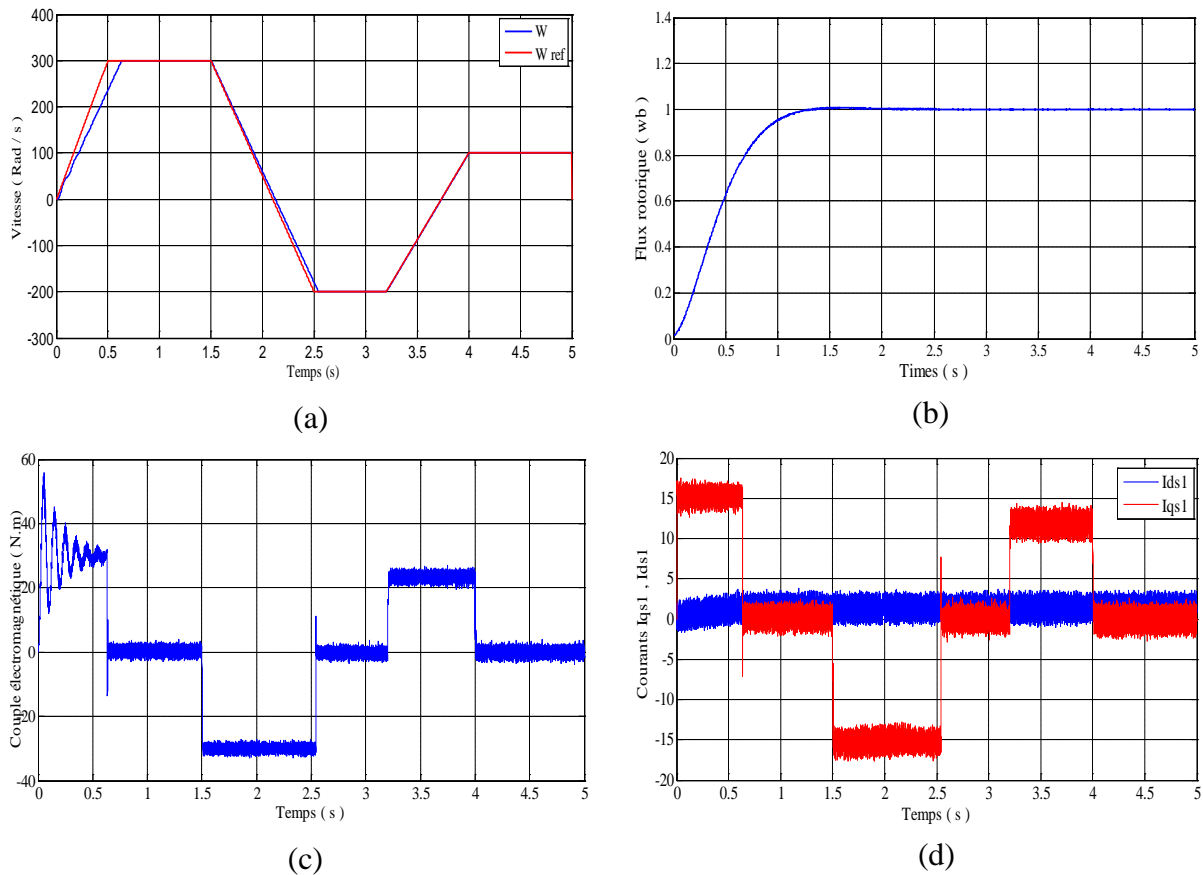


Figure III.6: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation du sens de la vitesse.

III.2.3.2 Fonctionnement du moteur en charge :

Les performances de commande obtenues sont illustrées par la figure III.7 qui concerne l'analyse du comportement de la machine à commandé en fonctionnement en charge.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, d'après la figure III.7 (a) on remarque que la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, à l'instant $t \approx 0.5 \text{ sec}$, elle atteint 300 rad/sec (début du régime permanent), puis on constate également que la vitesse subit une petite chute à l'instant de l'application de la charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à $t = 2 \text{ sec}$.

Le flux rotorique converge vers sa valeur de référence (1 Wb) et reste toujours constant quelque soit les variations appliquées sur le couple de charge comme montre la figure III.7 (b).

La figure III.7 (c) montre également que le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire le couple de charge appliquée, la réponse du couple et du flux présentent de bonnes performances et le découplage est parfaitement réalisé.

Les courbes de courants présentées dans la figure III.7 (d) montrent l'existence des pics lors du régime transitoire et le courant I_{qs1} suit la variation de couple électromagnétique.

La commande générée par le contrôleur est sensible aux perturbations de charge.

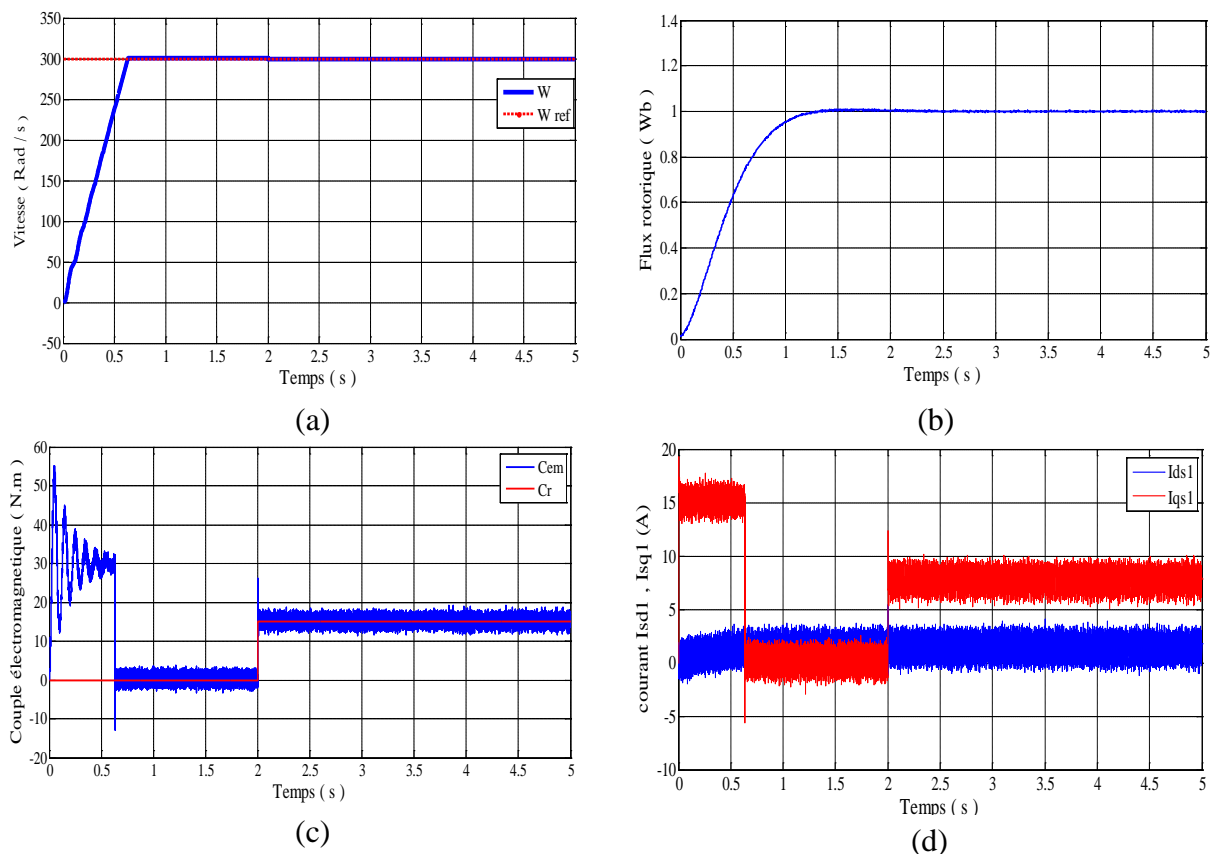


Figure III.7: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle pour un fonctionnement en charge.

III.2.3.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude créée par des variations paramétriques du modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations de l'inductance statorique d'étoile $N=^{\circ}1$, on fait augmenter la valeur de l'inductance statorique L_{s1} de +10% de sa valeur nominale, cette variation est appliquée à l'instant $t=1.5 \text{ sec}$ jusqu'à $t=3 \text{ sec}$ comme indiqué dans la figure III.8 (a).

Les performances de commande obtenues illustrées dans la figure III.8 qui concerne respectivement la vitesse du moteur, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique direct et quadratique lors d'une variation paramétrique.

D'après la figure III.8 (b), on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de $0,65 \text{ sec}$ avec un léger dépassement.

Le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur (55 N.m), puis il se stabilise proche de 0 N.m à l'instant $t=0,6 \text{ sec}$, en suite compense le couple de charge (15 N.m) puis à l'instant $t=1,5 \text{ sec}$ répond à la variation de l'inductance avec une perturbation rejetée rapidement par la commande comme illustrée dans la figure III.8 (d).

La figure III.8 (e) montre que le courant I_{qs1} suit la variation de couple électromagnétique.

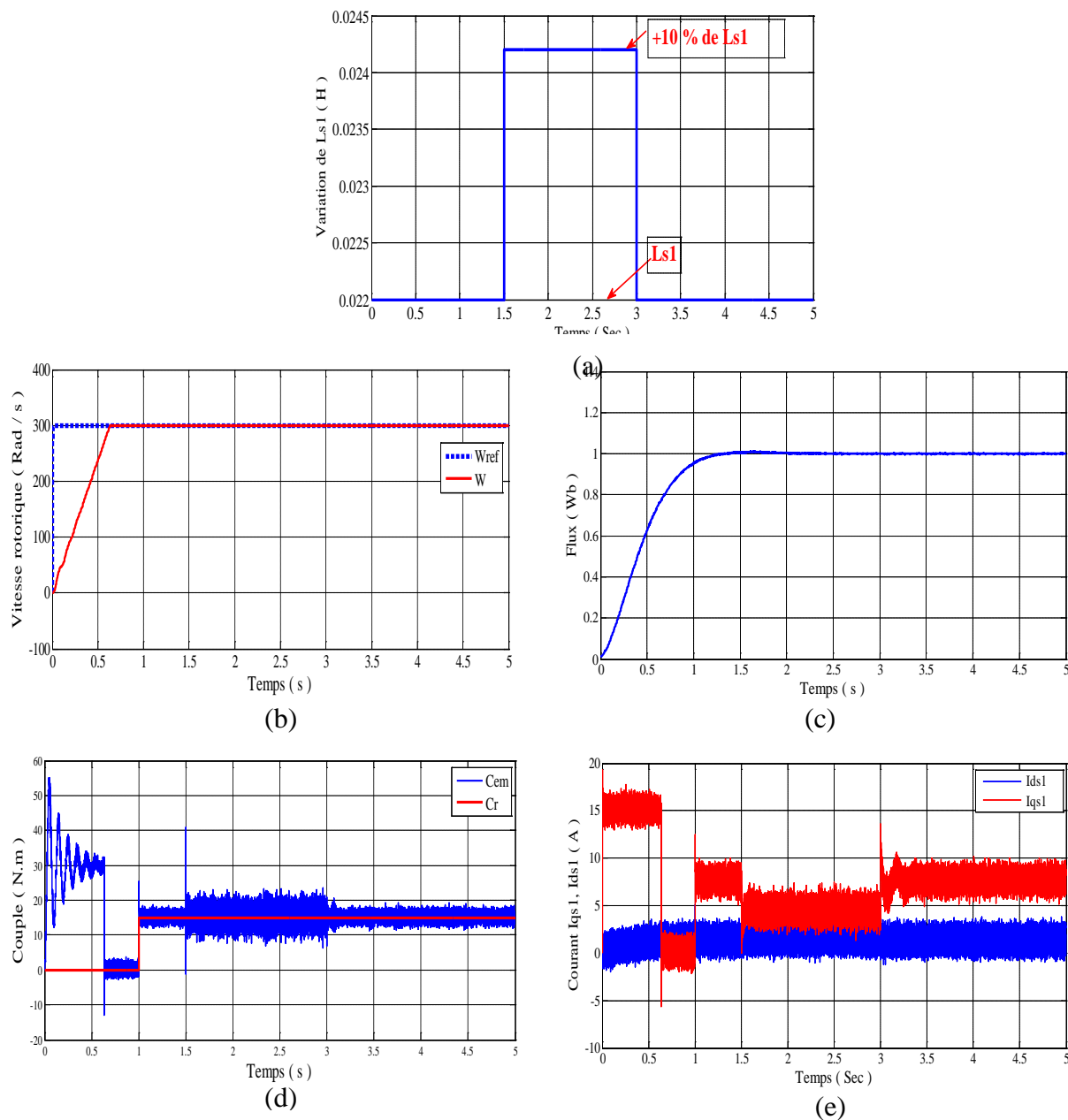


Figure III.8: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle lors de la variation de l'inductance statorique L_s .

III.3 Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

Le mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (SSV). Un système à structure variable est une commande de nature non linéaire et de type discontinu, apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, dont la structure change d'une façon discontinue pendant son fonctionnement entre deux ou plusieurs structures. Donc, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [Lai 04] [Rah 18] [Sad 10] [Yah11].

Le réglage par mode glissant a été étudié et développé tout d'abord par EMELYANOV [Eml 67], un essor considérable durant les années 60, et par la suite par d'autres chercheurs comme UTKIN et Slotine [Utk 92] [Slo 91].

Notre objectif dans cette partie est de construire un réglage par mode glissant basé sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle, dont le but est de contrôler la vitesse, le flux et les courants de la MASDE, afin de résoudre le problème de poursuite de trajectoires, en présence d'incertitudes tout en réduisant au maximum le phénomène de chattering dû à ces propriétés de sa convergence rapide et sa grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations externes [Zeg 14] [Utk 92].

III.3.1 Principe de la commande par mode glissant

Étant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par mode glissant a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes.

L'idée de base de la commande par mode glissant est implique une modification intentionnelle de la topologie du système forçant ainsi la trajectoire d'état du système bouclé à commuter autour d'une hyper surface convenablement sélectionnée, dite de glissement, puis à glisser sur elle jusqu'au point d'équilibre grâce à une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région (figure III.9) [Lou 17] [Slo 91] [Zeg 14].

Une commande par mode glissant est conçue en deux étapes [Kho 18] [Slo 91] :

- Détermination d'une surface de glissement, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite.
- Définition d'une loi de commande stabilisante qui est capable de maintenir toutes les trajectoires sur cette surface.

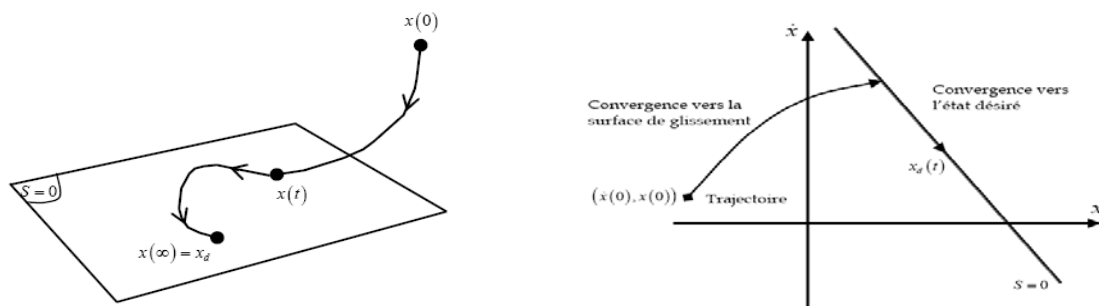


Figure III.9: Convergence du système glissant [Zeg 14].

III.3.1.1 Choix des surfaces de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire présenté sous la forme canonique suivante:

$$\dot{x}(t) = g(x, t) + B(x, t) u(x, t)$$

Dans la commande par mode glissant, pour des raisons de stabilisation et de définition d'une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la commande u doit garantir

que la trajectoire d'état du système décrit par l'équation précédente soit atterrir vers la surface S .

En général, la forme de la surface dans le plan de phase est présentée par [Slo 91] :

$$S(e) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (\text{III.29})$$

Avec $e = x - x_d = [e \ \dot{e} \ \dots \ e^{(r-1)}]^T$

Où :

- x est la variable à réguler.
- e est l'erreur de réglage.
- λ est une constante positive qui interprétera la bande passante du contrôle désiré.
- r est le degré relatif du système.

$$\text{Pour } r = 1 \quad S(e) = e \quad (\text{III.30})$$

$$\text{Pour } r = 2 \quad S(e) = \lambda e + \dot{e} \quad (\text{III.31})$$

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse (x) tend vers zéro pour un choix correct du gain λ , ce qui représente l'objectif de la commande.

III.3.1.2 Condition d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de rester indépendamment de la perturbation [Ami 08].

Soit le système dynamique non linéaire décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t)U \quad (\text{III.32})$$

Où $x \in X$ (un ouvert de \mathfrak{R}^n) est le vecteur d'état, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions définies sur \mathfrak{R}^n .

La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov :

$$V(x): \mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R} \text{ tel que } V(x) > 0 \quad \forall x \in \mathfrak{R}.$$

La fonction de Lyapunov est choisie de façon à décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui assure cette décroissance en rendant négative la dérivée de la fonction de Lyapunov.

La commande par mode glissant devrait être choisie de sorte que la fonction candidate de Lyapunov satisfait le critère de stabilité de Lyapunov.

$$\text{Soit : } V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.33})$$

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

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si [Eml 67] [Utk 92]:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.34})$$

Le critère de stabilité de Lyapunov est utilisé pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

III.3.1.3 Calcul de la commande

Le vecteur de la commande appliquée au système est obtenu par ajout de deux composants de commande, l'un appelé U_{eq} qui concerne la linéarisation exacte du système, l'autre appelé U_n qui concerne la stabilisation du système.

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.35})$$

U_{eq} , la commande équivalente ou nominale, est déterminée par le modèle du système, on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} (figure III.10).

U_n , correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfait la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

La figure III.10 présente l'évolution de la commande équivalente lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

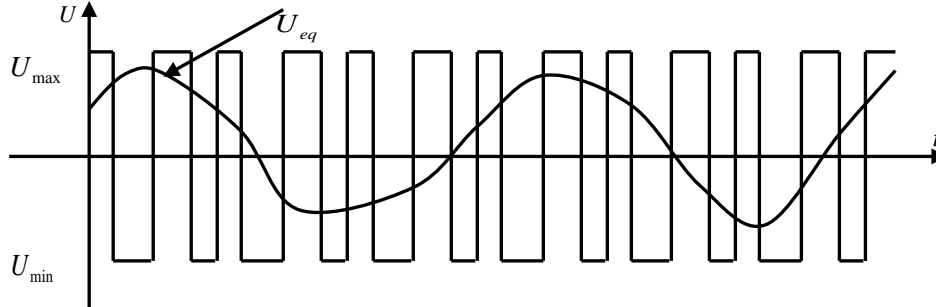


Figure III.10: Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

III.3.1.4 Expression analytique de la commande

En régime permanent de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles. Ceci se traduit par :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ S(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x,t) + g(x,t)U) = 0 \quad \text{Avec } U = U_{eq} \quad (\text{III.37})$$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x,t) \right) \quad (\text{II.38})$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \right) \neq 0 \quad (\text{III.39})$$

Le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable, on doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Il convient donc de prendre sous la forme la plus simple comme du relais:

$$U_n = \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.40})$$

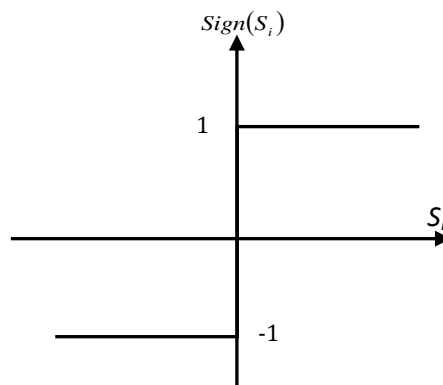


Figure III.11: La fonction *sign*.

Où $K = \text{diag}(K_1, \dots, K_m)$ et la fonction *sign* est représentée sur la figure III.11.

III.3.1.5 Élimination du phénomène du chattering

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering. Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité, le choix de ce gain est influé car, nous aurons des forte oscillations au niveau de l'organe de la commande, ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène du chattering).

Ce phénomène de chattering a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système à savoir:

- Peuvent endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.
- Diminution de la précision de la commande;
- Augmentation des pertes d'énergie.

- Nuire au fonctionnement et aux performances du système, ou même détériorer l'organe de commande.

Dans le but de réduire ou éliminer ce phénomène, plusieurs techniques ont alors été proposées, par exemple, la forme proposée par Slotine [Slo 91], en remplaçant la fonction *sign* par une fonction de saturation, cette technique est basée sur la définition d'une zone autour de la surface S , à l'intérieur de laquelle une condition de glissement moins stricte que la condition *sign* est appliquée, donc variation plus douce.

La fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (figure III.12) :

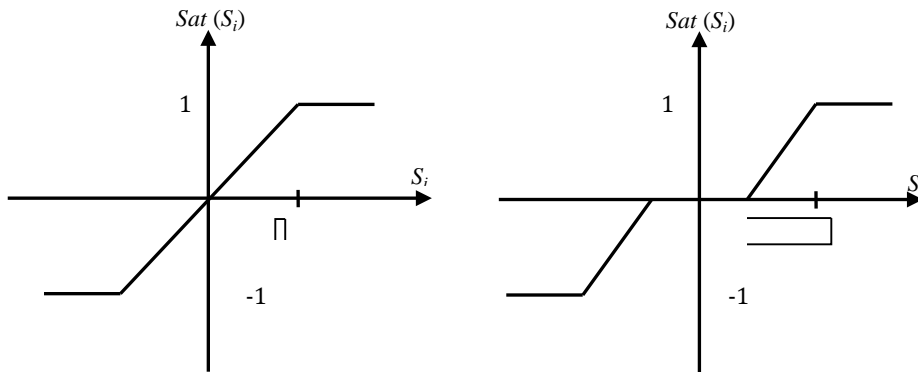


Figure III.12: Fonction saturation avec un seuil et deux seuils.

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$\text{Saturation avec un seuil} \quad \text{sat}(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 1 & \text{si } S > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

$$\text{Saturation avec deux seuils} \quad \text{sat}(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

On peut aussi la remplacer par la fonction de *smooth* (figure III.13):

$$\text{Smooth } S(x) = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon}$$

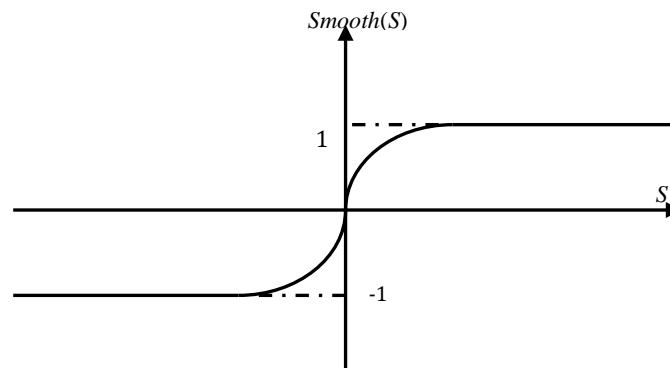


Figure III.13:Fonction «smooth».

III.3.2 Avantages de la commande par mode glissant

A pour but d'éliminer les inconvénients qui sont détectés sur la commande vectorielle, comme l'inadaptation avec les systèmes à structures variables, et l'impuissance de ces correcteurs classiques PI qui donnent souvent des résultats moins performants, on a développé une commande capable de résoudre ces problèmes, c'est la commande par mode de glissement.

Les Principaux avantages de cette approche [Laa 14]:

- Assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- La réponse du système est insensible et robuste vis-à-vis des variations paramétriques et les problèmes de modélisation.
- Limiter les amplitudes des tensions et de courants lors des régimes transitoires.

III.3.3 Différentes structures de la commande par mode glissant

On peut distinguer trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes par mode de glissement:

- structure par commutation au niveau de l'organe de commande.
- Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.
- structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la " commande équivalente ".

III.3.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma fonctionnel de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est illustré par la figure III.14. Cette structure correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle est la plus classique et la plus utilisée.

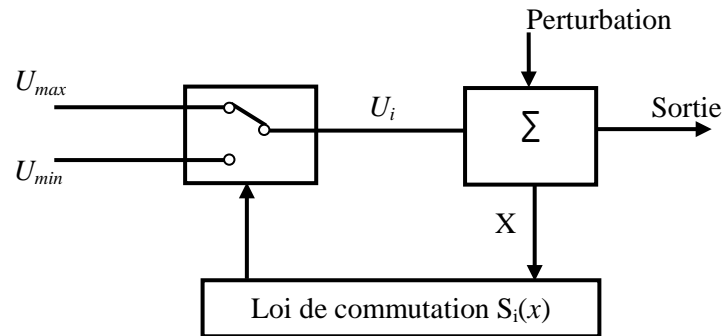


Figure III.14: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

III.3.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

La figure III.15 présente le schéma de la structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande [Zeg 14], s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Elle est plus utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents [Rou 16] [Zeg 14].

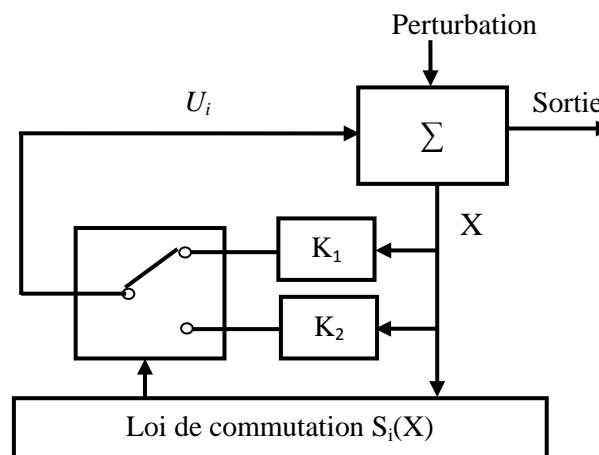


Figure III.15: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

III.3.3.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Cette commande a l'avantage de donner l'état futur du système grâce à la commande équivalente. Cette dernière n'est autre que la valeur désirée du système en régime permanent [Zeg 14]. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente.

La figure III.16 présente la structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.

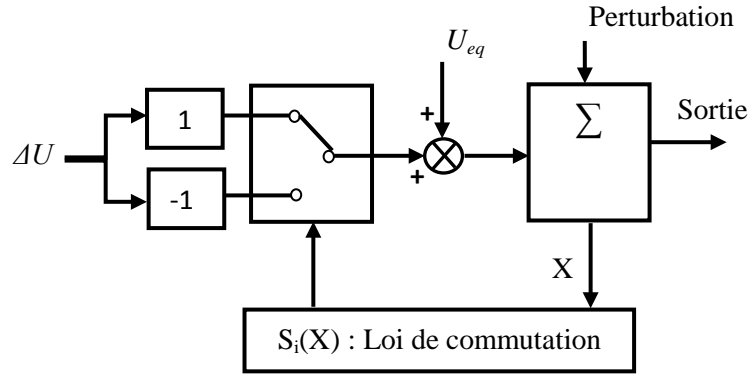


Figure III.16: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

III.3.4 Applications de la commande mode glissant à la MASDE

Beaucoup d'effort de recherches a été consacré aux applications des techniques de commande par les modes glissants aux commandes électriques ces dernières années [Ami 08] [Laa 14] [Yah11].

L'utilisation des surfaces linéaires dans la synthèse des lois de commande par mode glissant est jugée satisfaisante en termes de stabilité [Ghe 83] [Utk 78]. Toutefois, la dynamique imposée par ce choix est relativement lente. Des surfaces de glissement non linéaires pourront être utilisées pour remédier à cet inconvénient.

En utilisant la structure de commande en cascade de la vitesse, du flux rotorique et du courants rotorique, à partir de la commande vectorielle, on tire le modèle d'équations d'états :

$$\begin{cases}
 L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} = V_{ds1} + R_{s1} I_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \\
 L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} = V_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \varphi_{rref}) \\
 L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} = V_{ds2} + R_{s2} I_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \\
 L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} = V_{qs2ref} + R_{s2} I_{qs2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \varphi_{rref}) \\
 \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r \\
 \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} \left(P \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \varphi_{rref} - K_f \Omega - C_r \right)
 \end{cases} \quad (III.43)$$

III.3.4.1 Réglage de la vitesse

La surface de glissement nécessite de garder l'erreur sur la surface de glissement $s(e, t) = 0$, si pour celle qui nous ramène à définir l'équivalent de la surface vitesse de la manière suivante:

$$\dot{S}_\omega = S_\omega = 0 \quad (III.44)$$

La surface de la vitesse rotorique S_ω est définie par:

$$S_\omega = \omega_{ref} - \omega_r \quad (III.45)$$

On a : $\Omega = \omega/p$

La dérivé de la surface de glissement S_ω est calculée par:

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r \quad (III.46)$$

Remplacer la dérivée de la vitesse ω_r de la 6^{ème} équation du système d'équation (III.43), celui-ci obtient l'équation suivante:

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + \frac{p}{j} C_r + \frac{K_f}{j} \omega_r \quad (III.47)$$

En posant :

$$I_{qs1} + I_{qs2} = I_{qs}$$

Donc :

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} I_{qsref} + \frac{p}{j} C_r + \frac{K_f}{j} \omega_r \quad (III.48)$$

On remplaçant le courant I_{qsref} par $I_{qseq} + I_{qsn}$, on a donc:

$$I_{qsref} = I_{qseq} + I_{qsn}$$

L'équation de \dot{S}_ω devient :

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} I_{qseq} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} I_{qsn} + \frac{p}{j} C_r + \frac{K_f}{j} \omega_r \quad (III.49)$$

En régime permanent de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles, alors :

$$S_\omega = 0 \text{ et par conséquent } \dot{S}_\omega = 0 \text{ et } I_{qsn} = 0$$

Finalement, la formule de la commande équivalente I_{qseq} à partir de l'équation (III.49) est donnée par:

$$I_{qseq} = \frac{j}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_{rref}} \left(\dot{\omega}_{ref} + \frac{p}{j} C_r + \frac{K_f}{j} \omega_r \right) \quad (III.50)$$

Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}_\omega \cdot S_\omega < 0$ doit être vérifiée.

En introduisant cette valeur de l'équation (III.50) dans l'expression de (III.49), celle-ci se réduit à :

$$\dot{S}_\omega = -\frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} I_{qsn} \quad (III.51)$$

On prend la commande suivante :

$$I_{qsn} = -K_{\omega} \cdot \tanh(S_{\omega}) \quad (\text{III.52})$$

Avec: K_{ω} constante positive, Le gain de surface de glissement est choisi pour assurer un temps de réponse désirée.

Finalement, on a le système suivant :

$$\dot{S}_{\omega} = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{qseq} = \frac{j}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_{rref}} \left(\dot{\omega}_{rref} + \frac{p}{j} C_r + \frac{K_f}{j} \omega_r \right) \\ I_{qsn} = -K_{\omega} \cdot \tanh(S_{\omega}) \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

III.3.4.2 Réglage du flux rotorique

La surface du flux rotorique S_{ϕ} et leurs dérivés sont définies par:

$$S_{\phi} = \phi_{rref} - \phi_r \quad (\text{III.54})$$

$$\dot{S}_{\phi} = \dot{\phi}_{rref} - \dot{\phi}_r \quad (\text{III.55})$$

Remplacer la dérivée du flux ϕ_r de la 5^{ème} équation du système d'équation (III.43), on obtient :

$$\dot{S}_{\phi} = \dot{\phi}_{rref} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{dsref} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \quad (\text{III.56})$$

En posant :

$$I_{ds1} + I_{ds2} = I_{ds}$$

On remplaçant le courant I_{dsref} par $I_{dseq} + I_{dsn}$, on a donc :

$$\dot{S}_{\phi} = \dot{\phi}_{rref} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{dseq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{dsn} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \quad (\text{III.57})$$

En régime permanent de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles, alors :

$$S_{\phi} = 0 \text{ et par conséquent } \dot{S}_{\phi} = 0 \text{ et } I_{dsn} = 0$$

Finalement, la formule de la commande équivalente I_{dseq} à partir de l'équation (III.57) est donné par:

$$I_{dseq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right] \quad (\text{III.58})$$

En introduisant cette valeur de l'équation (III.58) dans l'expression de (III.57), celle-ci se réduit à :

$$\dot{S}_\varphi = -\frac{P^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rref} I_{qsn} \quad (III.59)$$

On prend la commande suivante :

$$I_{dsn} = -K_\varphi \cdot \tanh(S_\varphi) \quad (III.60)$$

Avec: K_φ constante positive, Le gain de surface de glissement est choisi pour assurer un temps de réponse désirée.

Finalement, on a le système suivant :

$$\dot{S}_\varphi = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{dseq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left(\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right) \\ I_{dsn} = -K_\varphi \cdot \tanh(S_\varphi) \end{cases} \quad (III.61)$$

III.3.4.3 Réglage des courants statoriques

Dans cette étape, quatre nouvelles surface du courant statoriques S_i et leurs dérivés données par:

$$\begin{cases} S_{Ids1} = I_{ds1ref} - I_{ds1} \\ S_{Ids2} = I_{ds2ref} - I_{ds2} \\ S_{Iqs1} = I_{qs1ref} - I_{qs1} \\ S_{Iqs2} = I_{qs2ref} - I_{qs2} \end{cases} \quad (III.62)$$

$$\begin{cases} \dot{S}_{Ids1} = \dot{I}_{ds1ref} - \dot{I}_{ds1} \\ \dot{S}_{Ids2} = \dot{I}_{ds2ref} - \dot{I}_{ds2} \\ \dot{S}_{Iqs1} = \dot{I}_{qs1ref} - \dot{I}_{qs1} \\ \dot{S}_{Iqs2} = \dot{I}_{qs2ref} - \dot{I}_{qs2} \end{cases} \quad (III.63)$$

Remplaçant les dérivées des courants \dot{I}_i des quarts premières équations du système d'équation (III.43) dans l'équation (III.63), celui-ci obtient l'équation suivante:

$$\begin{cases} \dot{S}_{Ids1} = \dot{I}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref})\} \\ \dot{S}_{Ids2} = \dot{I}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref})\} \\ \dot{S}_{Iqs1} = \dot{I}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref})\} \\ \dot{S}_{Iqs2} = \dot{I}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref})\} \end{cases} \quad (III.64)$$

Les tensions de références de commande V_{ds1} , V_{ds2} , V_{qs1} et V_{qs2} sont définies par :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1eq} + V_{ds1n} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2eq} + V_{ds2n} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1eq} + V_{qs1n} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2eq} + V_{qs2n} \end{cases} \quad (III.65)$$

Le système d'expression (III.64) devient :

$$\begin{cases} \dot{S}_{lds1} = \dot{i}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{ V_{ds1eq} + V_{ds1n} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \} \\ \dot{S}_{lds2} = \dot{i}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{ V_{ds2eq} + V_{ds2n} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \} \\ \dot{S}_{lqs1} = \dot{i}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{ V_{qs1eq} + V_{qs1n} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) \} \\ \dot{S}_{lqs2} = \dot{i}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{ V_{qs2eq} + V_{qs2n} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref}) \} \end{cases} \quad (III.66)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$S_{Is} = 0$ et par conséquent $\dot{S}_{Is} = 0$ et $V_{sn} = 0$.

Donc les commandes équivalentes V_{seq} sont obtenues par :

$$\begin{cases} V_{ds1eq} = L_{s1} \dot{i}_{ds1ref} + R_{s1} I_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2eq} = L_{s2} \dot{i}_{ds2ref} + R_{s2} I_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1eq} = L_{s1} \dot{i}_{qs1ref} + R_{s1} I_{qs1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{qs2eq} = L_{s2} \dot{i}_{qs2ref} + R_{s2} I_{qs2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.67)$$

Durant le mode de convergence, la condition $\dot{S}_l \cdot S_l < 0$ doit être vérifiée, en introduisant les valeurs de l'équation (III.67) dans l'expression de (III.66), celle-ci se réduit à :

$$\begin{cases} \dot{S}_{lds1} = -\frac{1}{L_{s1}} V_{ds1n} \\ \dot{S}_{lds2} = -\frac{1}{L_{s2}} V_{ds2n} \\ \dot{S}_{lqs1} = -\frac{1}{L_{s1}} V_{qs1n} \\ \dot{S}_{lqs2} = -\frac{1}{L_{s2}} V_{qs2n} \end{cases} \quad (III.68)$$

On prend la commande suivante :

$$\begin{cases} V_{ds1n} = -K_{I_{ds1}} \tanh(S_{I_{ds1}}) \\ V_{ds2n} = -K_{I_{ds2}} \tanh(S_{I_{ds2}}) \\ V_{qs1n} = -K_{I_{qs1}} \tanh(S_{I_{qs1}}) \\ V_{qs2n} = -K_{I_{qs2}} \tanh(S_{I_{qs2}}) \end{cases} \quad (\text{III.69})$$

Avec: K_{I_i} constante positive, Le gain de surface de glissement est choisi pour assurer un temps de réponse désirée.

Finalement, on a le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{S}_\omega = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{qseq} = \frac{j}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_{rref}} \left(\dot{\omega}_{rref} + \frac{p}{j} C_r + \frac{K_f}{j} \omega_r \right) \\ I_{qsn} = -K_\omega \cdot \tanh(S_\omega) \end{cases} \\ \dot{S}_\phi = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{dseq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left(\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right) \\ I_{dsn} = -K_\phi \cdot \tanh(S_\phi) \end{cases} \\ \dot{S}_{I_{ds1}} = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds1eq} = L_{s1} \dot{I}_{ds1ref} + R_{s1} I_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds1n} = -K_{I_{ds1}} \tanh(S_{I_{ds1}}) \end{cases} \\ \dot{S}_{I_{ds2}} = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds2eq} = L_{s2} \dot{I}_{ds2ref} + R_{s2} I_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2n} = -K_{I_{ds2}} \tanh(S_{I_{ds2}}) \end{cases} \\ \dot{S}_{I_{qs1}} = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs1eq} = L_{s1} \dot{I}_{qs1ref} + R_{s1} I_{qs1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{qs1n} = -K_{I_{qs1}} \tanh(S_{I_{qs1}}) \end{cases} \\ \dot{S}_{I_{qs2}} = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs2eq} = L_{s2} \dot{I}_{qs2ref} + R_{s2} I_{qs2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref}) \\ V_{qs2n} = -K_{I_{qs2}} \tanh(S_{I_{qs2}}) \end{cases} \end{cases} \quad (\text{III.70})$$

III.3.5 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, les mêmes tests appliqués à la commande vectorielle sont effectués.

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande par mode glissement de la machine asynchrone double étoile, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de vitesse, variation de charge et la variation paramétrique en l'occurrence l'inductance statorique. Les paramètres de la machine utilisée sont dans l'annexe [A].

III.3.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

La figure III.17 présente les allures de vitesse de rotation de la machine, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique durant une période de 5sec.

On constate d'après la Figure III.17(a) que la vitesse de rotation suit relativement sa valeur de référence sans dépassement avec une erreur de poursuite pendant le démarrage et s'annulant en régime permanent.

La figure III.17 (b) montre que le flux rotorique converge vers sa valeur de référence (1 Wb) dans un temps de réponse très court et reste toujours constant.

Le couple électromagnétique et le courant statorique marquent des pics très faibles lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent avec un temps de rejet relativement faible comme montre les figures III.17 (c) et III.17 (d).

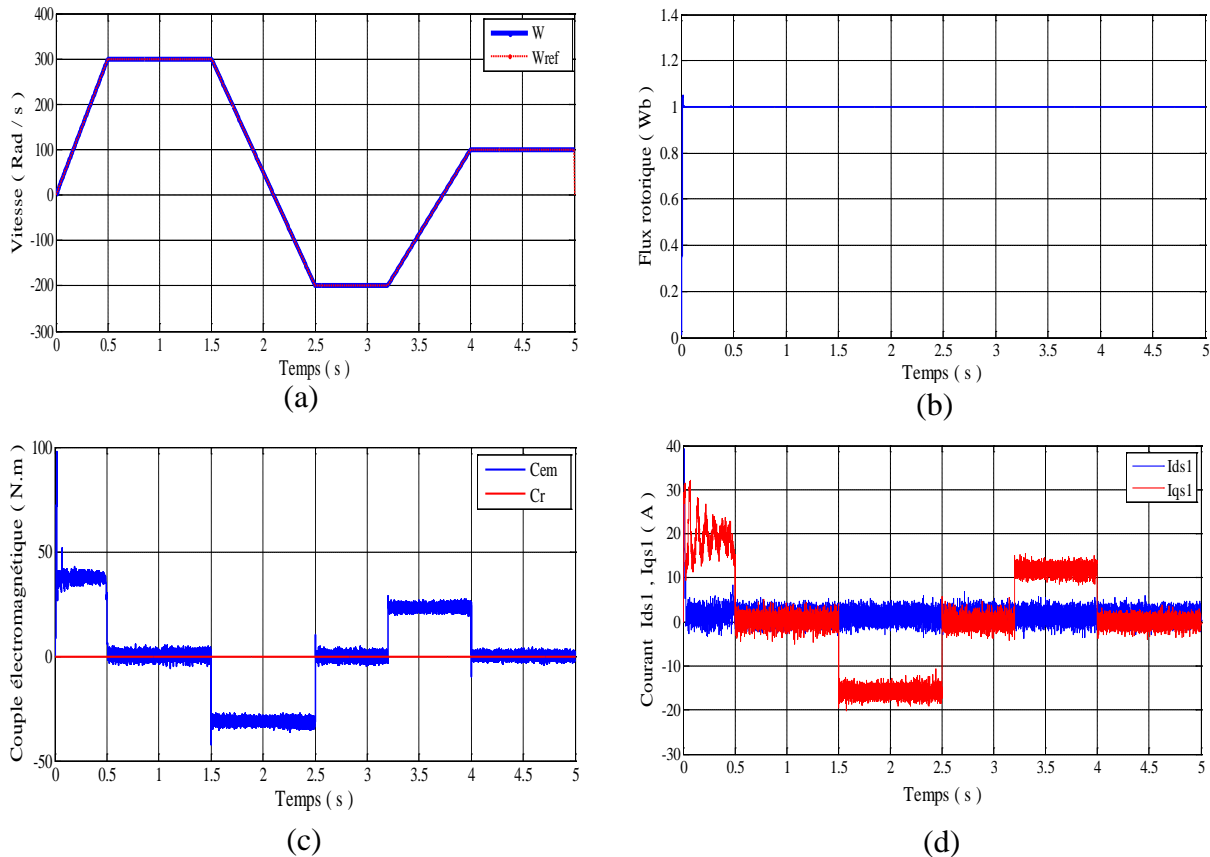


Figure III.17: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de la vitesse.

III.3.5.2 Fonctionnement du moteur en charge :

La figure III.18 représente les allures de la vitesse, flux rotorique, couple et les composantes du courants statorique obtenus lors de l'application de la commande mode glissant en fonctionnement en charge après un démarrage à vide.

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant, on a modifié la valeur du couple résistant. Pour cela, au début, le moteur démarre avec un couple résistant nul ensuite à l'instant $t=2\text{sec}$, on introduit un couple résistant constant égale à 15 N.m . La simulation est faite pour un sens de rotation direct avec une consigne de vitesse constante de 300 rad/sec .

Le réglage de la vitesse par mode glissant apporte des améliorations remarquables, offrent de bonnes performances de stabilité, rapidité et précision, la vitesse répond dans un temps

plus court et atteint son régime permanent pendant une durée inférieure à 0.4 sec , sans dépassement et il accorde aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation du à l'augmentation de la charge comme est indiqué sur la figure III.18 (a).

Le flux rotorique converge rapidement vers sa valeur de référence (IWb) et reste toujours constant comme montre la figure III.8 (b).

Les figures (III.18 (c) et III.18 (d)) montrent que l'application de la charge à partir de l'instant $t=2 \text{ sec}$, engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique et des courants statorique, le couple subit à un dépassement à l'instant de variation de la charge puis rejoint sa valeur finale a 15 N.m . On remarque aussi un fort appel des courant statoriques afin de produire le couple électromagnétique qui se stabilise à une valeur moyenne de $8.1A$.

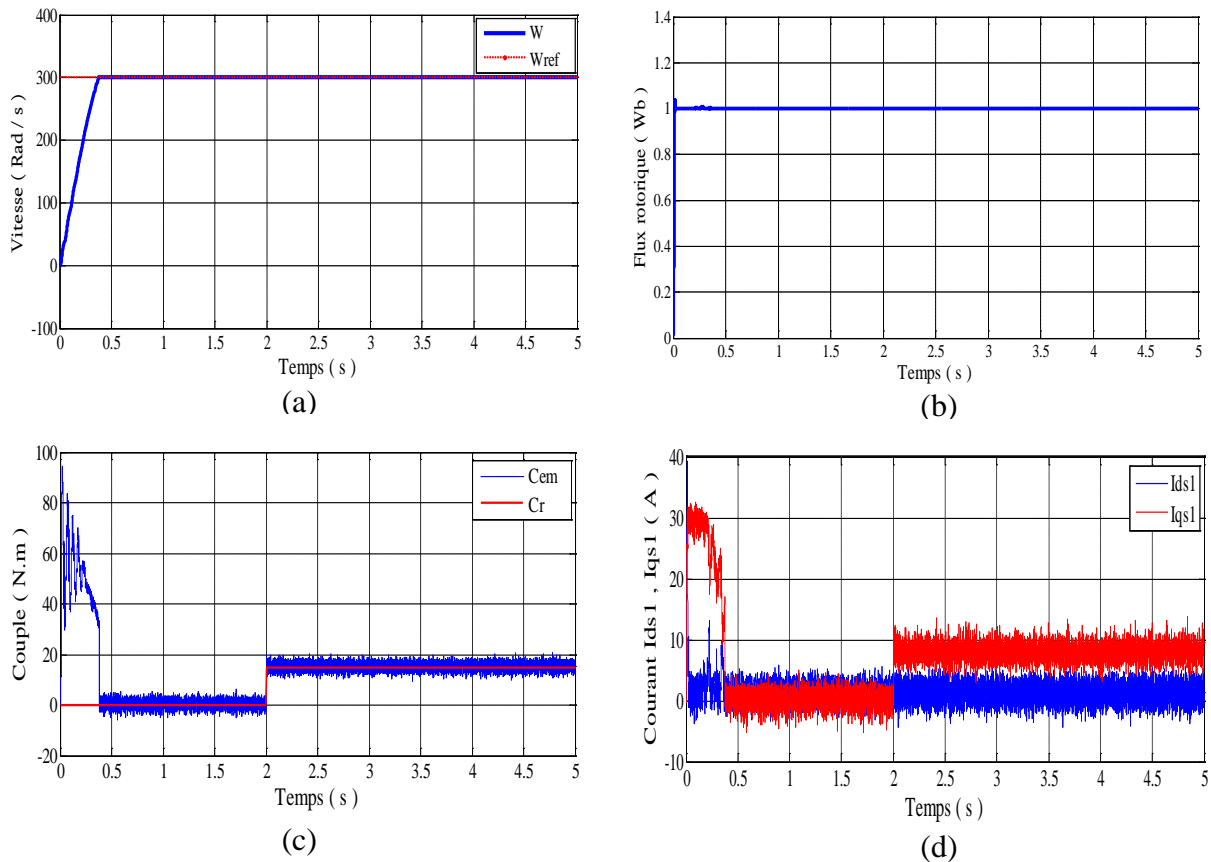


Figure III.18: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant en fonctionnement en charge.

III.3.5.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations de l'inductance statorique d'étoile $N=1$, on fait augmenter la dernière de $+10\%$ de sa valeur nominale, cette variation est appliquée à l'instant $t=1.5 \text{ sec}$ jusqu'à $t=3 \text{ sec}$ comme illustré dans la figure III.19 (a).

Les performances de commande obtenues sont indiquées sur la figure III.19 qui concerne respectivement la vitesse du moteur, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique direct et quadratique lors d'une variation paramétrique.

D'après la figure III.19 (b), on remarque que la vitesse suit parfaitement sa valeur de référence sans fluctuations lors de la variation de l'inductance statorique.

Le flux reste toujours constant quelque soit les variations appliquées sur l'inductance statorique comme illustre la figure III.19 (c).

Au démarrage les courbes du couple et des courants statorique présentent des oscillations atteintes respectivement plus de 107 N.m et 30 A (Figures III.19 (d) et III.19 (e)). Lors de l'augmentation de l'inductance statorique pendant le régime transitoire, la commande subit un pic de transition à l'instant de variation de L_{s1} , puis regagnent leurs valeurs de références.

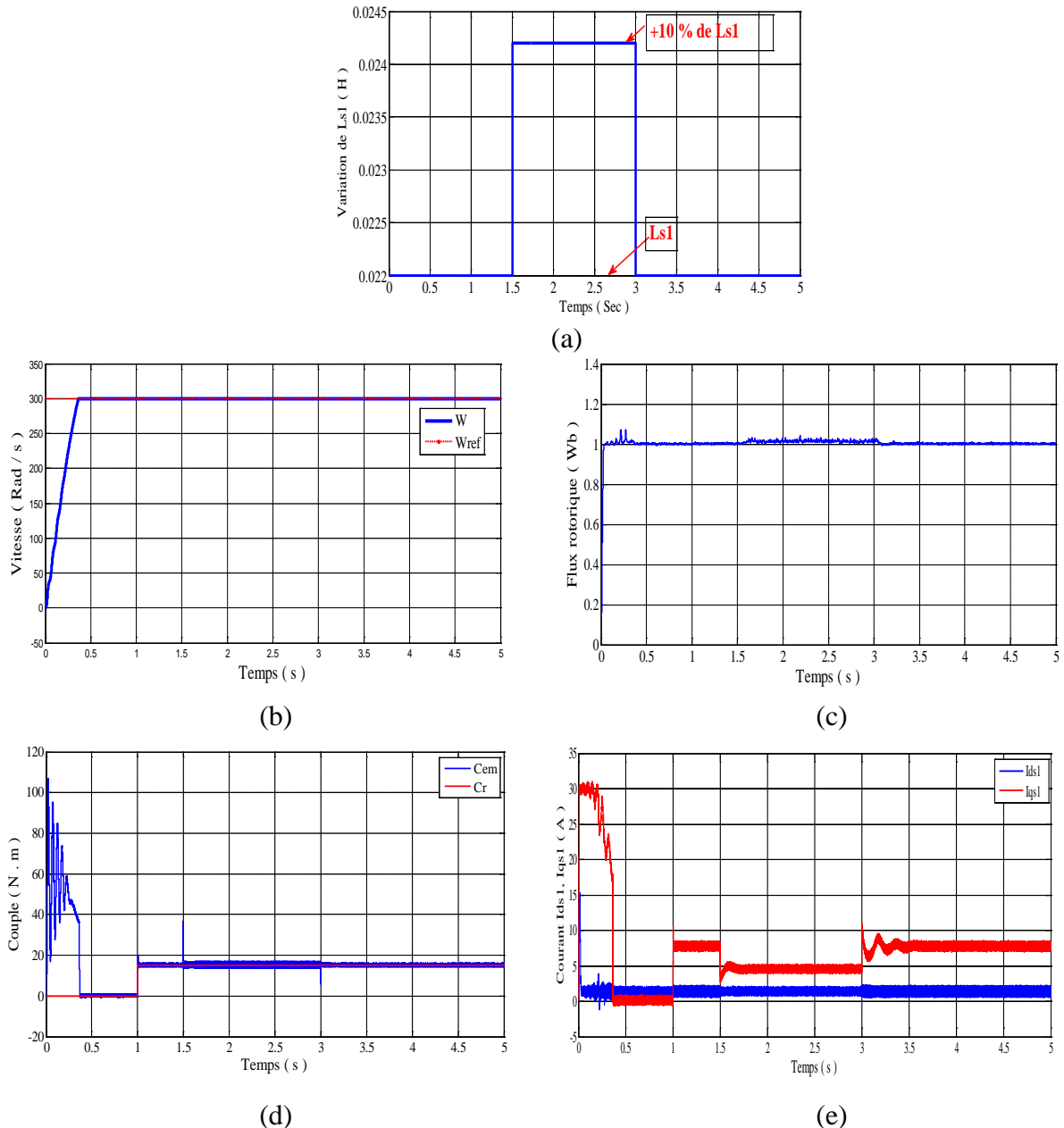


Figure III.19: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant lors de la variation de l'inductance statorique L_{s1} .

III.4 Commande par backstepping de la machine asynchrone double étoile

La technique du backstepping est une approche très récente pour la commande des systèmes non linéaires, elle a été développée par Kanellakopoulos et al. [Kan 91]. Le mot backstepping est particulièrement justifié par le processus récursif intrinsèque à la synthèse de la loi de commande des systèmes non linéaires.

La conception du contrôle backstepping est basée sur une méthode récursive permet de construire la commande et la fonction de Lyapunov pour un système non linéaire, par fragmenter la loi de contrôle globale du système en plusieurs sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant en utilisant le résultat de contrôle intermédiaire (contrôle virtuel), cette commande virtuelle est ainsi générée à chaque étape du processus pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Chaque sous-système servant de signal de référence pour l'étape suivante jusqu'à l'achèvement de la conception du contrôle (contrôle réel) [Rah 18].

La synthèse d'une commande par backstepping se fait de manière systématique et basée sur l'approche de Lyapunov, ce dernier est la plus utilisée pour étudier la stabilité des systèmes très complexes comme les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une fonction de Lyapunov soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative.

On dit qu'un système est stable lorsqu'il revient à son état d'équilibre, physiquement, un système est en équilibre quand il conserve son état en absence de forces externes et mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée \dot{x} de son état est nulle [Bou 07].

L'étude de la stabilité des systèmes non linéaire est très complexe, la méthode de Lyapunov est la plus utilisée pour étudier la stabilité de ces systèmes. On distingue deux méthodes d'analyse de Lyapunov à savoir [Bou 07] [Rou 16], la méthode de linéarisation et la méthode directe, la première méthode ne permet d'étudier que la stabilité locale par la linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité globale, la méthode directe consiste à analyser la stabilité d'un système linéaire sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La philosophie de cette méthode n'est que l'extension mathématique d'un phénomène physique observé, car les systèmes mécaniques et électriques perdent de l'énergie pour se stabiliser au point d'équilibre [Bou 07] [Rou 16].

III.4.1 Synthèse de la commande par backstepping de la MASDE

L'approche du backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone double étoile basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Dans ce qui va suivre, on sera exposé l'application du backstepping sur le modèle dynamique du MASDE basé sur l'approche de la méthode directe de Lyapunov. Tout en respectant à chaque étape la stabilité de la fonction de Lyapunov associée, on procède en deux étapes pour synthétiser une loi de commande backstepping stabilisante. La première étape consiste à asservir des variables de sortie (vitesse, flux). Pour imposer à ces sorties une trajectoire, nous avons choisi comme variables intermédiaires les courants statoriques qui

doivent suivre leurs valeurs de référence définies par le "contrôle virtuel", dans la seconde étape, nous allons calculer les commandes en tension (tensions statoriques) nécessaires pour faire converger le "contrôle virtuel" vers les valeurs désirées. Dans cette partie, l'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système.

Etape 1 : Boucle de vitesse et de flux

Notre objectif est concevoir une loi de commande de type backstepping permettant de forcer la vitesse de rotation et le flux rotorique à suivre leurs références.

$$\begin{cases} Z_\omega = \omega_{rref} - \omega_r \\ Z_\varphi = \varphi_{rref} - \varphi_r \end{cases} \quad (III.71)$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{Z}_\omega = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \\ \dot{Z}_\varphi = \dot{\varphi}_{rref} - \dot{\varphi}_r \end{cases} \quad (III.72)$$

Du système d'équation (III.43), On a :

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) - C_r \frac{p}{J} - \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (III.73)$$

$$\dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (III.74)$$

On remplace les équations (III.73) et (III.74) dans le système d'équation (III.72) ; on aura :

$$\begin{cases} \dot{Z}_\omega = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ \dot{Z}_\varphi = \dot{\varphi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \end{cases} \quad (III.75)$$

Nous définissons la première fonction de Lyapunov intermédiaire réduite V_1 comme suit:

$$V_1 = \frac{1}{2} (Z_\omega^2 + Z_\varphi^2) \quad (III.76)$$

V_1 est défini positif, sa dérivée est:

$$\dot{V}_1 = Z_\omega \dot{Z}_\omega + Z_\varphi \dot{Z}_\varphi \quad (III.77)$$

A partir du système d'équations(III.75), on peut réécrire la dérivée de V_1 comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = Z_\omega \left\{ \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r \right\} + \\ Z_\varphi \left\{ \dot{\varphi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right\} \end{aligned} \quad (III.78)$$

Pour atteindre la stabilité selon la théorie de Lyapunov, la dérivée de V_1 doit être toujours négative ($\dot{V}_1 < 0$), dans ce cas, on prend:

$$\begin{cases} \dot{Z}_\omega = -G_1 Z_\omega \\ \dot{Z}_\varphi = -G_2 Z_\varphi \end{cases} \quad (\text{III.79})$$

Où : G_1 et G_2 sont des gains positifs.

En remplaçant le système d'équations (III.79) dans le système d'équations (III.77), la stabilité est vérifiée par l'inégalité suivante:

$$\dot{V}_1 = -G_1 Z_\omega^2 - G_2 Z_\varphi^2 < 0 \quad (\text{III.80})$$

$\dot{V}_1 < 0$ est vérifié $\forall G_1 > 0$ et $G_2 > 0$.

A partir du système d'équation (III.79), on peut réécrire le système d'équation (III.75) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{ref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r = -G_1 Z_\omega \\ \dot{\varphi}_{ref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) = -G_2 Z_\varphi \end{cases} \quad (\text{III.81})$$

On considère i_{ds} et i_{qs} comme des commandes virtuelles de notre premier sous-système, en posant:

$$\begin{cases} I_{ds1} + I_{ds2} = I_{ds1ref} + I_{ds2ref} = I_{dsref} \\ I_{qs1} + I_{qs2} = I_{qs1ref} + I_{qs2ref} = I_{qsref} \end{cases} \quad (\text{III.82})$$

On remplace l'équation (III.82) dans l'équation (III.81), On obtient alors:

$$\begin{cases} -G_1 Z_\omega = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} I_{qsref} + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ -G_2 Z_\varphi = \dot{\varphi}_{ref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{dsref} \end{cases} \quad (\text{III.83})$$

Enfin, les éléments de commande virtuelle sont donnés par:

$$I_{dsref} = \frac{L_m + L_r}{L_m R_r} \left[\dot{\varphi}_{ref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + G_2 Z_\varphi \right] \quad (\text{III.84})$$

$$I_{qsref} = \frac{J(L_m + L_r)}{p^2 L_m \varphi_{ref}} \left[\dot{\omega}_{ref} + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r + G_1 Z_\omega \right] \quad (\text{III.85})$$

Etape 2 : Boucle des courants

Dans cette étape, on définit 4 nouvelles erreurs des composantes du courant statorique I_{ds1} , I_{ds2} , I_{qs1} , I_{qs2} . On va construire une loi de commande qui forçant les courants résultant de la première étape pour atteindre leurs références souhaitées I_{ds1ref} , i_{ds2ref} , I_{qs1ref} , I_{qs2ref} respectivement. Notre objectif est de calculer les tensions de commande.

On définit 4 nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{cases} Z_{ids1} = I_{ds1ref} - I_{ds1} \\ Z_{ids2} = I_{ds2ref} - I_{ds2} \\ Z_{iqs1} = I_{qs1ref} - I_{qs1} \\ Z_{iqs2} = I_{qs2ref} - I_{qs2} \end{cases} \quad (III.86)$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{Z}_{ids1} = \dot{I}_{ds1ref} - \dot{I}_{ds1} \\ \dot{Z}_{ids2} = \dot{I}_{ds2ref} - \dot{I}_{ds2} \\ \dot{Z}_{iqs1} = \dot{I}_{qs1ref} - \dot{I}_{qs1} \\ \dot{Z}_{iqs2} = \dot{I}_{qs2ref} - \dot{I}_{qs2} \end{cases} \quad (III.87)$$

Du système d'équation (III.43), On a le système d'équation (III.86) devient :

$$\begin{cases} \dot{Z}_{ids1} = \dot{I}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}}(V_{sd1} - R_{s1}I_{sd1}) - \frac{1}{L_{s1}}[\omega_s(L_{s1}I_{sq1} + T_r\varphi_{rref}\omega_{glref})] \\ \dot{Z}_{ids2} = \dot{I}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}}(V_{sd2} - R_{s2}I_{sd2}) - \frac{1}{L_{s2}}[\omega_s(L_{s2}I_{sq2} + T_r\varphi_{rref}\omega_{glref})] \\ \dot{Z}_{iqs1} = \dot{I}_{sq1ref} - \frac{1}{L_{s1}}(V_{sq1} - R_{s1}I_{sq1}) + \frac{1}{L_{s1}}[\omega_s(L_{s1}I_{sd1} + \varphi_{rref})] \\ \dot{Z}_{iqs2} = \dot{I}_{sq2ref} - \frac{1}{L_{s2}}(V_{sq2} - R_{s2}I_{sq2}) + \frac{1}{L_{s2}}[\omega_s(L_{s2}I_{sd2} + \varphi_{rref})] \end{cases} \quad (III.88)$$

Nous remarquons que les variables de contrôle réelles V_{sd1} , V_{sd2} , V_{sd3} , V_{sd4} sont apparues dans le système de l'équation (III.88). Nous allons donc définir la deuxième fonction de Lyapunov augmentée donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2}(Z_\omega^2 + Z_\varphi^2 + Z_{ids1}^2 + Z_{ids2}^2 + Z_{iqs1}^2 + Z_{iqs2}^2) \quad (III.89)$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{V}_2 = Z_\omega\dot{Z}_\omega + Z_\varphi\dot{Z}_\varphi + Z_{ids1}\dot{Z}_{ids1} + Z_{ids2}\dot{Z}_{ids2} + Z_{iqs1}\dot{Z}_{iqs1} + Z_{iqs2}\dot{Z}_{iqs2} \quad (III.90)$$

En appliquant le théorème de stabilité de Lyapunov comme dans la première étape, ou la dérivée de V_2 doit être toujours négative ($\dot{V}_2 < 0$), dans ce cas, on prend:

$$\begin{cases} \dot{Z}_{ids1} = -G_3 Z_{ids1} \\ \dot{Z}_{ids2} = -G_4 Z_{ids2} \\ \dot{Z}_{iqs1} = -G_5 Z_{iqs1} \\ \dot{Z}_{iqs2} = -G_6 Z_{iqs2} \end{cases} \quad (III.91)$$

Où : G_3 , G_4 , G_5 et G_6 sont des gains positifs.

Donc :

$$\dot{V}_2 = -G_1 Z_\omega^2 - G_2 Z_\phi^2 - G_3 Z_{ids1}^2 - G_4 Z_{ids2}^2 - G_5 Z_{iqs1}^2 - G_6 Z_{iqs2}^2 < 0 \quad (\text{III.92})$$

Enfin, en mettant l'équivalence entre les systèmes d'équation. (III.88) et le système d'équation (III.91), nous trouvons le contrôle réel représenté par les équations suivantes:

$$V_{ds1} = L_{s1} \dot{i}_{ds1ref} + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) + G_3 Z_{ids1} \quad (\text{III.93})$$

$$V_{ds2} = L_{s2} \dot{i}_{ds2ref} + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) + G_4 Z_{ids2} \quad (\text{III.94})$$

$$V_{qs1} = L_{s1} \dot{i}_{qs1ref} + R_{s1} i_{qs1} + \omega_s (L_{s1} i_{ds1} + \phi_{rref}) + G_5 Z_{iqs1} \quad (\text{III.95})$$

$$V_{qs2} = L_{s2} \dot{i}_{qs2ref} + R_{s2} i_{qs2} + \omega_s (L_{s2} i_{ds2} + \phi_{rref}) + G_6 Z_{iqs2} \quad (\text{III.96})$$

Où G_3 , G_4 , G_5 , et G_6 sont des constantes positives, et obtenues par ajustement afin d'assurer la stabilité du système.

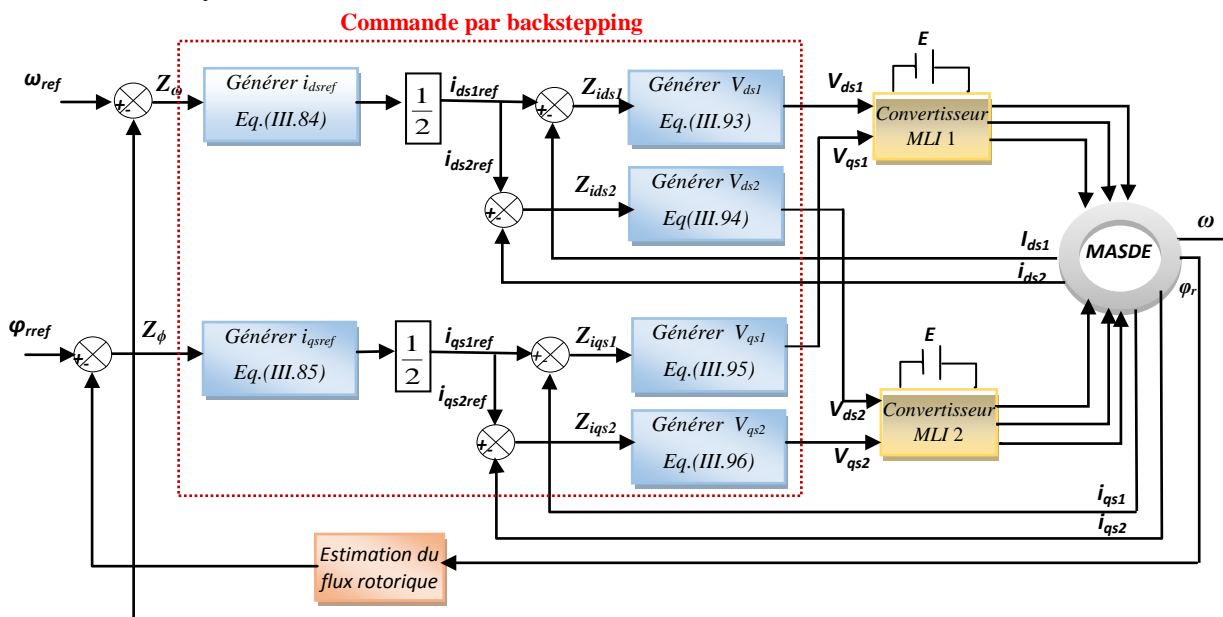


Figure III.20: Principe de la commande par backstepping de la MASDE

III.4.2 Présentation et interprétation des résultats de simulation

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la MASDE. En effet, dans un système réel, les paramètres de la MASDE sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques .

Afin de tester la robustesse de la commande par backstepping de la MASDE, les mêmes tests que ceux de la commande vectorielle et mode glissant sont effectués.

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande par backstepping de la MASDE, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, La charge et la variation paramétrique en l'occurrence l'inductance statorique.

Les paramètres de la machine utilisée sont données dans l'annexe [A].

III.4.2.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

La figure III.21 présente les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse. Nous avons considéré un démarrage à vide avec un échelon positif de vitesse de référence de 300 rad/sec , à l'instant $t = 1,5 \text{ sec}$ on inverse le sens de rotation de la machine à -200 rad/sec et pour tester le fonctionnement de la machine à faible vitesse, on a fait tourner à 100 rad/sec à l'instant $t = 4 \text{ s}$. La figure III.21 (a) montre que la vitesse réelle suit parfaitement sa consigne rapidement et sans dépassement.

De même, le flux rotorique marque un pic de $\varphi = 1.1 \text{ Wb}$ au démarrage, puis à l'instant $t = 0,45 \text{ sec}$ suit parfaitement sa valeur de référence comme il est indiqué sur la figure III.21 (b).

D'après la figure III.21 (c) nous pouvons noter que le couple donné par cette méthode subisse des pics de transition pour chaque instant de variation de la vitesse puis stabilise en régime permanent.

On remarque suivant la figure III.21 (d), conformément à la théorie, le courant statorique en quadrature est proportionnelle à la variation du couple électromagnétique, par contre le courant statorique direct reste constant.

Les résultats de simulation montrent bien que la technique de commande appliquée rend le système capable de suivre sa référence.

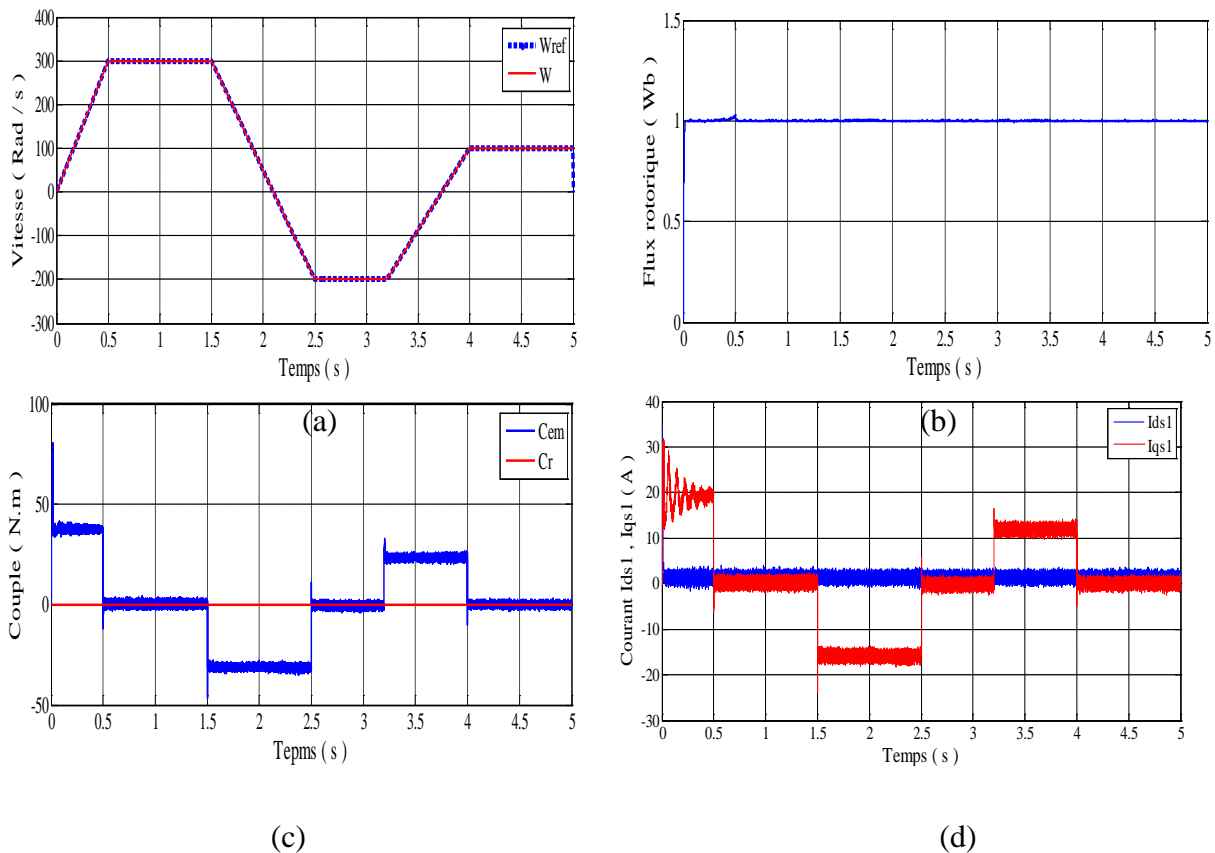


Figure III.21: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande backstepping lors de la variation du sens de la vitesse.

III.4.2.2 Fonctionnement du moteur en charge :

La figure III.22 représente la vitesse, le flux rotorique, le couple et les composantes du courants statorique obtenues lors de l'application de la commande.

Cette fois ci, les résultats de simulation du fonctionnement de l'ensemble faites en présence d'une variation de la charge appliquée à partir de l'instant $t=2\text{sec}$ après un démarrage à vide.

On constate que lors du démarrage à vide, la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence $\omega_{ref} = 300 \text{ rad/sec}$ au bout de $t=0.36\text{sec}$ sans dépassement et à l'instant de l'application de la charge, (La figure III.22 (a)), le réglage de la vitesse par backstepping apporte des améliorations remarquables, offrent de bonnes performances de stabilité, rapidité et précision, la vitesse répond dans un temps plus court et accorde aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation du à l'augmentation du charge.

La réponse du flux présente de bonnes performances, converge vers la valeur de référence (1Wb) et reste toujours constante quelque soit les variations appliquées sur la charge avec une petite perturbation lors de ces changements comme le montre la figure III.22(b).

Les figures III.22 (c) et III.22 (d) montrent que le couple électromécanique présente au démarrage une valeur égale à 85N.m et le courant atteint 30 A . L'application de la charge à partir de l'instant $t=2 \text{ s}$, engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique et des courants statorique, qui se stabilisent en valeur moyenne respectivement à $C_{em} = 15 \text{ N.m}$, $I_{sq1} = 8 \text{ A}$.

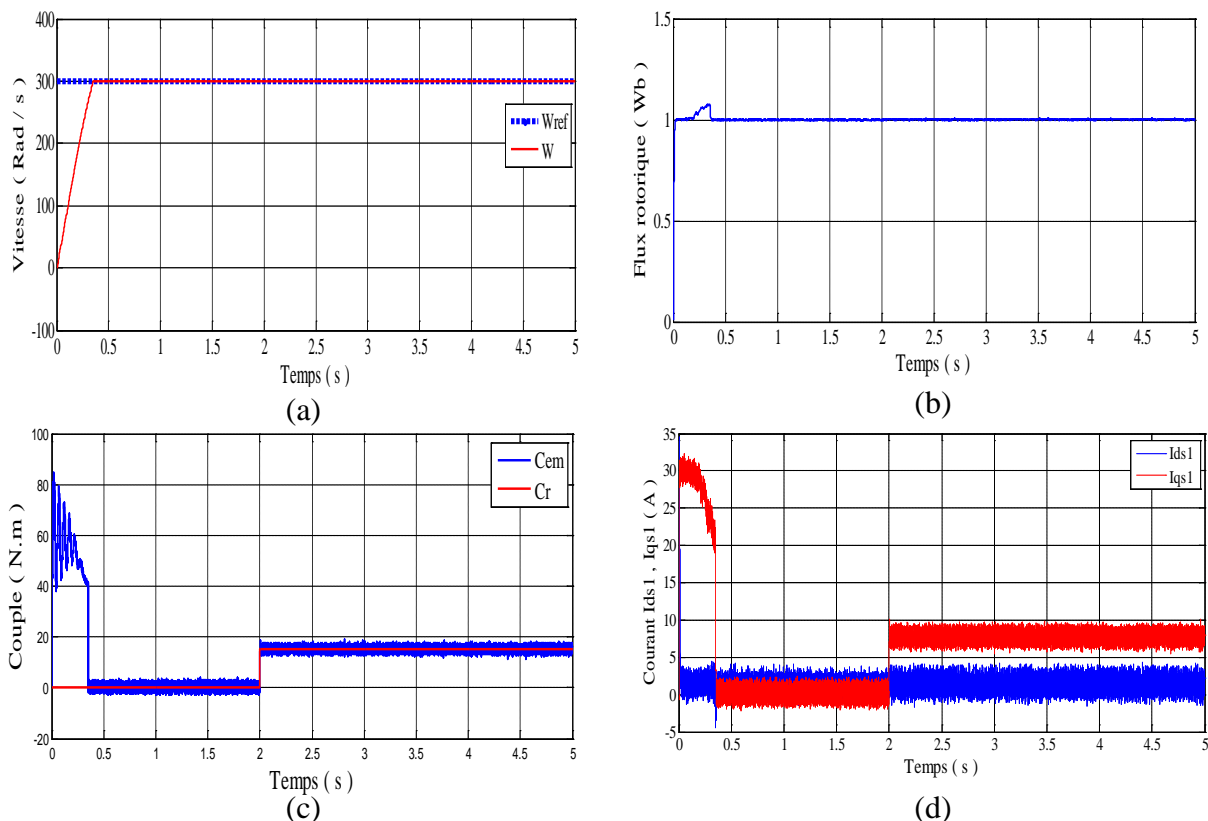


Figure III.22: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par backstepping en fonctionnement en charge.

III.4.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

Pour conclure sur la robustesse des lois de commandes développées, nous avons considéré l'augmentation de l'inductance statorique L_{s1} à l'instant $t=1.5sec$ jusqu'à $t=3sec$ qui sera augmentée de 10%, puis elle prend à nouveau sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure III.23.

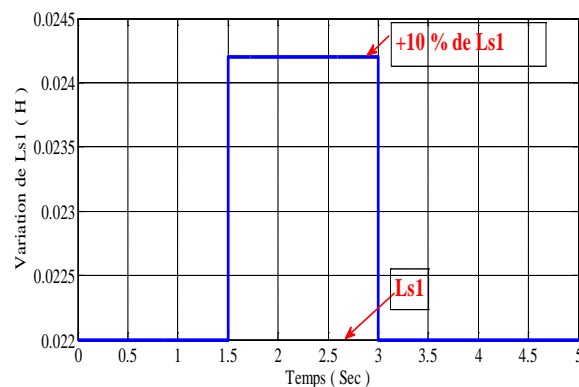
D'après ces résultats, on remarque qu'il n'existe aucune influence pendant la variation de l'inductance statorique L_{s1} sur la variation du courbe de vitesse, la figure III.23 (b) montre bien que la vitesse du rotor atteint la vitesse de référence rapidement au bout de $t=0.36sec$ et ne présente aucun dépassement. Cela veut dire que le système présente une bonne poursuite.

Le flux présente une légère variation de son module lors de la variation de L_{s1} , la commande rejette la perturbation (figure III.23 (c)).

Les résultats obtenus (figure III.23 (d)) sont satisfaisants. En particulier, nous avons vu que le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, et compense le couple de charge ($15 N.m$) puis à l'instant $t=1.5 sec$ répond à la variation de l'inductance avec une perturbation rejetée rapidement par la commande lors de ce changement.

Le courant I_{qs1} présente une diminution à cause de l'augmentation de l'inductance statorique avec la présence des fluctuations autour de période du changement de la valeur de l'inductance comme il est illustré dans la figure III.23 (e).

Les résultats de simulation montrent l'insensibilité et la robustesse de la commande backstepping à la variation paramétrique. Les performances d'orientation et de rejet de perturbation sont maintenues.



(a)

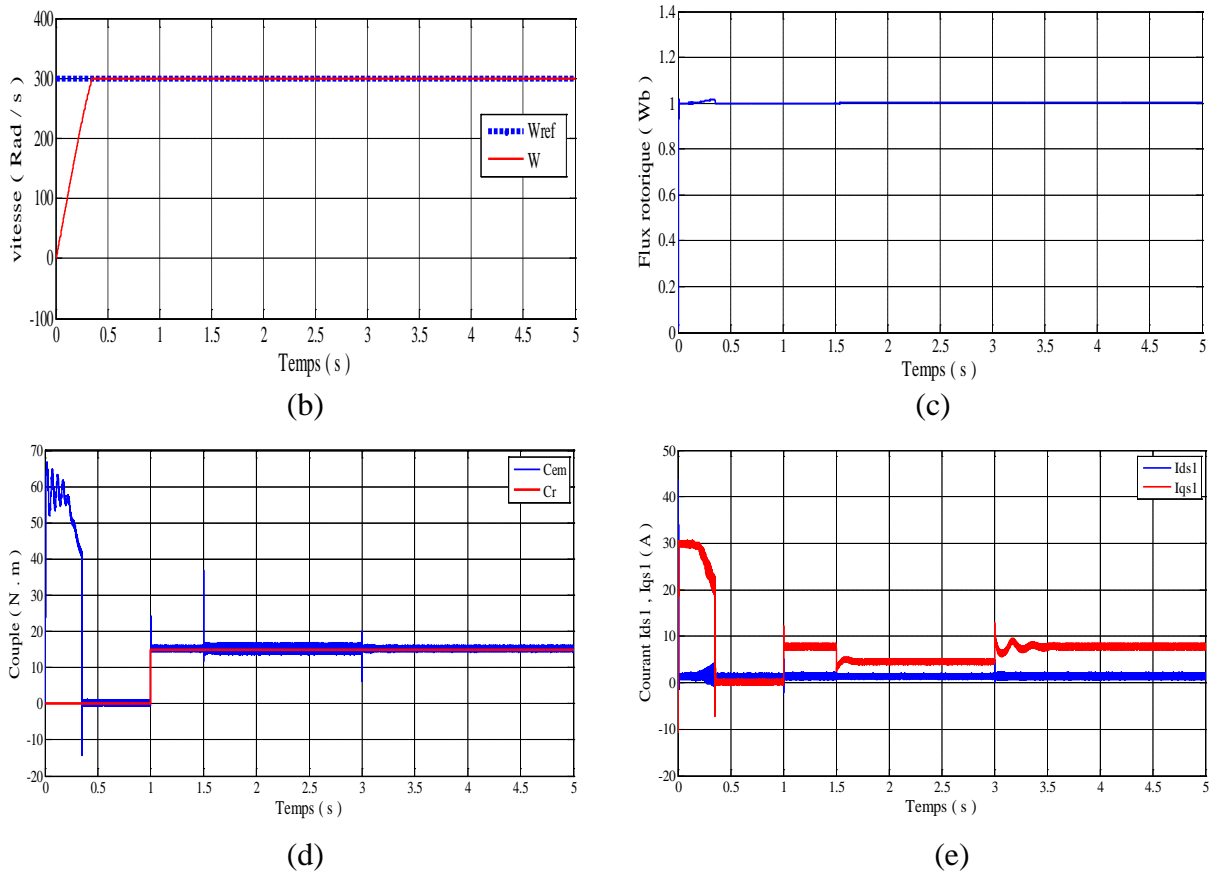


Figure III.23: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par backstepping lors de la variation de l'inductance statorique L_s .

III.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, des notions de base des trois techniques de commande les plus connues concerne l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires ont été exposées, la commande vectorielle, le mode glissant et la commande par backstepping, ensuite nous avons mis en évidence l'application de ces trois méthode sur la MASDE.

Les simulations effectuées sur la MASDE, montrent l'efficacité de ces approches de commande. En effet, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles. De plus, une robustesse vis à vis des variations paramétriques a été soulignée.

La régulation par la méthode de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique présente des bonnes performances en termes du rejet de perturbation du dépassement et du temps de l'inversion de la vitesse. Mais l'inconvénient de cette régulation, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations.

Le réglage de la vitesse par mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur vectoriel, car les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques, temps de réponse plus court et sans dépassement, une haute précision, bonne stabilité, simplicité et robustesse...etc. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de chattering qui engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine.

La conception de la commande par backstepping, fait l'objet de la dernière partie de ce chapitre, les simulations effectuées montrent l'efficacité de cette approche de commande. En effet, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles. De plus, une robustesse vis à vis des variations paramétriques a été mentionnée.

Pour mieux améliorer les performances des trois méthodes de commande précédentes, on fait appel à d'autres techniques de commande non linéaire hybrides qui sera l'objectif du quatrième chapitre.

Chapitre IV

STRATÉGIES DE COMMANDES NON LINÉAIRES HYBRIDES APPLIQUÉES A LA MASDE

IV.1 Introduction :

Les paramètres mal connus ou les dynamiques négligées par une modélisation simplifiée peuvent influencer sur la stabilité des systèmes non linéaires, l'analyse et la commande de ces systèmes ne sont pas toujours des tâches faciles [Hus 09]. Dans le but d'éliminer l'effet de ces inconvénients sans détériorer les performances de la commande, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature [Hus 09].

Nous consistions à combiner plusieurs techniques de commande pour obtenir de bonnes performances et garantir la robustesse de la commande, celles-ci peut être compensée par un contrôleur basé sur la combinaison de plusieurs techniques de commande en intégrant l'intelligence artificielle comme la logique floue.

Ce chapitre est divisé en deux parties principales. Dans la première partie on présente la base de la théorie de la logique floue type 1 et type 2. La deuxième partie sera consacrée à la conception des régulateurs hybrides à savoir, la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif, commande par mode glissant-flou et commande mode glissant-backstepping, ainsi que leurs applications pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone double étoile à flux rotorique orienté.

Finalement pour examiner les différentes lois de commande, développées pour la MASDE, nous avons opté à une étude comparative entre les différentes stratégies de commandes présentées dans cette thèse.

IV.2 Généralités sur la logique floue type 1

La logique floue (fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui, dont les bases théoriques ont été établies depuis le début des années 1960. Les premières investigations de Lotfi Zadeh étaient l'utilisation de la logique floue pour représenter une approche "système expert" au réglage automatique, il est permis d'exploiter les informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système, où les règles de commande sont remplacées par des règles floues [Zad 65] [Mer 13].

La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation, elle est utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions, elle est à pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande [Bab 98] [Bel 70] [Laa 14].

La logique floue peut être considérée comme une extension de la logique classique [Buh 94], elle est une technique utilisée en intelligence artificielle qui couvre un grand champ d'application dans divers domaines, l'un des domaines d'application de la logique floue qui a connu une évolution considérable est celui de la modélisation et la commande des systèmes [Wan 96] [Mam 74] [Buh 94]. En 1974, Mamdani concrétise pour la première fois cette méthode pour réaliser une commande floue dans une application industrielle [Mam 74].

Les systèmes flous permettent d'exploiter les informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système fournies par de l'expert humain grâce à un fondement théorique important [Hus 09], peuvent être exprimées sous forme d'un ensemble de règles

floues de type Si-Alors. La définition de règles ainsi que de fonctions d'appartenance à des ensembles dits «ensembles flous» permet aux concepteurs de mieux appréhender les processus imprécis et difficilement modélisables.

IV.2.1 Structure d'une commande par logique floue type 1

La figure IV.1 présente la configuration interne d'un régulateur flou, qui comprend les quatre blocs principaux [Cao 97]: fuzzification, règles de contrôle, inférence et défuzzification dont les définitions sont données ci-dessous. Il contient aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [Rou 16].

Il existe de nombreuses méthodes permettant d'adapter la théorie de la logique floue à un problème de contrôle, celle que nous décrivons ici est celle dite de Mamdani.

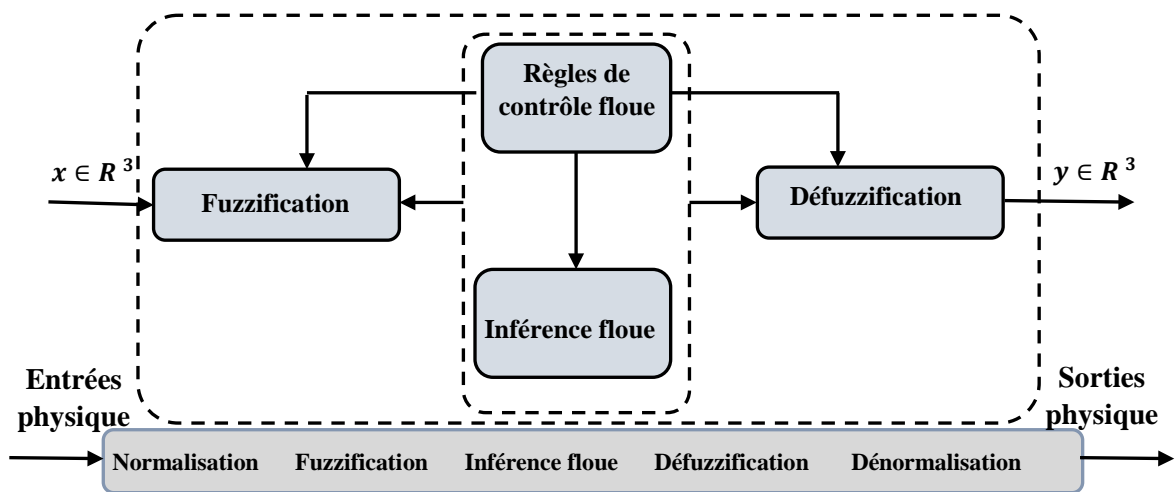


Figure IV.1: Structure d'un régulateur flou.

Fuzzification:

C'est la transformation des grandeurs réelles (numériques) d'entrée en des grandeurs floues (termes linguistiques ou Symboliques) qui peuvent être traitées par les inférences, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leur fonction d'appartenance associée.

Règles de contrôle :

C'est un ensemble de règles linguistiques qui assure le contrôle du processus. Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance du processus, au sens physique ou humaine, qui est permet de raisonner en temps de contrôle et de remplir des tables de règles.

Inférence :

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Les règles floues représentent le cœur du régulateur et permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux nouvelles variables floues de sortie (commande du

système), donc le contrôleur flou possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue.

Il existe plusieurs méthodes d'inférence: Maximum-Minimum, Max-Produit, Somme-Produit. Dans notre travail nous avons utilisé la méthode Maximum-Minimum de Zadeh.

Défuzzification :

C'est la dernière étape dans la commande floue, elle consiste à prendre une décision, pour transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique, autrement dit, produire une valeur non floue pour chacune des variables de sortie.

Il existe plusieurs méthodes pour faire l'opération de défuzzification, Parmi les plus couramment utilisées sont : Méthode du maximum ; Méthode de la moyenne des maximums ; Méthode du centre de gravité.

IV.3 Généralités sur la logique floue type-2

La logique floue de type 1 et de type 2 sont principalement similaires, le concept des ensembles flous type-2 est comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Cependant, il existe deux différences essentielles entre elles, la forme des fonctions d'appartenance, c'est à dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans $[0, 1]$ et le processeur de sortie.

On fait appelle à la nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 dans laquelle les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous, par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes [Cha 06].

Les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre. Donc, idéalement, nous aurons besoin d'utiliser des ensembles flous type ∞ pour compléter la représentation de l'incertitude.

Un ensemble flou type-2, est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, contrairement à la fonction d'appartenance type-1, la fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée.

Selon la forme de l'appartenance primaire, on distingue principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 : intervalle, Gaussienne, et triangulaire. Dans les types d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$.

La structure d'un système flou type-2 est représentée dans la figure IV.2 [Cha 06] [Ezz 10] [Lou 17]:

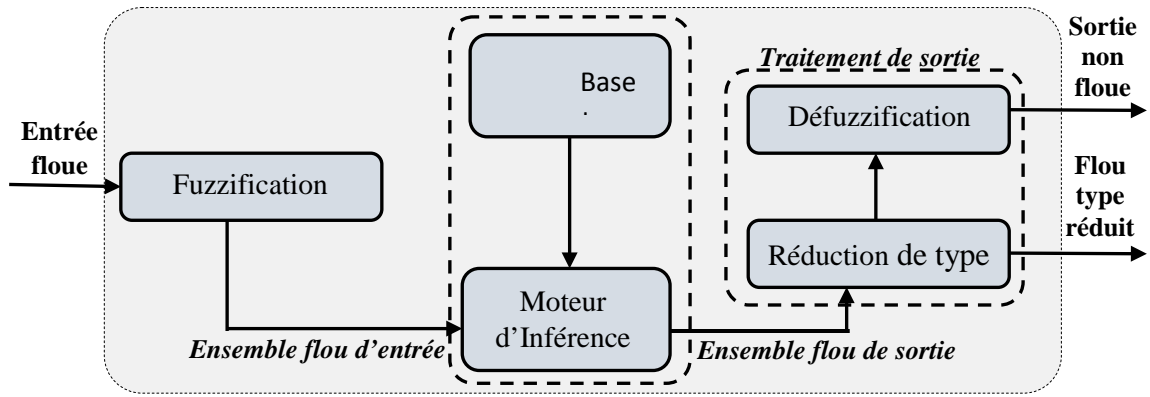


Figure IV.2: Structure d'un système flou type 2 avec deux sorties (L'ensemble de type réduit et la sortie défuzzifiée).

En effet, un contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification.

Fuzzification

La fuzzification du vecteur d'entrée sur un système flou de type 2 est très similaire à la procédure effectuée dans un système à logique floue type 1, une fonction d'appartenance type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

Base de règle

Comme on peut le constater, la structure de règles d'un système à logique floue de type 2 est similaire à celle d'un système à logique floue de type 1, la différence que les fonctions d'appartenance de type 1 sont remplacées par leurs équivalents de type 2.

La forme générale de la règle du système de logique floue de type 2 peut s'écrire comme suit:

$$\text{si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^i \text{ and } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^i \text{ and } \dots x_n \text{ est } \tilde{F}_n^i, \text{ alors } y^i = \tilde{G}^i \quad i = 1, \dots, M \quad (\text{IV.1})$$

Où: $i (i=1, 2, \dots, n)$ représentent les entrées du système flou de type 2, \tilde{F}_{ij} est l'ensemble flou type 2, \tilde{G}_i est la sortie du système flou de type 2 pour la règle i , et M est le nombre de règles.

Inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (VI.1) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $x (x_1, \dots, x_n)^T$ et la sortie scalaire y . Dans l'intervalle de système flou de type 2 utilisant les opérations minimum ou t-norms produit, la règle active $F^i(x_1, \dots, x_n)$ nous donne l'intervalle déterminé par deux extrêmes $\underline{f}^i(x_1, \dots, x_n)$ et $\overline{f}^i(x_1, \dots, x_n)$:

$$F^i(x_1, \dots, x_n) = [\underline{f}^i(x_1, \dots, x_n), \overline{f}^i(x_1, \dots, x_n)] \equiv [\underline{f}^i, \overline{f}^i] \quad (\text{IV.2})$$

Avec: \underline{f}^i et \overline{f}^i sont données par:

$$\begin{aligned} \underline{f}^i &= \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \dots * \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \\ \overline{f}^i &= \overline{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \dots * \overline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \end{aligned} \tag{IV.3}$$

Réduction de type

Dans le cas d'un système d'inférence floue type-2, les ensembles de sortie sont de type-2 ; donc nous devons utiliser des versions étendues (en utilisant le principe d'extension) des méthodes de defuzzification type 1. Puisque la defuzzification type-1 nous donne un nombre ordinaire à la sortie du système flou, l'opération de defuzzification étendue le système flou type 2 obtenu, résultant en un système flou de type 1 à la sortie. Puisque cette opération transforme un ensemble flou type-2 à un ensemble flou type-1, on l'appellera alors "Réduction de type" [Hus 09]. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2.

Dans cette partie, en utilisant le principe d'extension pour calculer l'expression réduit par la méthode centroïde d'un système flou de type 1 [Men 01] :

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \tag{IV.4}$$

Si chaque z_i et w_i sont remplacés par un système flou de type 1 avec ses fonctions d'appartenance associées, L'expression réduit par la méthode centroïde d'un système flou de type 2 donné par :

$$GC_{\bar{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} [T_{i=1}^n \mu_Z(z_i) * T_{i=1}^n \mu_W(z_i)] / \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \tag{IV.5}$$

Où T indique le t-norme choisies (prodit ou min). $w_i \in W_i$ et $z_i \in Z_i$ pour $i=1,2,\dots, n$, puisque les ensembles flous utilisés sont type-2 intervalle, alors chaque z_i et w_i est un ensemble type-1 intervalle.

Finalement l'équation (VI.5) devient :

$$GC_{\bar{A}} = [y_l(x), y_r(x)] = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \dots \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \overline{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \overline{f}^M]} 1 / \frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i} \tag{IV.6}$$

L'ensemble flou de type réduit doit ensuite être defuzzifié pour obtenir un nombre ordinaire.

Defuzzification

Pour obtenir une sortie ordinaire du système flou type-2, nous devons defuzzifier l'ensemble de type réduit, l'expression suivante donne le centre de gravité de l'ensemble en caractères réduit:

$$y_{output}(x) = \frac{\sum_{i=1}^n y^i \mu(y^i)}{\sum_{i=1}^m \mu(y^i)} \quad (IV.7)$$

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1, en appliquant la méthode de centroïde au type réduit de Karnik Mendel Algorithmes [Cas 12] [Cas 12'], Par conséquent, la sortie defuzzifiée d'un système flou type-2 d'intervalle est la suivante:

$$Y_{output}(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (IV.8)$$

$$\text{Avec: } y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad \text{et} \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (IV.9)$$

Où f_l^i, f_r^i désignent le degré d'activation (soit f_l^i ou f_r^i) contribuant au point extrême de gauche y_l , et (soit f_r^i ou f_l^i) contribuant au point extrême au point droit y_r .

IV.3.1 Avantages et inconvénients de la logique floue

La logique floue réunit un certain nombre d'avantages et inconvénients [Laa 14] [Sad 10] [Tir 14].

IV.3.1.1 Les avantages

- La non-nécessité de la modélisation approfondie du système à commander.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus.
- La possibilité de s'adapter aux problèmes multi variables complexes et de s'affranchir d'un modèle de la structure (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention de meilleures performances dynamiques.
- La simplicité de définition et de conception par rapport aux autres méthodes modernes telles que : commande adaptative classique, commande par réseau de neurones).
- La réduction du temps de développement et de maintenance.

IV.3.1.2 Les inconvénients

- Le manque de directive précise pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la Fuzzification, des inférences et de la Défuzzification).
- La difficulté de la démonstration de la stabilité du système de commande dans le cas d'absence d'un modèle du système à commander valable.
- La cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- La précision de réglage souvent peu élevée (La difficulté d'obtenir un procédé précis).

IV.4 Commande floue type 2 à gain adaptative de la machine asynchrone double étoile

Le régulateur PI reste le régulateur le plus largement utilisé dans les systèmes de contrôle industriels, en raison de sa structure simple, sa simplicité d'implémentation et ses performances de commande satisfaisantes [Lou 17]. Malgré ça, avec les problèmes posés par les modifications de la dynamique du système, leurs performances peuvent conduire à une instabilité du système, donc les paramètres du régulateurs PI doivent être mal réglés, par conséquent, ils ne peuvent pas toujours contrôler efficacement les systèmes. Pour remédier à cet inconvénient, le recours à la commande adaptative est dans la plupart des cas, inévitables. Par conséquent, en raison de l'impact significatif de deux gains (K_p , K_i) des régulateurs PI et du succès du contrôleur, ils doivent être déterminés correctement.

Le terme adaptatif, intervient, dont le rôle est l'adaptation des paramètres du régulateur flou en ligne [Lou 17] [Mer 08]. La technique de commande adaptative repose sur les critères de stabilité du système à commander et utiliser un ensemble de techniques pour l'ajustement automatique en ligne des boucles de commande afin de maintenir les performances statiques et dynamiques souhaitées de la vitesse variable lors de perturbations internes et externes, a fin de résoudre les problèmes de détermination des gains du régulateur PI-flou tout en garantissant la stabilité et la robustesse de contrôle de MASDE [Lou 17] [Nac 98]. La commande adaptative floue a été le sujet d'une recherche intensive pendant cette dernière décennie [Che 03] [Laa 14] [Lou 17] [Mer 08] [Tao 11].

Dans cette partie nous proposons un mécanisme d'adaptation des gains du PI, permettant d'enraciner le régulateur classique, en introduisant le floue dans la stratégie de régulation.

IV.4.1 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur classique par la logique floue type 2

La commande adaptative est utilisée pour estimer les gains du PI-floue en temps réel, et la loi de commande est obtenue à partir de ce régulateur PI-floue type 2.

Nous présentons, dans cette partie, l'utilisation de la commande floue type 2 adaptative pour minimiser l'erreur instantanée entre les différentes valeurs réelles du à la machine MASDE et celle des références, on détermine en temps réel les gains K_p , K_i du régulateurs PI.

La synthèse d'un régulateur PI adaptatif en utilisant la logique floue type 2 et la structure du contrôleur PI-floue adaptative est présentée par la figure IV.3 [Haz 06].

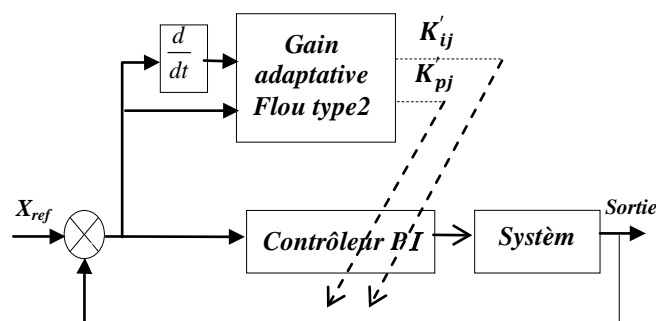


Figure IV.3: Mécanisme de la commande floue-PI à gain adaptatif.

Les entrées du superviseur sont l'erreur de sortie et sa variation. Les adaptations faites sur les gains du régulateurs PI visent à corriger au fur et à mesure l'évolution du système en agissant sur la loi de régulation. L'erreur instantanée sert à agir sur le réglage du régulateur à l'instant d'échantillonnage suivant. Lors du fonctionnement en ligne du régulateur, une matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle.

IV.4.2 Application de la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif

L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative est une méthode robuste, simple et une solution très intéressante permet de résoudre les problèmes liés aux régulateurs classiques PI, et d'autre part de minimiser le grand volume de calcul des algorithmes de ces régulateurs qui sont très complexes.

On propose un superviseur dont les entrées sont l'erreur et sa variation [Haz 06] [Mel 12] [Tom 93]. Le contrôleur flou type 2 à gain adaptative PI (FT2GAPI) est utilisé pour optimiser les gains (K_p , K_i) du PI en ligne et lui génère de nouveaux paramètres. La sortie du système d'inférence floue type-2 est un signal de commande donne les gains adaptés K_p et K_i de régulateur PI par la logique floue type-2.

La figure IV.4 montre le schéma bloc de la technique de commande FT2GAPI, où le régulateur PI est remplacé par un autre PI à paramètres ajustable. Celle-ci présente la commande floue type 2 adaptative appliquée à la MASDE à base du bloc FOC.

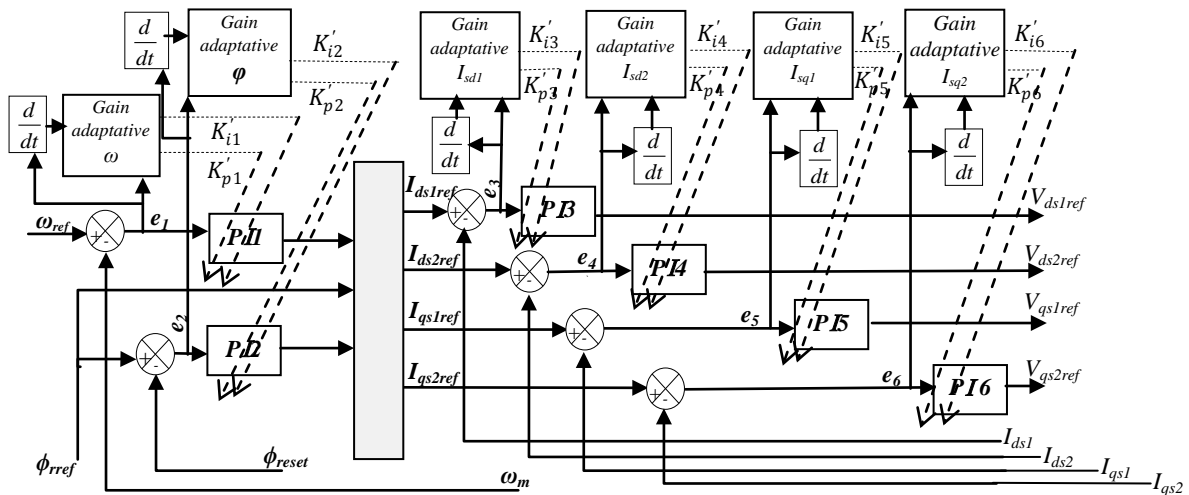


Figure IV.4: Schéma bloc de la commande proposée (FT2GAPI).

Les paramètres K_p et K_i sont déterminés par un ensemble de règles linguistiques de la structure du contrôleur FT2GAIP.

Si $e(k)$ est A_i , and $\Delta e(k)$ est B_i , alors K'_p est C_i , et K'_i est D_i .

Où A , B_i , C_i et D_i sont les ensembles flous correspondant à $e(k)$, $\Delta e(k)$, K'_p et K'_i respectivement, $e(k)$ et $\Delta e(k)$ représentent l'erreur de sortie et sa dérivée.

L'application de la stratégie commande FT2GAPI pour la MASDE correspondant à l'adaptation des différents gains K_p et K_i des différents régulateurs PI, de vitesse, de flux et les quatre PI de courants (I_{ds1} , I_{ds2} , I_{qs1} et I_{qs2}).

Pour la vitesse ω l'erreur et sa dérivée sont données par :

$$e_\omega(k) = \omega_d - \omega \quad (\text{IV.10})$$

$$\Delta e_\omega(k) = \frac{e_\omega(k+1) - e_\omega(k)}{T} \quad (\text{IV.11})$$

Où T est la période d'échantillonnage.

L'avantage de cette adaptation est de synthétiser les six gains en même temps et de la même manière, lors du fonctionnement en ligne du régulateur, une matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle.

Une base de règles sert à établir une unique table de décision en fonction de la valeur d'erreur e et sa dérivée de . Les changements sur les six paramètres du PI sont calculés en multipliant un élément de la table par les paramètres du régulateur qui sont déterminés par une méthode analytique [Mel 12] [Mel 14].

Les paramètres du contrôleur PI utilisé dans la chaîne directe, K_p et K_i , sont normalisés dans l'intervalle compris entre zéro et un en utilisant les transformations linéaires suivantes [Haz 06] [Mel 12] [Jey 10]:

$$\begin{cases} K'_p = (K_p - K_{p\min}) / (K_{p\max} - K_{p\min}) \\ K'_i = (K_i - K_{i\min}) / (K_{i\max} - K_{i\min}) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Une fois les valeurs K'_{pj} et K'_{ij} obtenues, les nouveaux paramètres K_{pj} et K_{ij} des régulateurs PI sont calculés à partir de l'équation :

$$\begin{cases} K_p = (K_{p\max} - K_{p\min})K'_p + K_{p\min} \\ K_i = (K_{i\max} - K_{i\min})K'_i + K_{i\min} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Les fonctions d'appartenance pour les entrées e_j et Δe_j ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$) sont définies dans l'intervalle $[-1, 1]$ et choisies pour être de formes triangulaires identiques, comme indiqué sur la figure IV.5. On utilise sept fonctions d'appartenances représentées par un ensemble de variables linguistiques définies par les états suivants:

- | | |
|-----------------------|-----------------------|
| (NB) : grand négatif. | (PS) : petit positif. |
| (NM) : moyen négatif. | (PM) : moyen Positif. |
| (NS) : petit négatif. | (PB) : grand positif |
| (ZE) : zéro. | |

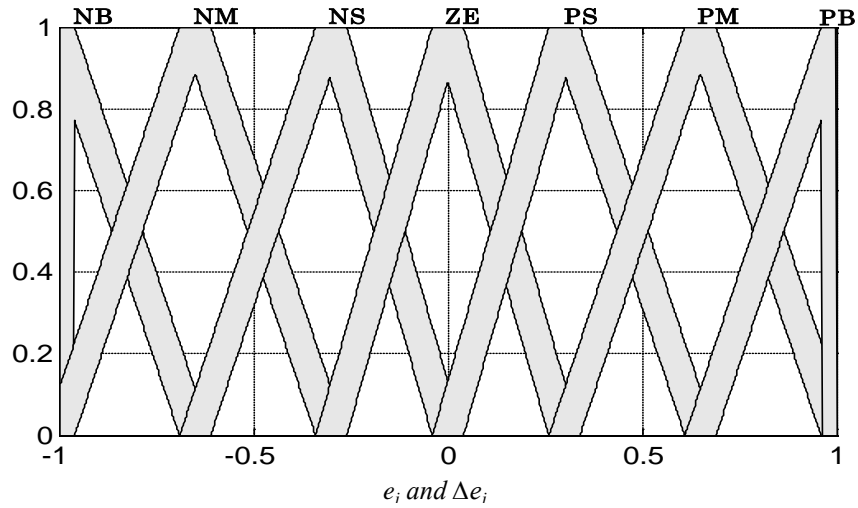


Figure IV.5: Fonctions d'appartenance d'entrées e_j et Δe_j ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour différents PI.

Les fonctions d'appartenance pour les sorties K'_{pj} et K'_{ij} ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$) sont définies dans l'intervalle $[0, 1]$, comme indiqué sur la figure IV.5, ou K'_{pj} et K'_{ij} correspondant aux différents PI.

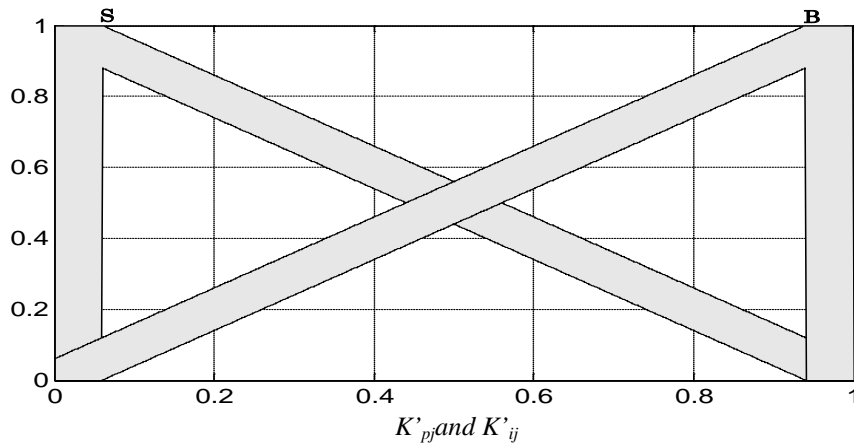


Figure IV.6: Fonctions d'appartenance de sorties K'_{pj} and K'_{ij} ($j=1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour différents PI.

Les tableaux 1 et 2 présentent la base de règles pour calculer les paramètres de sorties K'_{pj} et K'_{ij} utilisées dans le contrôleur FT2GAIP [Mel 12].

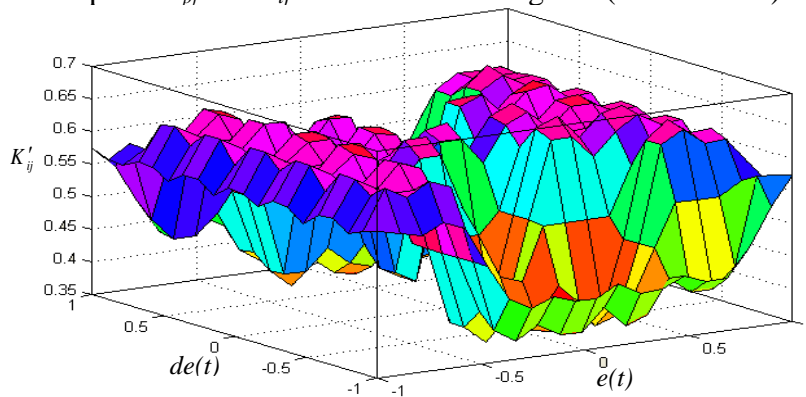
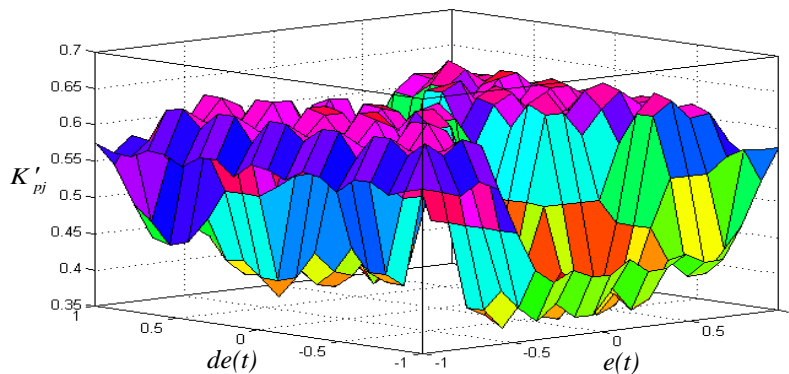
Tableau IV.1: Base de règles flou pour K'_{pj} [Mel 12].

e_j Δe_j	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	B	B	B	B	B	B	S
NS	S	S	B	B	B	S	S
ZE	S	S	S	B	S	S	S
PS	S	S	B	B	B	S	S
PM	S	B	B	B	B	B	S
PB	B	B	B	B	B	B	B

Tableau IV.2: Base de règles flou pour K'_{ij} [Mel 12].

e_j Δe_j	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	B	S	S	S	S	S	B
NS	B	B	S	S	S	B	B
ZE	B	B	B	S	B	B	B
PS	B	B	S	S	S	B	B
PM	B	S	S	S	S	S	B
PB	B	B	B	B	B	B	B

La surface générée pour K'_{pi} et K'_{ij} est illustrée aux figures (IV.7 et IV.8):

**Figure IV.7:** Surface générée pour les gains K'_{ij} .**Figure IV.8:** Surface générée pour les gains K'_{pj} .

IV.4.3 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Afin de tester la robustesse de la commande floue type 2 à gain adaptative de la MASDE, les mêmes tests appliqués aux différents types de commandes précédents sont effectués.

Les résultats obtenus de la commande par floue type 2 à gain adaptative de la MASDE sont représentés dans les figures IV.9, IV.10, IV.11. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de vitesse, variation de charge et la variation paramétrique en l'occurrence l'inductance statorique. Les paramètres de la machine utilisée sont dans l'annexe [A].

IV.4.3.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

La figure IV.9 présente les allures de vitesse de rotation de la machine, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique durant une période de 5sec.

Il apparaît, suite aux résultats obtenus à la figure IV.9 (a), que les performances de réglage de la vitesse par l'application de la commande floue à gain adaptative avec la stabilité de contrôle sont très satisfaisantes, non seulement en poursuite mais aussi en régulation (précision et stabilité), avec un bon suivi de la vitesse de référence, une erreur statique nulle, sans dépassement et un temps de réponse acceptable (de l'ordre de 0.65 sec).

On constate d'après la figure IV.9 (b), que le flux rotorique présente au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent rapidement et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

L'inversion de la vitesse à la première fois, conduit à un couple négatif de valeur $-32N.m$, puis il oscille autour de zéro lorsque la vitesse stabilise à une valeur constante, il augmente cette fois à une valeur positive de $23 N.m$ quand la vitesse déplace de la valeur précédente à 100 rad/sec . Toutes ces variations suite par des oscillations remarquable sur le développement du couple, qui sont dues aux harmoniques générés par les onduleurs (figure IV.9 (c)).

Conformément à la théorie, la trajectoire du courant rotorique quadrature à une même forme que celle du couple électromagnétique, l'inversion de vitesse fait appel à un pic de courant instantané, puis il oscille autour de sa valeur désirée (figure IV.9 (d)).

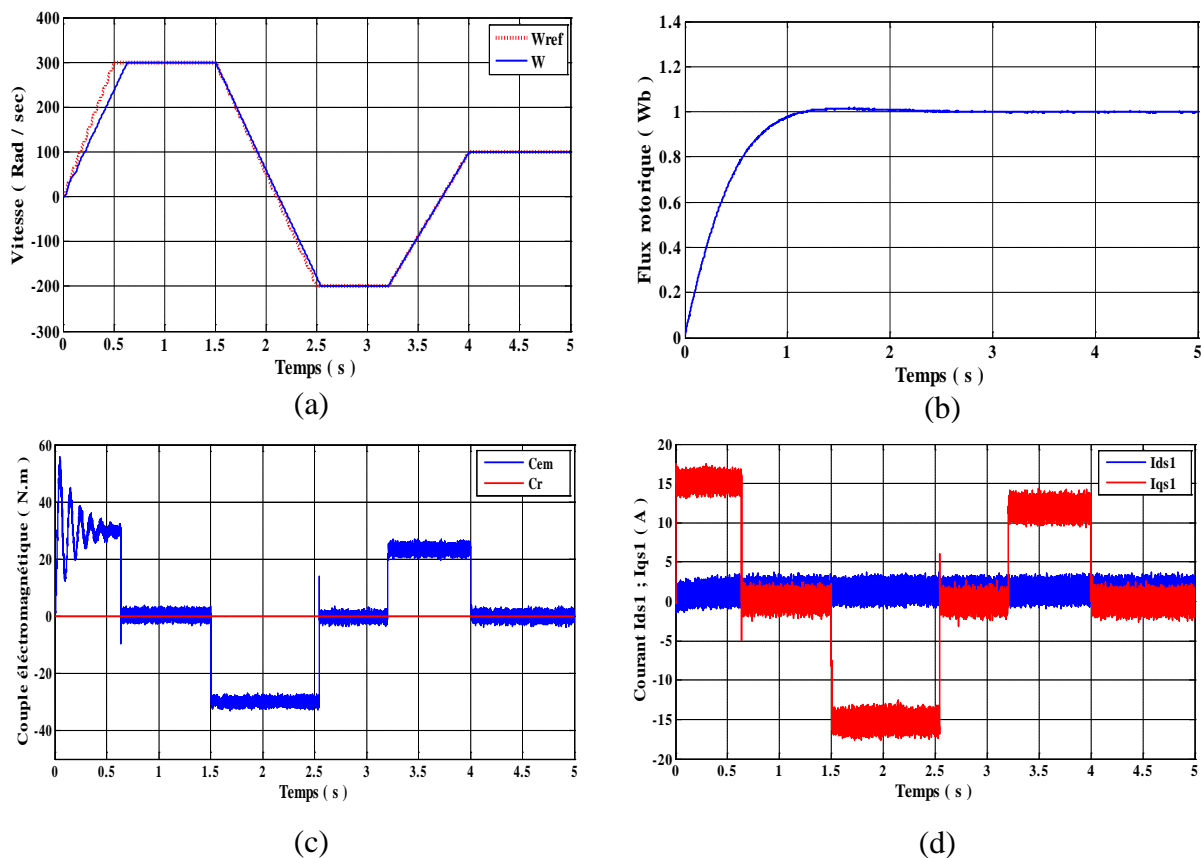


Figure IV.9: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif lors de la variation du sens de la vitesse.

IV.4.3.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge

La simulation est permise de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques de la vitesse, du flux, du couple et des courants pour différentes valeurs de la charge.

La figure IV.11 donne les performances du réglage de la vitesse de la machine asynchrone double étoile pour une consigne de 300 rad/sec avec une variation de la charge de 15 N.m appliquée à l'instant $t=2 \text{ sec}$.

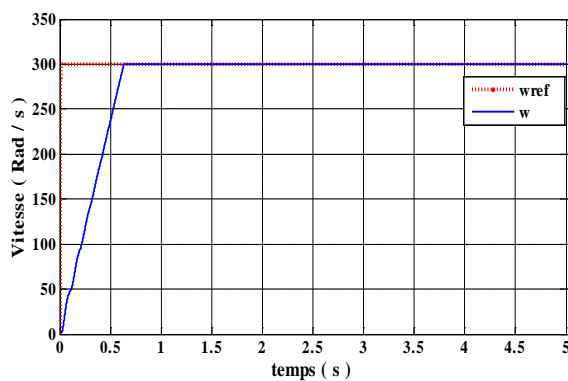
La vitesse de rotation suit relativement bien sa référence pendant 0.65 s , avec une erreur de poursuite pendant la phase transitoire au démarrage et en s'annulant en régime permanent (figure IV.10 (a)).

On observe suivant la figure IV.10 (b), une bonne orientation du flux rotorique mais, un peu lente pour se stabilise à sa valeur de consigne (1 Wb), avec une petite fluctuation pendant la période d'augmentation de la charge.

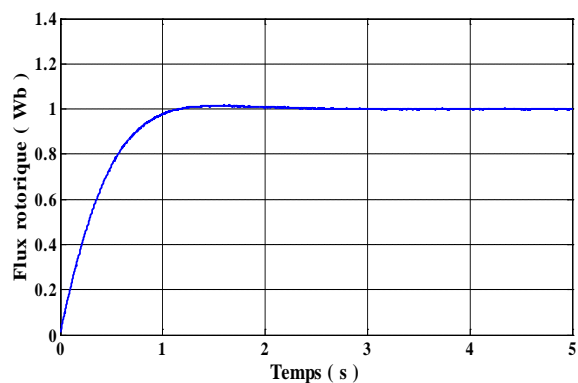
Au démarrage, suite à la représentation de la figure IV.10 (c), le couple électromagnétique présente un pic important de 56 N.m et des oscillations, puis tend vers zéro. Lors de l'application d'une charge de 15 N.m à l'instant $t=2 \text{ sec}$, nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 15 N.m qui compense l'effet de charge.

La figure IV.10 (d) illustre que dans le régime transitoire, la machine absorbe un courant important, arrive à 15 A . Après le régime transitoire le courant diminue et à l'instant d'application de la charge il augmente.

La figure IV.11 montre une excellente performance, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, même lorsqu'une perturbation du couple de charge arrive et avec un rejet des perturbations excellents.



(a)



(b)

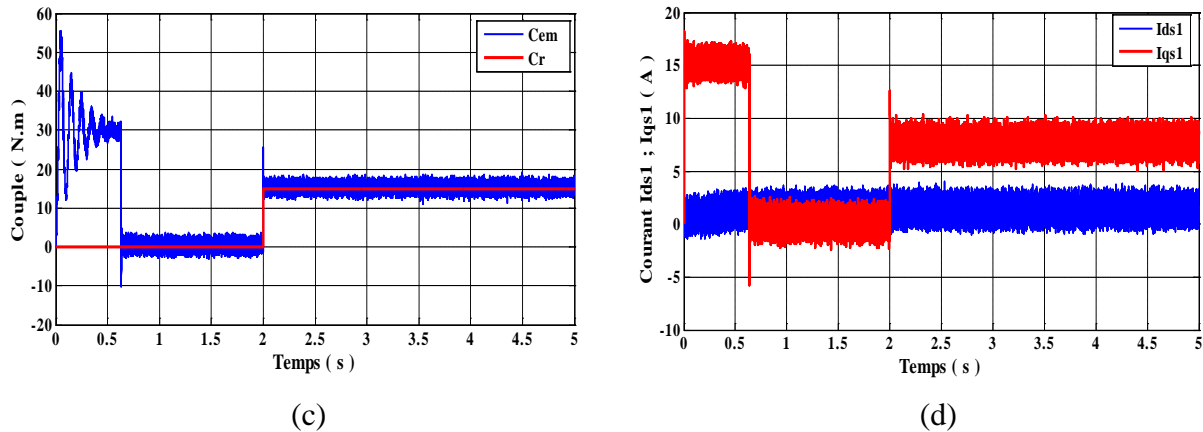


Figure IV.10: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif lors de la variation de la charge.

IV.4.3.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

Les résultats obtenus de la commande par la logique floue type 2 à gain adaptative avec une augmentation paramétrique de l'inductance statorique L_{s1} de $+10\%$ de sa valeur nominale sont représentés dans la figure IV.11. Il illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du flux rotorique, du couple électromagnétique et les composantes direct et en quadrature du courant rotorique.

L'impact de la variation de l'inductance statorique L_{s1} est insignifiant sur la réponse de la vitesse (Figure IV.11 (b)), de plus elle n'engendre pas de dépassement ni d'erreur statique.

Le flux présente une légère variation de son module lors de la variation de L_{s1} , la commande rejette cette perturbation rapidement (figure IV.11 (c)).

L'impact de la variation de l'inductance statorique L_{s1} est insignifiant sur la réponse du couple électromagnétique (figure IV.11 (d)), de plus il n'engendre pas de dépassement ni d'erreur de poursuite qui reste très faible. Les perturbations sont rejetées très rapidement, même lorsqu'une perturbation du couple de charge arrive à l'instant $t=1$ sec.

Le courant I_{qs1} présente une diminution à cause de l'augmentation de l'inductance statorique avec la présence des fluctuations autour de la période du changement de l'inductance comme illustre la figure III.23 (e).

Nous remarquons clairement que cette variation paramétrique n'a pas affecté les performances de réglage de vitesse. On peut donc affirmer que le contrôleur flou à gain adaptatif est robuste et il possède une excellente performance, son comportement en régulation et en poursuite reste très remarquable et le rejet des perturbations est excellent. Ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé.

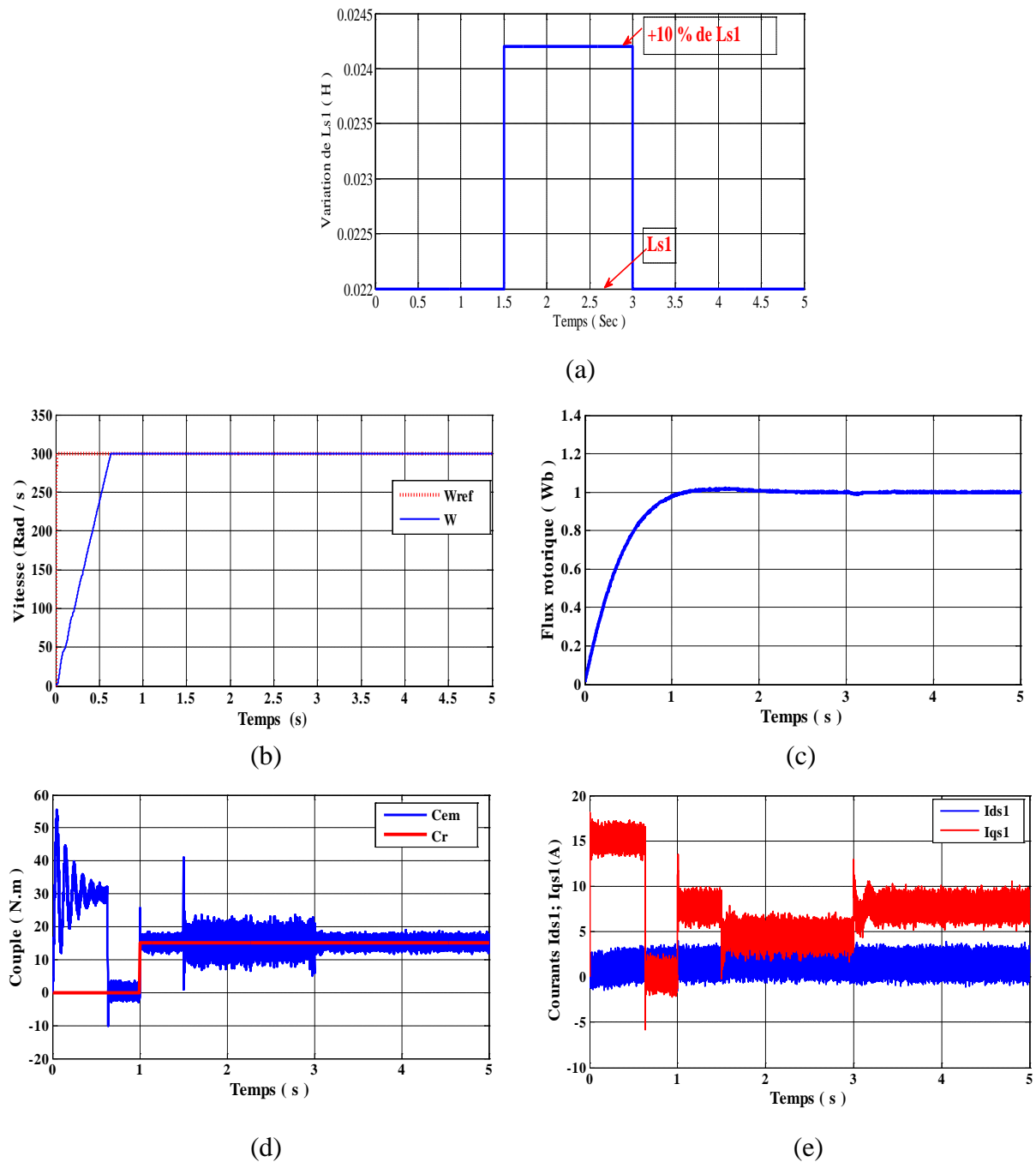


Figure IV.11: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif lors de la variation de l'inductance statorique L_{s1} .

IV.5 Commande par mode glissant flou de la machine asynchrone double étoile

Afin, de limiter le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant, on propose une autre technique basée sur la combinaison de la commande floue et la commande par mode glissant (FSMC). Cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans faire des modélisations approfondies. L'efficacité de ces techniques, plus particulièrement dans l'atténuation du phénomène de chattering, obtenir une régulation

performante robuste et permet de préserver la simplicité de mise en œuvre de la commande par mode glissant.

IV.5.1 Conception de la commande par mode glissant flou

Un régulateur à mode glissant oblige le système à suivre (glisser) une trajectoire prédéfinie dans l'espace d'état, malgré les variations des paramètres ou les perturbations de charge [Cao 97]. L'intégration de la commande floue avec la commande par mode glissant permet d'une part, limiter le phénomène de chattering, et d'autre part, d'exploiter la robustesse de la commande à structure variable.

Dans ce qui suit, les régulateurs de la vitesse, du flux et les quartes courants sont substitués par un régulateur mode glissant-flou, une partie de commande équivalente (U_{eq}) et une autre partie qui est la commande attractive obtenue par un système d'inférence floue (IV.14)

$$U_{FSMC} = U_{eq} - U_f \quad (IV.14)$$

U_{eq} : La commande équivalente ou nominale, déterminée par le modèle du système.

U_f : Correspond à la commande floue (FLC) qui est introduite pour remplacer le terme de correction discontinu dans une commande à structure variable, qui nous l'avons déjà montré dans le chapitre précédent $U_n = -K \tanh(S(x))$ de telles sortes que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long de la surface de glissement, donc satisfait la condition:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

La Figure (IV.12) présente le schéma de principe d'un régulateur hybride FSMC.

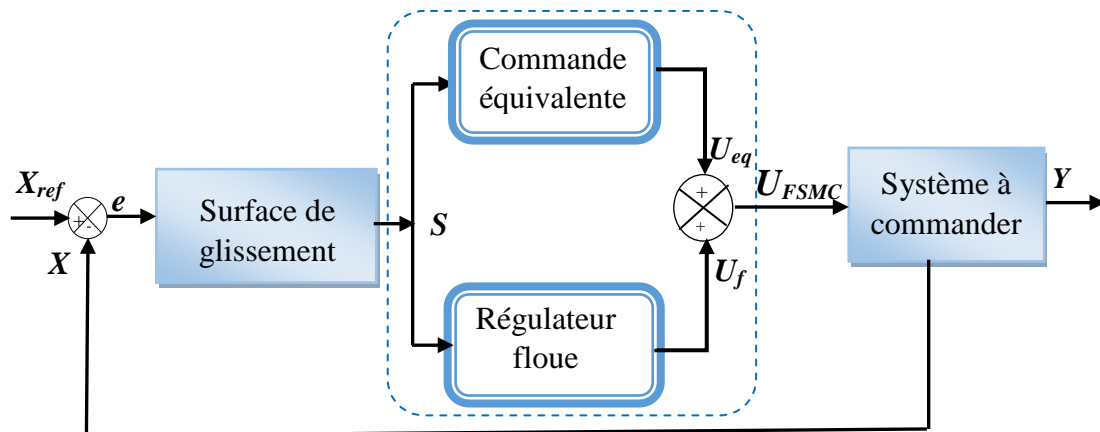


Figure IV.12: Schéma bloc de la commande proposée mode glissant flou (FSMC).

Comme on a dit précédemment qu'un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes : La fuzzification, la base des règles, le moteur d'inférence et la défuzzification.

L'objectif est de remplacer la commande discontinue U_n , donnée par (III.35), par une loi de commande floue U_f . L'idée de base pour la conception de cette commande est qu'il est

possible de faire une extension de la surface de glissement $s=0$, vers une surface floue définie par l'expression linguistique suivante :

$$\tilde{s} \text{ est zéro} \quad (\text{IV.15})$$

Où \tilde{s} est la variable linguistique correspondant à s , et zéro l'un de ses ensembles flous.

La variable d'entrées qui est la surface, est soumise à une opération de fuzzification qui permet de la convertir à des ensembles flous. La surface de glissement est souvent normalisée entre -1 et 1 par un facteur d'échelle.

Afin de fuzzifier l'espace autour de la surface de glissement s , on définit trois sous ensembles flous (figure IV.13), avec l'utilisation des formes gaussienne pour les fonctions d'appartenances d'entré tels que :

- N : Négatif
- Z : Zéro
- P : Positif

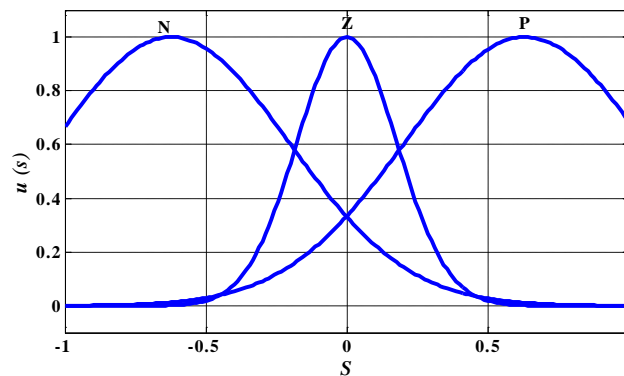


Figure IV.13: fonctions d'appartenances d'entré $\mu(s)$.

On définit des fonctions d'appartenance de forme singletons pour la commande attractive u_f .

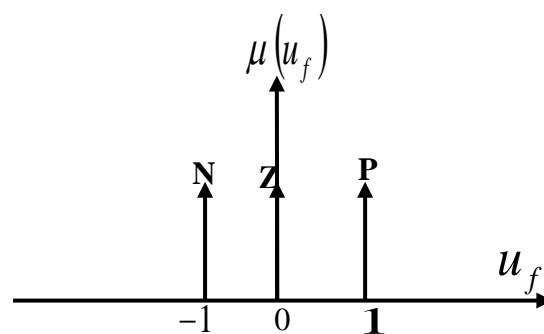


Figure IV.14: Fonctions d'appartenance de la sortie u_f .

Pour ce système d'inférence flou, Nous définissons les règles suivantes :

- Si s est N Alors u_f est N
Si s est Z Alors u_f est Z
Si s est P Alors u_f est P

Pour la phase de défuzzification, cette étape consiste à transformer la valeur linguistique floue par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus, on utilise la méthode du centre de gravité qui produit une meilleure performance en régime permanent, parmi plusieurs méthodes proposées dans la littérature, ce qui nous donne :

$$u_f = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_i(s) \cdot u_f^i}{\sum_{i=1}^3 \mu_i(s)} \tag{IV.16}$$

La surface générée pour la surface de glissement est illustré dans la figure (IV.15).

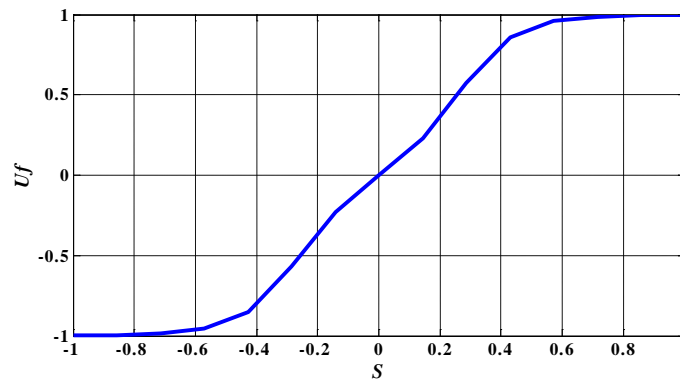


Figure IV.15: Surface générée pour la surface de glissement.

Le schéma de principe pour la commande par mode glissant flou de la machine asynchrone double étoile est donné par la figure (IV.16).

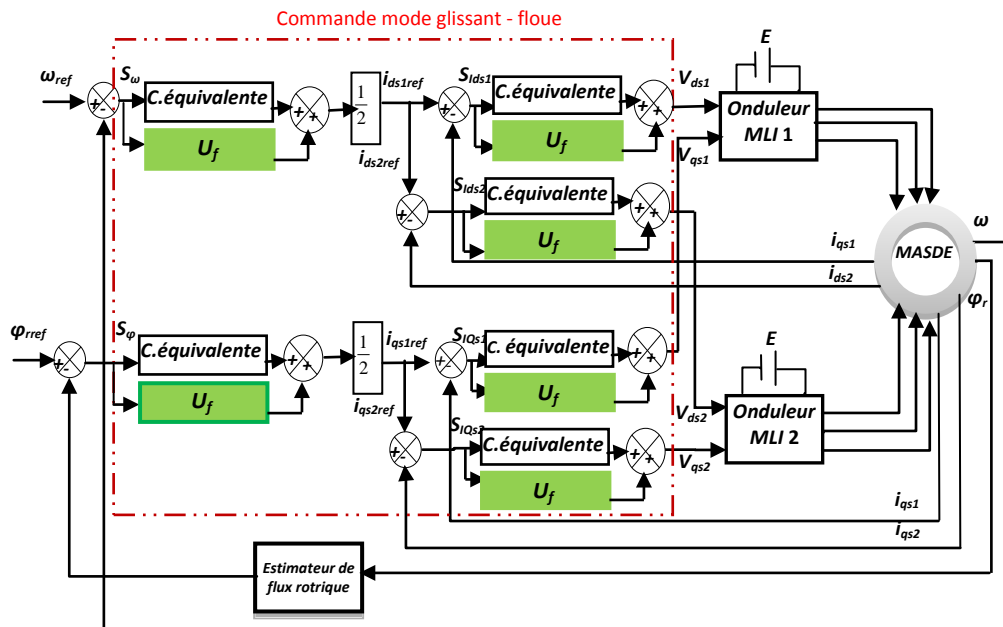


Figure IV.16: Principe de la commande par mode glissant-flou de la MASDE.

IV.5.2 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Nous avons présenté dans cette partie la commande par mode glissant flou, l'objectif de cette commande hybride est d'établir une passerelle entre la commande par mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures et la commande floue, donc combine les avantages des deux techniques de commande.

Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple résistant et la variation de l'inductance statorique L_{s1} . Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans l'**annexe [A]**.

IV.5.2.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

Les performances de commande obtenues illustrées dans la figure IV.17 qui concerne respectivement la vitesse du moteur, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique direct et quadratique lors d'une inversion de la vitesse de rotation de la machine.

A fin 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 de la vitesse, on introduit un premier inversion du sens de rotation de consigne de vitesse à l'instant 1.5 s, de 300 rad/sec à -200 rad/sec puis un deuxième à l'instant $t = 3.2$ sec vers une petite vitesse de 100 rad/sec.

On constate d'après la figure IV.17 (a) que la vitesse répond rapidement, et atteint son régime permanent sans dépassement et il accorde aussi une meilleure poursuite.

Le flux rotorique présente de bonnes performances, converge vers la valeur de référence ($I Wb$) puis se stabilise à sa consigne quelque soit les variations de la vitesse comme illustre la (figure IV.17 (b)).

D'après la figure IV.17 (c), le couple électromagnétique marque un pic lors de démarrage qui atteint 70 N.m, puis se stabilise en régime permanent, à chaque instant d'inversion du sens de rotation.

On remarque suivant la figure IV.17 (d), conformément à la théorie, le courant en quadrature est proportionnelle à la variation du couple électromagnétique, l'inversion du sens de la vitesse, fait appel à un courant statorique similaire au courant de démarrage, puis il oscille autour de zéro, par contre le courant statorique direct reste constant nul.

Ces résultats montrent la robustesse de la commande flou-glissant de la machine asynchrone double étoile face à de larges variations de la vitesse.



Figure IV.17: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride mode glissant flou lors de la variation du sens de la vitesse.

IV.5.2.2 Fonctionnement du moteur en charge

La figure IV.18 montre l'efficacité et les performances de la commande par mode glissant flou, elle présente les résultats de simulation obtenus pour une variation de la charge de 15 N.m appliquée à l'instant $t = 2 \text{ sec}$, en imposant la vitesse de référence de 300 rad/sec .

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.34 \text{ sec}$ sans dépassement (figure IV.18 (a)).

La figure IV.18 (b) illustre que, la composante de flux rotorique marque des pics allant jusqu'à de 0.03 Wb à l'instant $t = 0.3 \text{ sec}$, puis s'annule pratiquement et se stabilise autour de sa valeur de consigne de 1 Wb et restent toujours constants quelque soit les variations appliquées sur la charge. Ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique justifiant la commande vectorielle.

Les figures IV.18 (c) et IV.18 (d) montrent que l'application de la charge à partir de l'instant $t = 2 \text{ sec}$, engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique et du courant statorique I_{qs1} , le couple subit à un dépassement à l'instant de variation de la charge puis rejoint sa valeur finale à $C_{em} = 15 \text{ N.m}$. On remarque aussi un fort appel de courant statorique afin de produire le couple électromagnétique qui se stabilise en valeur moyenne $I_{qs1} = 8.1 \text{ A}$.

Ces résultats montrent la robustesse de la commande hybride par mode glissant flou, la MASDE montre un excellent rejet de la perturbation et avec des erreurs statiques presque nulles, malgré l'application d'un couple résistant.

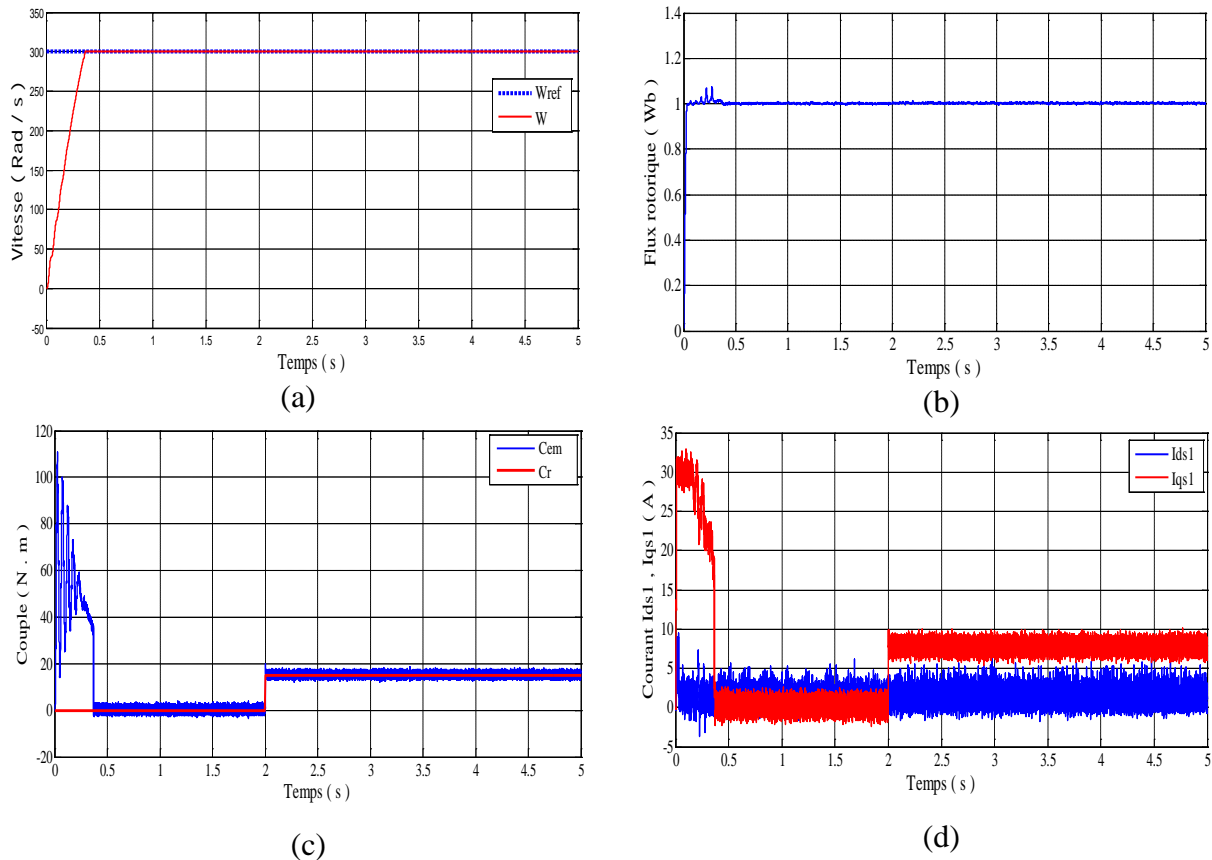


Figure IV.18: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par mode glissant flou en fonctionnement en charge.

IV.5.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

La figure IV.19 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par la commande mode de glissement flou, suivi de l'application d'une augmentation de l'inductance statorique L_{s1} durant une période entre 1.5 s et 3 s, en imposant une vitesse de référence de 300 Rad/s durant 5s.

La machine tourne à la vitesse 300 rad/sec, à l'instant $t=1.5$ sec on inverse le sens de rotation du moteur à -200 rad/sec et enfin à l'instant $t=3.2$ sec, on applique une deuxième inversion de vitesse pour tester le fonctionnement de la machine à faible vitesse de 100 rad/s.

La courbe donnée par la figure III.19 (b) montre que la vitesse suit sa référence malgré l'application d'une augmentation de L_{s1} , avec un temps de réponse de la vitesse très court pour le régime transitoire et un dépassement nul. La variation paramétrique n'affecte plus sur la vitesse de la machine.

D'après la figure III.19 (c), on constate que le flux atteint sa valeur de consigne rapidement avec une petite fluctuation pendant la période d'augmentation de L_{s1} .

La figure IV.19 (d) montre que le couple électromagnétique prend une allure sinusoïdale amortie et atteint la valeur maximale de 112 N.m au démarrage, puis il rejoint le régime

permanent et prend la valeur zéro à $t = 0.36 \text{ sec}$, par la suite le couple compense l'application de charge et atteint la valeur de cette dernière 15 N.m . Lors de l'application de l'augmentation de L_{s1} , le couple électromagnétique marquent un pic faible, puis se stabilise en régime permanent avec des petites fluctuations.

Le courant en quadrature, initialement atteint 30 A , après il évolue identiquement au couple électromagnétique et montre aussi un abaissement pendant la période d'augmentation de l'inductance statorique L_{s1} comme montre la figure IV.19 (e).

Les essais effectués montrent que l'augmentation de l'inductance statorique de la machine n'affecte pas sur les performances de la commande proposée. Par conséquent les performances en vitesse sont très proches de celle obtenues dans le cas nominal.

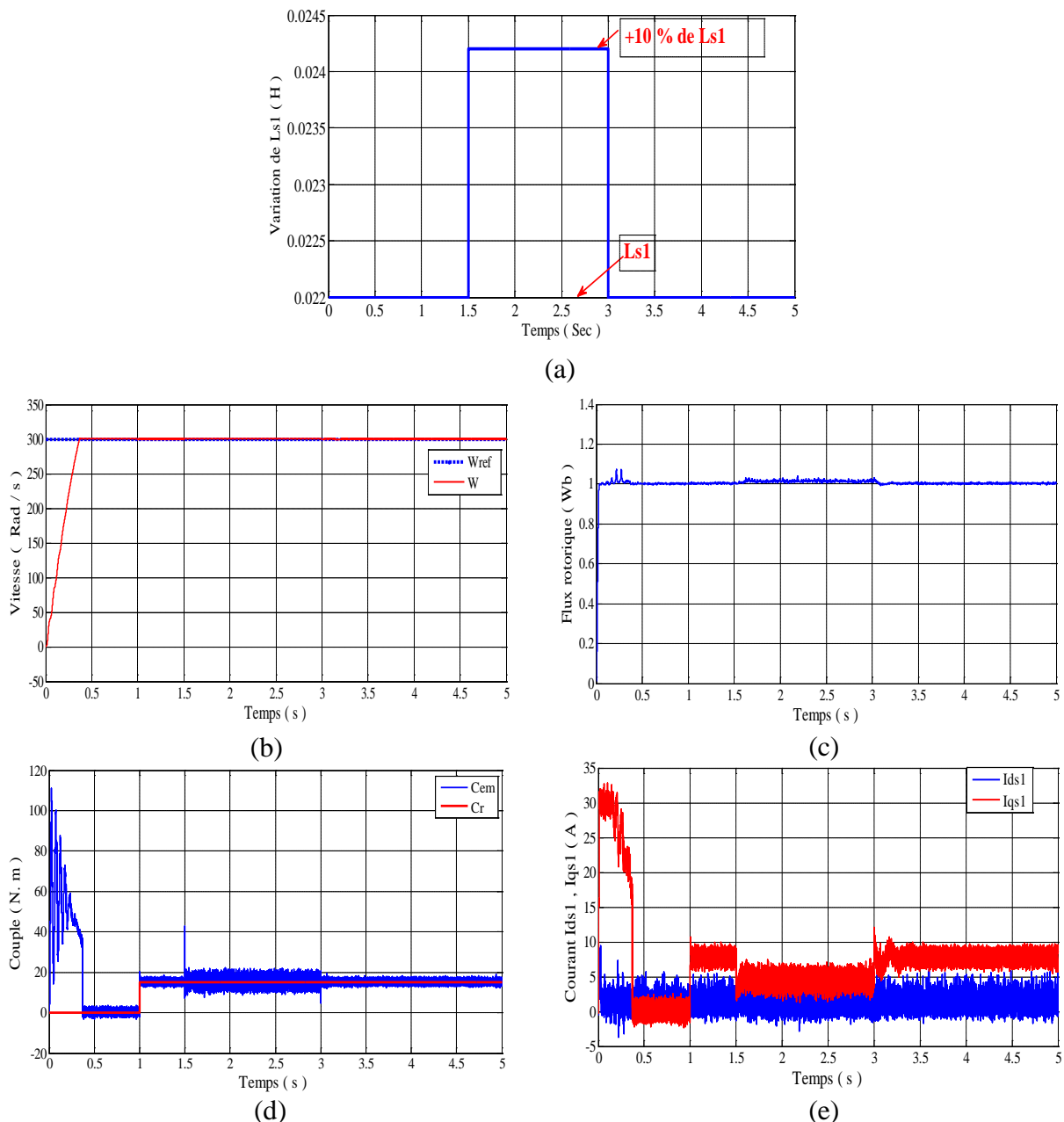


Figure IV.19: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride par mode glissant flou lors de la variation de l'inductance statorique L_{s1} .

IV.5 Commande par mode glissant backstepping de la machine asynchrone double étoile

Une conception de contrôle basée sur le backstepping est également utilisée pour gérer les systèmes non linéaires, et nous offre une méthode systématique pour synthétiser les surfaces de glissement, d'autre part l'incorporation de la commande par mode glissant s'avère intéressant dans la simplification des étapes nécessaires pour la synthèse d'une commande stabilisante par backstepping. Nous allons élaborer une nouvelle technique de commande, c'est l'association des commandes mode glissant et backstepping (BSMC).

L'idée de base de la conception d'une commande BSMC est qu'il est possible de linéariser efficacement un système non linéaire tel que le modèle dynamique de MASDE en présence d'incertitudes, à base de la création d'une fonction adéquate de Lyapunov qui garantit la stabilité et la robustesse du système, En effet, cette combinaison offre au concepteur d'un contrôleur une méthode intéressante pour choisir une surface de glissement en tenant compte de la dynamique du système à commander.

La conception de commande proposée utilise le backstepping pour concevoir des contrôleurs virtuels avec une surface de glissement d'ordre zéro à chaque étape récursive. Le principal avantage de cette association en plus de la stabilité globale, est la robustesse du système [Bou 07] [Bou 07'].

La commande proposée BSMC a pour objectif de synthétiser l'expression de la commande multi variables permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur les références désirées. Le schéma fonctionnel de la commande de mode glissant basé sur une approche de backstepping est présenté par la figure IV.20.

La loi de commande de cette hybridation doit assurer une stabilité exponentielle afin de garantir la stabilité globale de notre asservissement [Zeg 14] [Bou 07'].

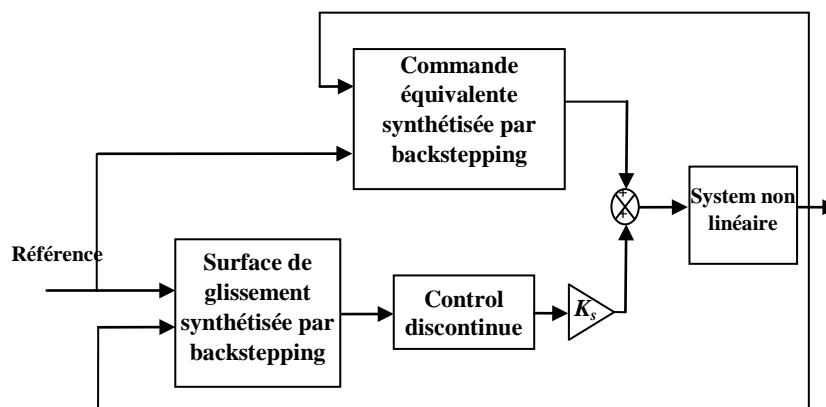


Figure IV.20 : Structure de l'association des commandes mode glissant et backstepping.

IV.5.1 Conception de la commande mode glissant backstepping

L'association du commandes mode glissant et backstepping pour un moteur asynchrone double étoile peut être réalisé en deux étapes successives.

Etape 1 : Boucle de vitesse et de flux

Nous nous définissons la première fonction de Lyapunov intermédiaire réduite V_1 comme suit:

$$V_1 = \frac{1}{2}(S_\omega^2 + S_\phi^2) \quad (IV.17)$$

V_1 est défini positif, sa dérivée est:

$$\dot{V}_1 = S_\omega \dot{S}_\omega + S_\phi \dot{S}_\phi \quad (IV.18)$$

On peut réécrire le dérivé de V_1 comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = S_\omega & \left\{ \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r \right\} + \\ & S_\phi \left\{ \dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right\} \end{aligned} \quad (IV.19)$$

La stratification de la condition de glissement nécessaire ($s_i \cdot \dot{s}_i < 0$) est donnée par:

$$\dot{s}_i = -K_{si} \tanh(s_i) \quad (IV.20)$$

Selon la condition de glissement requise obtenue en équation (IV.20), nous proposons:

$$\dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r = -K_{s\omega} \tanh(S_\omega) \quad (IV.21)$$

$$\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) = -K_{s\phi} \tanh(S_\phi) \quad (IV.22)$$

On posant:

$$\begin{cases} I_{ds1} + I_{ds2} = I_{ds1ref} + I_{ds2ref} = I_{dsref} \\ I_{qs1} + I_{qs2} = I_{qs1ref} + I_{qs2ref} = I_{qsref} \end{cases} \quad (IV.23)$$

Donc, l'équation (IV.22) devient:

$$\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + K_{s\phi} \tanh(S_\phi) = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{dsref} \quad (IV.24)$$

Enfin, le courant de référence i_{ds} est déterminé par l'expression suivante:

$$I_{dsref} = \left(\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + K_{s\phi} \tanh(S_\phi) \right) \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \quad (IV.25)$$

Similaire que pour i_{dsref} l'équation (IV.21) devient:

$$\dot{\omega}_{rref} + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r + K_{s\omega} \tanh(S_\omega) = \frac{p^2}{j} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} I_{qsref} \quad (IV.26)$$

Le courant de référence i_{qsref} est déterminé par l'expression suivante:

$$I_{qsref} = (\dot{\omega}_{rref} + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r + K_{s\omega} \tanh(S_\omega)) \frac{j L_m + L_r}{p^2 L_m \phi_{rref}} \quad (IV.27)$$

Étape 2 : Boucle des courants

Nous allons définir la deuxième fonction de Lyapunov augmentée comme suit:

$$V_2 = \frac{1}{2} (S_\omega^2 + S_\phi^2 + S_{ds1}^2 + S_{ds2}^2 + S_{qs1}^2 + S_{qs2}^2) \quad (IV.28)$$

La dérivée de la fonction définie positive V_2 est:

$$\dot{V}_2 = S_\omega \dot{S}_\omega + S_\phi \dot{S}_\phi + S_{ds1} \dot{S}_{ds1} + S_{ds2} \dot{S}_{ds2} + S_{qs1} \dot{S}_{qs1} + S_{qs2} \dot{S}_{qs2} \quad (IV.29)$$

En appliquant le théorème de stabilité de Lyapunov comme dans la première étape, où la dérivée de V_2 doit être toujours négative ($\dot{V}_2 < 0$), dans ce cas, on prend:

$$\begin{cases} \dot{S}_{ds1} = \dot{i}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref})\} \\ \dot{S}_{ds2} = \dot{i}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_s (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref})\} \\ \dot{S}_{qs1} = \dot{i}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_s (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref})\} \\ \dot{S}_{qs2} = \dot{i}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_s (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref})\} \end{cases} \quad (IV.30)$$

Enfin, en mettant l'équivalence entre les systèmes d'équation (IV.30) et le système d'équation (IV.23), nous trouvons le contrôle réel représenté par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ds1} = L_{s1} (K_{sds1} \tanh(S_{ds1}) + \dot{i}_{ds1ref}) - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2} = L_{s2} (K_{sds2} \tanh(S_{ds2}) + \dot{i}_{ds2ref}) - R_{s2} I_{ds2} + \omega_s (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1} = L_{s1} (K_{sqs1} \tanh(S_{qs1}) + \dot{i}_{qs1ref}) - R_{s1} I_{qs1} - \omega_s (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{qs2} = L_{s2} (K_{sqs2} \tanh(S_{qs2}) + \dot{i}_{qs2ref}) - R_{s2} I_{qs2} - \omega_s (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (IV.31)$$

On peut écrire l'équation (IV.31) comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & S_\omega (-K_{s\omega} \tanh(S_\omega)) + S_\phi (-K_{s\phi} \tanh(S_\phi)) + \\ & S_{lds1} (-K_{slds1} \tanh(S_{lds1})) + S_{lds2} (-K_{slds2} \tanh(S_{lds2})) + \\ & S_{lqs1} (-K_{slqs1} \tanh(S_{lqs1})) + S_{lqs2} (-K_{slqs2} \tanh(S_{lqs2})) \end{aligned} \quad (IV.32)$$

En ce qui concerne le contrôle en mode glissant basé sur l'approche backstepping, il faut trouver une loi de contrôle comme suit:

$$u = u_{eq} + u_s \quad (IV.33)$$

La condition pour rester sur la surface de glissement est $\dot{s}_i = 0$, par conséquent, la commande équivalente est:

$$\begin{cases}
 u_{eq\omega} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} (\dot{\omega}_{rref} + C_r \frac{p}{j} + \frac{K_f}{j} \omega_r) \\
 u_{eq\phi} = \frac{j}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_{rref}} (\dot{\phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r) \\
 u_{eqds1} = L_{s1} \dot{i}_{ds1ref} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\
 u_{eqds2} = L_{s2} \dot{i}_{ds2ref} - R_{s2} I_{ds2} + \omega_s (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\
 u_{eqqs1} = L_{s1} \dot{i}_{qs1ref} - R_{s1} I_{qs1} - \omega_s (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) \\
 u_{eqqs2} = L_{s2} \dot{i}_{qs2ref} - R_{s2} I_{qs2} - \omega_s (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref})
 \end{cases} \quad (IV.34)$$

La loi de contrôle de la commande attractive u_{si} est conçue comme suit:

$$\begin{cases}
 u_{s\omega} = \frac{j}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_{rref}} (K_{s\omega} \tanh(S_\omega)) \\
 u_{s\phi} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} (K_{s\phi} \tanh(S_\phi)) \\
 u_{slds1} = L_{s1} K_{slds1} \tanh(S_{lds1}) \\
 u_{slds2} = L_{s2} K_{slds2} \tanh(S_{lds2}) \\
 u_{slqs1} = L_{s1} K_{slqs1} \tanh(S_{lqs1}) \\
 u_{slqs2} = L_{s2} K_{slqs2} \tanh(S_{lqs2})
 \end{cases} \quad (IV.35)$$

Avec: K_{sj} constante positive.

Le schéma synoptique du contrôleur proposé est présenté par la figure IV.21.

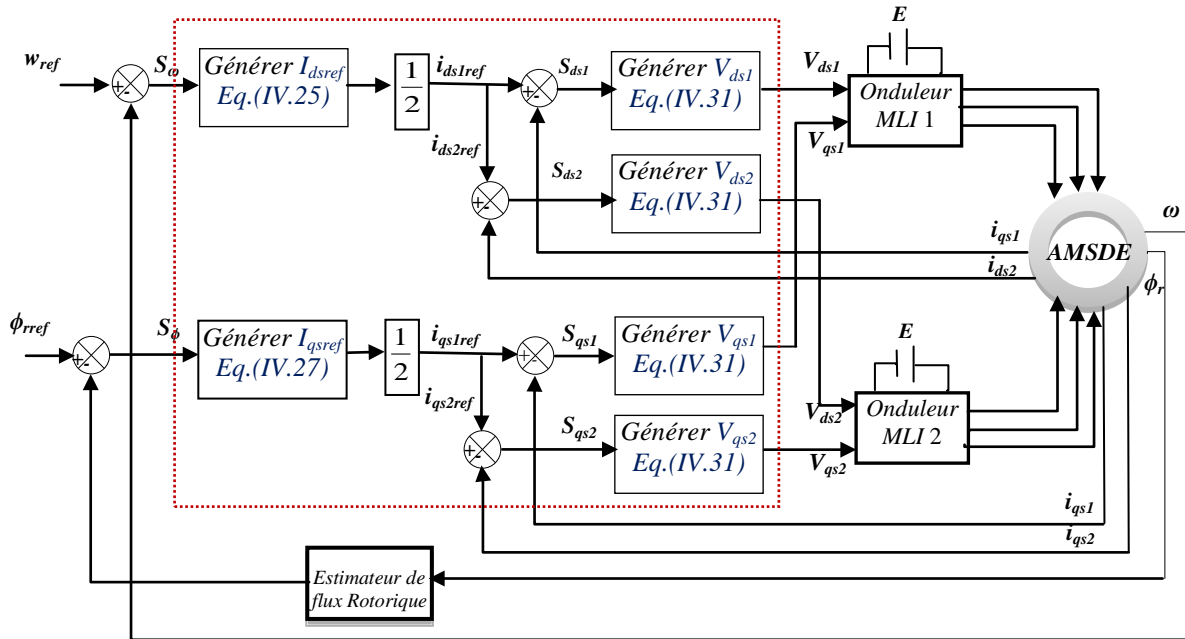


Figure IV.21 : Principe de la commande par backstepping de la MASDE.

IV.6.2 Présentation et interprétation résultats de simulation

Dans ce qui suit, nous allons présenter une nouvelle structure de commande basée sur l'application de la commande hybride glissante backstepping sur le modèle dynamique de la MASDE. Cette combinaison a deux avantages, d'une part le backstepping nous offre une méthode systématique pour synthétiser les surfaces de glissement, et d'autre part, le design du mode glissant s'avère intéressant pour simplifier les étapes nécessaires pour la synthèse d'une commande backstepping stabilisante.

Afin de tester la commande hybride glissante backstepping de la MASDE, les résultats de simulation de cette commande sont illustrés par la figure IV.22, la figure IV.23 et la figure IV.24. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, du couple de charge et la variation de l'inductance statorique L_{s1} .

Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans **l'annexe [A]**.

IV.6.2.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

La figure IV.22 représente la vitesse, le flux rotorique, le couple et les composantes du courants statorique obtenus lors de l'application de la commande pour vérifier les performances de la boucle de vitesse.

Les performances de cette commande sont jugées satisfaisantes en termes de poursuite de consigne. Par exemple, le temps de réponse qui caractérise le régime transitoire, est acceptable et faible (environ de 0.5 sec), un dépassement négligeable, ainsi que l'absence des pics remarquables lors de l'inversion du sens de la vitesse, le rejet de perturbation est effectué immédiatement et convenablement (figure IV.21 (a)).

D'après la figure IV.21 (b), le flux rotorique marque un pic de $\varphi=1.1 \text{ Wb}$ au démarrage, puis suit parfaitement sa valeur de référence.

De plus, le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie jusqu'à l'instant $t = 0.45 \text{ sec}$ où il oscille autour de zéro. L'inversion du sens de la vitesse en première fois à partir de $t=1.5 \text{ sec}$ vers des valeurs négatives conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ -29 N.m correspondant de la vitesse négative de -200 rad/sec . Par la suite, chaque fois où la machine change le sens sa vitesse, le couple s'adapte avec ce changement, avec la présence des pics de transition pour chaque instant de variation de la vitesse qui sont rejetés immédiatement par la commande et se stabilise en régime permanent.

On remarque suivant la figure IV.22 (d), conformément à la théorie, le courant en quadrature est proportionnel à la variation du couple électromagnétique, par contre le courant statorique direct reste constant. L'inversion de vitesse, fait appel à un courant statorique similaire au courant de démarrage de valeur crête 30 A , puis il oscille autour de zéro. Cette oscillation est due aux harmoniques générés par les onduleurs.

Les différentes figures montrent que les performances obtenues par cette commande sont acceptables.

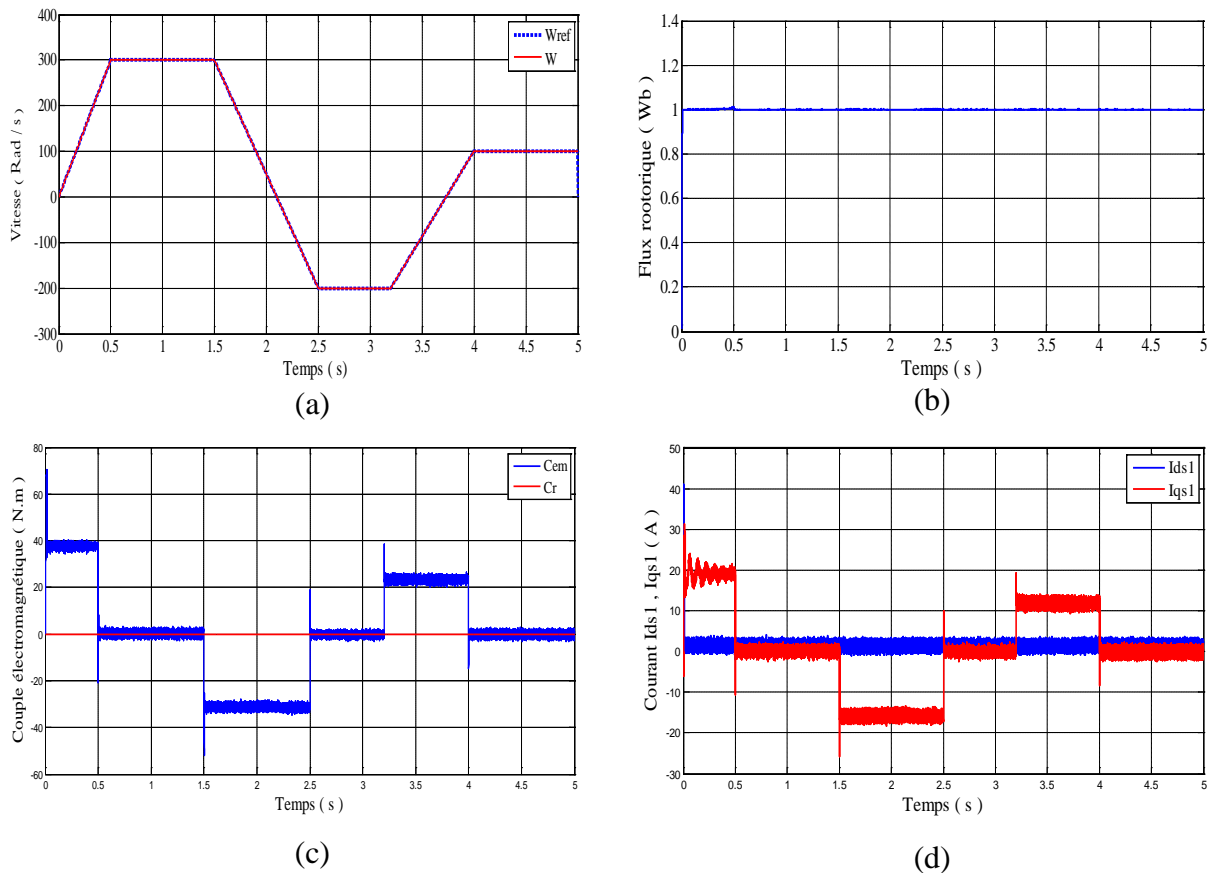


Figure IV.22: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride par mode glissant - backstepping lors de la variation du sens de la vitesse.

IV.6.2.2 Fonctionnement du moteur en charge

La robustesse de la loi de commande hybride glissante-backstepping a été examinée par le test d'augmentation de la charge. La figure IV.23 représente les allures de la vitesse, flux rotorique, couple et les composantes du courants statorique durant une période de 5sec, obtenus lors de l'application de la commande avec une variation de la charge à l'instant $t=2sec$.

La figure IV.23 montre que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence rapidement dans un temps très faible environ de 0.35 sec et sans dépassement, cela veut dire que le système présente une bonne poursuite.

La courbe de la figure IV.23 (b) montre bien que le flux rotorique converge vers sa valeur de référence (1 Wb) et reste toujours constant quelque soit les variations appliquées sur le couple de charge.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie, à l'instant de démarrage prend la valeur de 72 N.m jusqu'à l'instant $t = 0.35$ sec où il oscille autour de zéro. La présence du couple résistant à partir de $t = 2sec$ conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ 15N.m correspondant au couple de charge (figure IV.23 (c)). Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre (augmentation de la charge), puis regagne sa valeur sans erreur.

Le courant de phase statorique quadrature suit parfaitement la variation de la charge, avec l'existence des pics lors du régime transitoire au moment d'application l'augmentation de la charge.

Les résultats de test de robustesse sont ceux de la figure (IV.23) montrent que cette commande présente une robustesse remarquable vis-à-vis les variations du couple résistant.

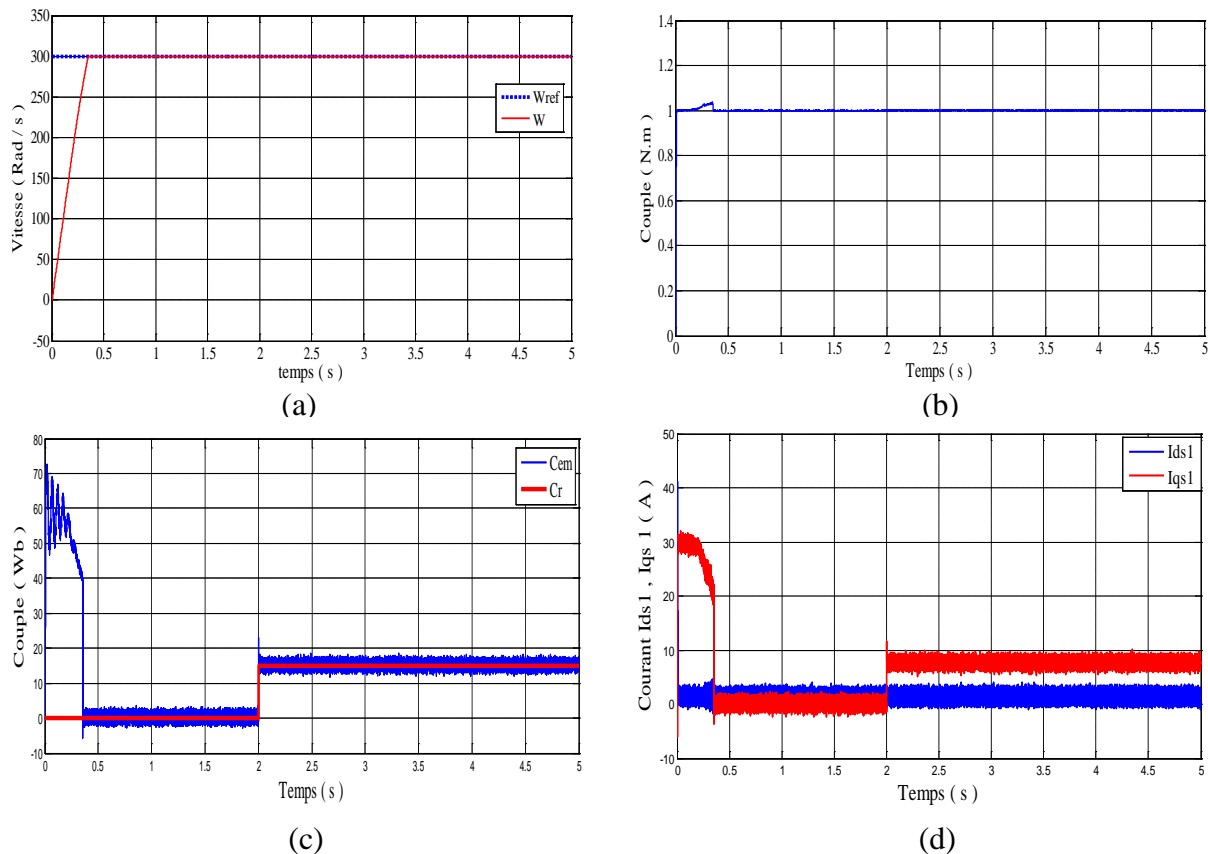


Figure IV.23: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride par mode glissant - backstepping en fonctionnement en charge.

IV.6.2.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

Les résultats de la commande glissante-backstepping appliquée au MASDE sont illustrés par la figure IV.24. Afin de confirmer la validité et l'efficacité de la mise en œuvre de la commande hybride proposée, on testera les performances de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis de la variation de l'inductance statorique L_{s1} de $+10\%$ de sa valeur nominale. La variation de L_{s1} sera appliquée entre les instants $t=1.5 \text{ sec}$ et $t = 3 \text{ sec}$.

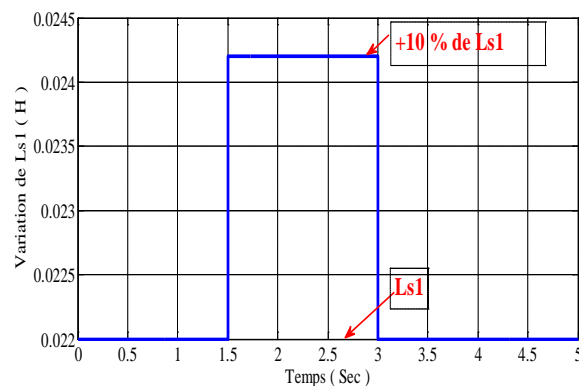
Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure IV.24, où sont présentés, la période de la variation de L_{s1} , la vitesse, le flux, le couple électromagnétique et les courants statorique I_{ds1} et I_{qs1} .

En se référant à la figure IV.24 (b), on peut remarquer que, après la mise en œuvre du contrôleur hybride mode glissant-backstepping proposé, le temps de réponse de la vitesse est très rapide (inférieur de 0.35 sec), il suit sa référence sans dépassement et sans aucune existence des pics ou des perturbations. Ainsi, dans le cas noté, le contrôle donne une réponse de bonne qualité.

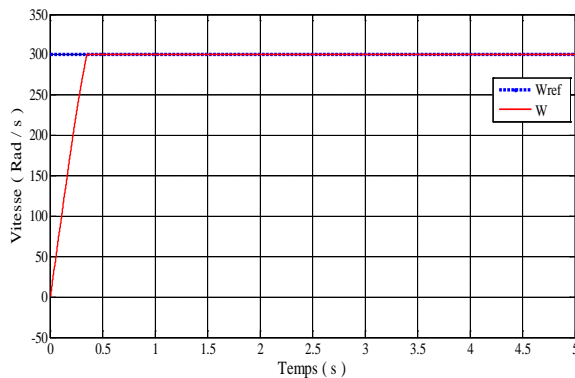
Le flux converge parfaitement à leur valeur de référence et restent toujours constants a la valeur de 1 Wb . Il n'est affecté pas par l'augmentation de l'inductance statorique L_{s1} , sauf qu'il présente au démarrage un pic pendant une fraction de seconde oscille au alentour de sa consigne, comme montre la figure IV.24 (c).

Au démarrage les courbes du couple et les courants statorique d'appel présentent des oscillations atteintes respectivement plus de 72 N.m et 30 A (Figures IV.24 (d) et IV.24 (e)), lors de l'augmentation de l'inductance statorique pendant le régime transitoire, la commande subit un pic de transition à l'instant de la variation de L_{s1} rejet immédiatement, puis compense ces augmentations.

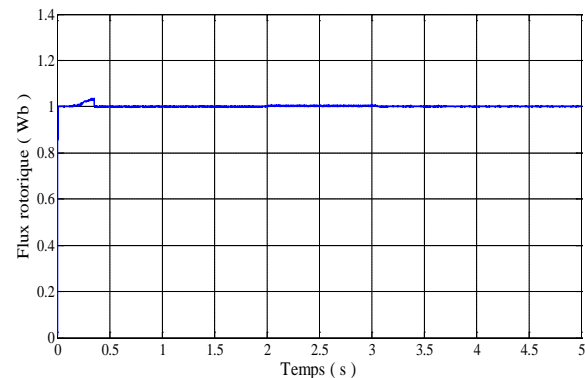
Le contrôle hybride par mode glissant-backstepping proposé présente une robustesse remarquable et montre un excellent rejet de la perturbation vis-à-vis les variations paramétriques de L_{s1} .



(a)



(b)



(c)

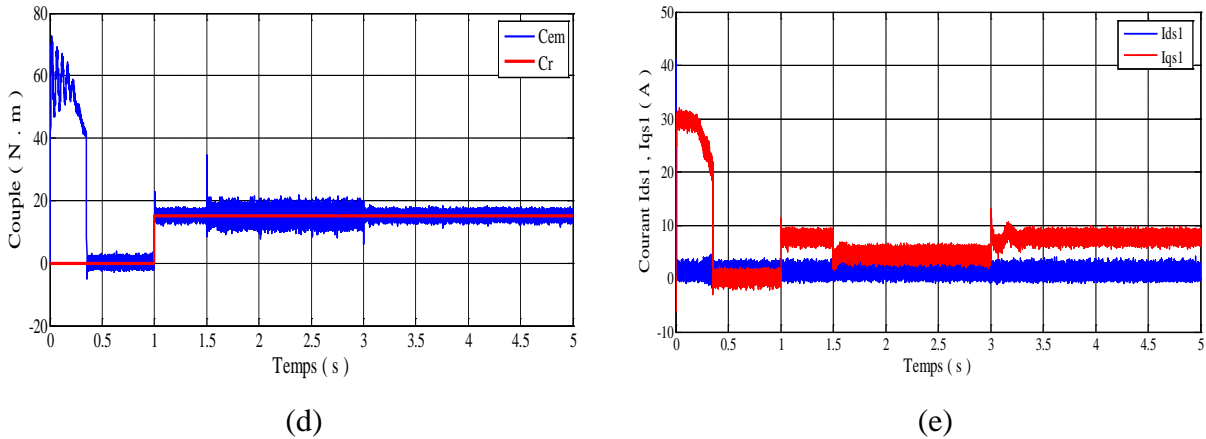


Figure IV.24: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande hybride par mode glissant - backstepping lors de la variation de l'inductance statorique L_{s1} .

IV.7 Étude comparative

Cette étude permettra de conclure sur les performances des différentes lois de commande développées pour la commande de la MASDE. Elle est basée sur les deux critères suivants :

- L'énergie de la commande,
- La somme des carrés des erreurs.

Les mêmes conditions de simulation, tels que le pas de simulation, la plage temporelle, les gains de la commande,...etc., ont été utilisées. Les résultats de cette comparaison sont regroupés dans les tableaux IV.3.

Tableau IV.3 : Étude comparative entre les commandes développées à la MASDE

Critère	Commandes développées pour la MASDE					
	Commande par mode glissant	Commande par backstepping	Commande par mode glissant flou	Commande par mode glissant-backstepping	Commande vectorielle	Commande FT2GAPI
$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (u^T u)$	1.51×10^5	1.1×10^5	4.2×10^4	2.1×10^5	1.03×10^5	1.01×10^5
$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (e^T e)$	1.02×10^4	8.05×10^3	3.5×10^3	6.3×10^3	4.23×10^4	9.89×10^3

D'après le Tableau IV.3 nous constatons, que les valeurs les plus faibles des deux critères J_1 et J_2 sont obtenues dans le cas de la commande par mode glissant flou.

A partir des résultats présentés dans le tableau IV.3, nous pouvons conclure que la commande par mode glissant combinée avec la commande floue est en générale, la plus performante du point de vue minimisation des deux critères. Néanmoins, les performances de cette commande hybride dépendent des paramètres du système flou utilisé.

La commande par mode glissant, sollicite une énergie importante, ceci se voit par l'ordre des valeurs du critère J_I dans le tableau IV.3. De plus, comme nous l'avons dit au préalable, cette commande présente des oscillations très rapides, ce qui donne naissance au chattering, (phénomène indésirable). Toutefois, cette commande manifeste une robustesse vis-à-vis des perturbations exogènes et des erreurs de modélisation.

La commande hybride par mode glissant-backstepping nous offre une méthode systématique pour la synthèse des surfaces de glissement. Néanmoins, cette approche nécessite un développement mathématique avancé.

IV.8 Conclusion

Dans le but de rechercher l'amélioration du performance de la MASDE par les techniques de commandes mentionnées dans le chapitre précédent, nous avons réalisé plusieurs séries de simulation numérique par diverses techniques hybrides à base de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté à savoir, la commande PI-floue type 2 à gain adaptatif, la commande glissant-flou et la commande mode glissant-backstepping, dont l'objectifs d'étudié les performances de la MASDE par rapport à l'inversion du sens de la vitesse, la variation de la charge et par rapport à la variation de l'inductance statorique du premier étoile.

L'analyse des différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système du point de vue rapidité, robustesse et stabilité du système d'entraînement global. Les techniques hybrides proposées sont efficaces et robustes vis-à-vis des variations paramétriques de la machine et des perturbations externes.

Les différences qui peuvent existées au niveau des performances ont été analysées et présentées par la comparaison des différentes stratégies de commande envisagées dans ce travail. Nous pouvons conclure que la commande par mode glissant combinée avec la commande floue est en générale, la plus performante du point de vue minimisation des deux critères (l'énergie de la commande et la somme des carrés des erreurs).

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

La machine asynchrone double étoile tient une place très importante dans le monde industriel d'aujourd'hui grâce à sa robustesse et à sa simplicité de construction. Elle intéresse aussi bien le monde de la recherche que celui de l'industrie car, bien que plus coûteuse que la structure triphasée, elle présente plus de fiabilité et offre plus d'options pour la réalisation des différentes commandes en moteur ou bien en génératrice.

Le travail présenté dans cette thèse, fait l'étude, la modélisation et le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone double étoile, en fonctionnement moteur par l'application de quelques stratégies de commandes vectorielles au système dynamique de la MASDE. Tout en respectant les critères de performances telles que, la robustesse, la rapidité, la précision, le dépassement, la poursuite, la facilité de mise en œuvre de la méthode.

Nous avons tout d'abord entamé ce travail par un rappel sur les machines multiphasées, ses types, ses avantages et inconvénients. Puis, on a présenté dans le deuxième chapitre une modélisation mathématique globale de la machine asynchrone double étoile en se basant sur le repère biphasé de Park afin de réduire leur système dynamique, avec la propositions d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices pour faciliter le calcul.

En premier temps, on a développé des lois de commandes non linéaires à base de la commande vectorielle pour assurer un contrôle précis et continu. Pour cela, des méthodes de commande par mode de glissement et backstepping ont été abordées dans le troisième chapitre. La théorie relative à chaque approche est d'abord présentée puis une large simulation numérique est menée sur une interface graphique sous Matlab, celle-ci offre à l'utilisateur la possibilité de simuler les lois de commandes synthétisées, afin de juger des performances de régulation de ces commandes dans les deux régimes de fonctionnement (transitoire et permanent).

Les résultats obtenus des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées montrent que :

- La commande par mode glissant montre de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne de vitesse, et un temps de réponse court notamment la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de chattering qui engendre des bruits.
- L'approche de la commande par backstepping s'avère difficile à manipuler. En effet, la synthèse d'une loi de commande via le backstepping nécessite un développement mathématique un peu compliqué, Les simulations effectuées montrent l'efficacité de cette approche de commande. En effet, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles. De plus, une robustesse vis-à-vis des variations paramétriques a été mentionnée.

En deuxième temps et dans le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux des deux commandes précédentes, nous avons développés trois autres techniques de commandes hybrides qui ont été présentées dans le quatrième chapitre.

En premier lieu nous avons présenté une nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue type 2 dont le rôle est d'estimer les gains du PI-floue en temps réel, autre technique que nous avons étudié, pour améliorer les performances de la commande par mode de glissement, est celle qui consiste à associer cette dernière et la commande floue, un régulateur flou-glissant a été introduit. Dans le but de développer une méthode permettant la synthèse systématique des surfaces de glissement, nous avons aussi associé une troisième commande hybride, c'est la technique de commande par mode de glissement-backstepping dont le souci est de trouver une méthode systématique pour la synthèse des surfaces de glissement, nous avons calculé à partir de deux étapes un algorithme de commande glissant-backstepping, en partant des propriétés de la théorie de stabilité de Lyapunov.

Les résultats de simulation obtenus dans le quatrième chapitre nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- La procédure du choix des gains du régulateur PI avec une adaptation à l'aide de la logique floue type 2 où les résultats montrent une amélioration du comportement de la machine et donnent de bonnes performances : temps de réponse et le temps d'inversion rapides, pas de dépassement et la robustesse de cette commande hybride vis-à-vis de variations paramétriques. Il en résulte ainsi que la supervision suit la dynamique du système.
- L'association de la commande floue à la commande par mode de glissement permet d'atténuer l'effet de chattering, dont l'objectif est d'établir une passerelle entre la commande par mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures et la commande floue dont les performances incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs.
- L'introduction de la commande récursive, connue sous le nom backstepping, nous offre une méthode systématique pour la synthèse des surfaces de glissement, on a obtenu les avantages du mode glissant et du backstepping avec une mise en oeuvre facile des algorithmes de commande. Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ont montré la qualité de ce type de contrôle.

Les résultats de simulation obtenus avec ces différentes commandes sont comparés entre eux afin de juger les performances de chaque technique, l'étude montre que la régulation par le contrôleur flou-glissant donne de meilleures performances.

Cette thèse ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- Mise en oeuvre expérimentale des différents algorithmes de commandes proposées.
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels.
- L'utilisation des nouvelles techniques plus développées et moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande

par mode glissant d'ordre supérieur et la commande hybride floue glissante-backstepping...

- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie.

BIBLIOGRAPHIE

Références bibliographiques

- [Abd 11] R. Abdessemed, «Modélisation et simulation des machines électriques», Ellipses Marketing, 233 page, 2011.
- [Ami 08] H. Amimeur, « Contribution a la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [Ami 12] H. Amimeur, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile », Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [Ami 12'] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemedn, and K. Ghedamsi, «Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems», International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol.42, No.1, pp.60-70, 2012.
- [And 09] R.N. Andriamalala ; «Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone. Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, France 2009.
- [Bab 98] R. Babuska, «Fuzzy Modelling for Control», Kluwer Academic Publishers Norwell, Boston, USA, 1998.
- [Bel 70] R.E. Bellman and L.A. Zadeh, «Decision making in a fuzzy environment », Manage. Science, Vol. 17, No.04, pp.141-164, 1970.
- [Ben 10] L. Benalia «Commande en tension des moteurs a induction double alimentes», Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [Ben 12] L. Benalia, «Control of a double feed and double star induction machine using direct torque control, in torque Control», M. T. Lamchich (Ed), chapter 5, In Tech, pp.113-126, Croatia, 2011.
- [Ami11] T. Hamel, R. Mahony, R. Lozano and J.P. Ostrowski, «Dynamic modeling and configuration stabilization for an X4-flyer», Proceedings of the Triennial World Congress on Automatic Control, Barcelona, Spain, pp. 846-851, Jul 2002.
- [Ben 18] L. Bentouhami, R. Abdessemed, A. Kessal, E. Merabet, «Control neuro-fuzzy of a dual star induction machine (DSIM) supplied by five-level inverter», Journal of Power Technologies Vol.98, No.1, pp. 70–79 2018.
- [Bog 94] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, and C. Zimaglia, «Induction motors field oriented control based on averaged parameters», In Proceedings of the IEEE Conference on Record of Industry Applications Society Annual Meeting, USA, pp.81-87, 1994.
- [Bou 07] A. Boubakir, «Méthodes de commande par mode de glissement appliquées au bras manipulateur et au système hydraulique CE105 à réservoirs couplés», Mémoire de Magister, École Militaire Polytechnique, Algérie, 2007.
- [Bou 07'] H. Bouadi, M. Bouchoucha, and M. Tadjine, «Sliding mode control based on backstepping approach for a UAV type-quadrotor», World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 26, pp.22-27, 2007.
- [Buh 94] H. Bühler , «Réglage par Logique Floue», Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Suisse, 204 pages, 1994.

Bibliographie

- [Cao 97] M. Ta Cao, «Commande numérique de machines asynchrones par logique floue», Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 1997.
- [Cha 06] K. Chafaa, «Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues», Thèse de doctorat, Université de Batna, 2006.
- [Cas 12] O. Castillo, and P. Melin, «A review on the design and optimization of interval type-2 fuzzy controllers», *Applied Soft Computing*, Vol.12, No.4, pp.1267-1278, 2012.
- [Cas 12'] O. Castillo, M. Marroquín, P. Melin, F. Valdez, and J. Soria, «Comparative study of bio-inspired algorithms applied to the optimization of type-1 and type-2 fuzzy controllers for an autonomous mobile robot», *Information Sciences*, Vol. 192, pp.19-38, 2012.
- [Che 03] M. R. Chekkouri, Jordi Català Lopez, Emiliano Aldabas Rubira, Luis Romeral Martinez, «Fuzzy adaptive control of an induction motor drive », *Automatika* Vol.44,pp. 113-122,2003.
- [Che 14] S.Chekkal , N. Aouzellag Lahaçani, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, «Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator », *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 59, pp.166–175,2014.
- [Dro94] P. Drozdowski, « Equivalent circuit and performance characteristics of 9-phase cage induction motor», *ICEM*, Paris, France, Vol.1, pp.118-123, Sept 1994.
- [Eml 67] S.V. Emelianov, «Variable structure control systems», Oldenburg Verlag, Moscow, Russia, 1967.
- [Ezz 10] N. Ezziani, «Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2010.
- [Ghe 83] El. Ghezawi, O.M.E. Zinober, A.S.I, and S.A. Billings, «Analysis and design of variable structure systems using a geometric approach», *International Journal of Control*, Vol.38, No.3, pp. 657-671,1983.
- [Had 00] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, «Study and simulation of space vector PWM control of double-Star Induction Motors», In *Proceeding of the VII IEEE International Power Electronics Congress*, Acapulco, Mexico, pp. 42-47, 2000.
- [Had 01] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure“, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy- I, France, décembre 2001.
- [Had 06] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, «Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation», *IEEE Trans on Indus Appl*, Vol. 42, No. 4, pp. 1112-1122, 2006.
- [Haz 06] T A. Hazzab, A. Laoufi, I. K. Bousserhane, M. Rahli, «Real time implementation of fuzzy gain scheduling of PI controller for induction machine control», *International Journal of Applied Engineering Research*, Vol.1, No.1, pp. 51-60, 2006.
- [Hel 18] L. Hellali, S. Belhamdi, « Speed control of doubly star induction motor (DSIM) using direct field oriented control (DFOC) based on fuzzy logic controller

Bibliographie

- (FLC) », *Advances in Modeling and Analysis C*, Vol. 73, No. 4, pp. 128-136, 2018.
- [Ho 88] E. Y. Y. Ho, and P. C. Sen, «Decoupling control of induction motor drives», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.35, No.2, pp. 253-262, 1988.
- [Hus 09] A. Hussain, «Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants», Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2009.
- [Jey 10] V. Jeyalakshmi, and al, «On line tuning of intelligent controller for induction drive system», *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 2, No. 10, pp. 5350-5356, 2010.
- [Kan 91] I.Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic, A.S. Morse, «Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems», *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 36, No. 11, pp.1241-1253, 1991.
- [Kli 83] E.A. Klingshirn, « High phase order induction motors _ Part I and II « *IEEE Trans. Power Apparatus Systemes*, Vol. 102, pp. 47-59, 1983.
- [Kho 11] H . Khoudmi, A. Massoum, and A. Meroufel, «Dual star induction motor drive: Modelling, Supplying and control», *International journal of electrical and power engineering*, Vol.5, No.1, pp.28-34, 2011.
- [Kho 18] Houari Khoudmi, Ahmed Benzouaoui, Boubaker Bessedik, «Sliding-Mode MRAS speed estimator for sensorless vector control of double stator induction motor», *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, Vol. 12, No. 3, September 2018.
- [Laa 12] T. Laamayad, F. Naceri, R. Abdessemed, and S. Belkacem, « Fuzzy adaptive controller based on the lyapunov theory for control of the dual star induction machine”, *Journal of Electrical Engineering*, Vol.12, No.2, pp.47-57, 2012.
- [Laa 13] T. Laamayad, F. Naceri, R. Abdessemed, and S. Belkacem, «A fuzzy sliding mode strategy for control of the dual star induction machine», *Journal of Electrical Engineering*, Vol.13, No.1, pp.1-8, 2013.
- [Laa 14] T. Laamayad, «Contribution à la commande d’une machine asynchrone double étoile par mode glissant. apport de la logique floue», Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [Lai 04] F. Laieb ; H. Guerrouche, «Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone», mémoire d’ingénieur, Université de M’sila, Algérie, Septembre 2004.
- [Lay 19] N. Layadi; S. Zeghlache ; A. Djerioui ; H.Mekki; F. Berrabah ; A. Houari; M.F. Benkhoris, «Backstepping fault tolerant control for double star induction machine under broken rotor bars», *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, Vol. 13, No. 3, September 2019.
- [Lay 19’] N. Layadi; S. Zeghlache ; A. Djerioui ; H.Mekki; F. Berrabah, « Adaptive RBFNN strategy for fault tolerant control: application to dsim under broken rotor bars fault», *I.J. Intelligent Systems and Applications*, Vol. 11, No. 2, pp. 49-61, 2019.
- [Lek 14] S. Lekhchine, T. Bahi, and Y. Soufi, « Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine», *International*

Bibliographie

- Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol.57, pp.206-211, May 2014
- [Let 00] P. Letellier, « High power permanent magnet machines for electric propulsion drive », AES, Paris, France, 2000.
- [Loc 06] F. Locment, « Conception et modélisation d'une machine synchrone a 7 phases a aimants et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé » Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2006.
- [Lou 17] K. Loukal, « Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux », Thèse de Doctorat, Université de M'sila, Algérie 2017.
- [Mam74] E. H. Mamdani, « Application of fuzzy algorithms for simple dynamic plant », Proceeding Inst. Elect. Eng, Vol. 121, pp. 1585-1588, 1974.
- [Mao 15] Y. Maouche, « Contribution a l'étude de la machine asynchrone double étoile. Application a la sureté de fonctionnement », Thèse de Doctorat, Université frères Mentouri, constantine, Algérie 2015.
- [May 11] P. Mayyé, « Moteur électrique industrielle », Sciences Sup ; 2 éditions ; 5 octobre 2011.
- [Mel 12] B. Meliani, A. Meroufel, and H. Khoudmi, « Fuzzy gain scheduling of PI controller for dual star induction machine fed by a matrix converter », Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, Vol. 5, No. 6, pp.77-82, 2012.
- [Mel 14] B. Meliani. « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel », Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel-Abbes. Algérie. 2014.
- [Men 01] J. Mendel, « Uncertain rule-based fuzzy logic systems, introduction and new directions », Vol.1, Prentice-Hall, New Jersey, USA, 2001.
- [Mer 08] E. Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de magister, Université de Batna. Algérie, 2006. Université de Batna. Algérie. 2008.
- [Mer 11] E. Merabet, H. Amimeur, F. Hamoudi, R. Abdessemed, « 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.
- [Mer 13] E. Merabet, « Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie. 2013.
- [Mic 97] R. Michaux et P. Letellier, « Les machines discoïdes à champ axial dans les systèmes de propulsion électrique », REE, Vol. 3, pp. 37-42, 1997.
- [Mou 99] Y. Mouba, « Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-étoiles », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France 1999.
- [Nac 98] F. Naceri, N. Lakhdari et S. Sellami, « Théorie de la commande adaptative », Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1998.
- [Nag 82] N. H. Nagrial, « Polyphase induction motor design using complex method of constrained minimization », ICEM, Budapest, Hongrie, Vol.3, pp. 838-840,

septembre 1982.

- [Rad 05] T.S. Radwan, «Perfect speed tracking of directe torque controlled induction motor drive using Fuzzy logic», In Proceeding International Conference Power Electronics and Drives Systems, PEDS, IEEE, Kuala Lumpur, Malaysia, pp.38-43, 2005.
- [Rah 17] H. Rahali, S. Zeghlache, L. Benalia, «Adaptive field-oriented control using supervisory type-2 fuzzy control for dual star induction machine», International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol. 10, No.4, pp.28-40, 2017.
- [Rah 18] H. Rahali, S. Zeghlache, L. Benalia, N. Layadi «Sliding mode control based on backstepping approach for a double star induction motor (DSIM) », Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, pp. 150-157, December 2018.
- [Rou 16] R. Rouabhi, «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée», Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2016.
- [Sad 10] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone a double étoile», Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2010.
- [Sad 12] R. Sadouni and A. Maroufel, « Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor», International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, Vol. 6, No. 2, pp. 163-170, 2012.
- [Sem 05] E. Semail , F. Meibody-Tabar , M. F. Benkhoris , H. Razik , M. Pietrzak-David, «Machines polyphasées: de la modélisation multimachine à la commande», J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 4, Hors- Série 1, 2005.
- [Sin 02] G. K. Singh, « Multi-phase induction machine drive research a survey», Electric Power System Research., Vol. 61, pp. 139-47, 2002.
- [Sol 91] J.J.E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control", Prentic-Hall, Inc, 1991.
- [Tak 87] I. Takahashi, and S. Asakawa, « Ultra-wide speed control of induction motor covered 10A6 Range», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, pp.227-232, 1987.
- [Tao 11] T. Tao, S.Feng, « CMAC-based previous step supervisory control schemes for relaxing bound in adaptive fuzzy control», Applied Soft Computing Journal, Vol. 8, pp. 5715-5723, 2011.
- [Tir 14] Z. Tir, « Contribution à l'étude d'une machine asynchrone a double alimentation sans balais en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne », Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [Tir 16] Z. Tir, P. Malik, A.M. Eltamaly, «Fuzzy logic based speed control of indirect field oriented controlled Double Star Induction Motors connected in parallel to a single six-phase inverter supply»; Electric Power Systems Research Vol. 134 pp. 126-133, 2016.
- [Tir 17] Z. Tir, Y. Soufi, M.N. Hashemnia, O.P. Malik, and K. Marouani, « Fuzzy logic field oriented control of double star induction motor drive», Electrical Engineering,, Vol.99, No. 2, pp. 495–503, 2017.

Bibliographie

- [Tom 93] Z.Y. zhao, M. Tomizuka, I. Satoru, « Fuzzy gain scheduling of PID controller», IEEE Trans on systems, Man and Cybernetics, Vol.23, No.5, pp. 1392-1398 1993.
- [Wan16] C. Wang, K. Wang and X. You, « Research on synchronized SVPWM strategies under low switching frequency for six-phase VSI fed asymmetrical dual stator induction machine», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.63, No.11, pp.6767-6776, 2016.
- [Wan 96] H.O. Wang, K. Tanaka and M.F. Griffin, « An approach to fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues», IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 4, No. 1, pp. 14-23, 1996.
- [Utk 70] V.I. Utkin and K. D. Young, «Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems», Automation and Remote control, Vol. 39, No. 10, pp.1466-1470, 1978.
- [Utk 92] V.I. Utkin, "Sliding modes in control optimization, «Communication and control», Engineering Series, Springer, Verlag, 1992.
- [Xav 03] K. Xavier, « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de doctorat, Université de Lille1, France, 2003.
- [You 18] L. Youb, S. Belkacem, F. naceri, M.Cernat, L. G. Pesquer « Design of an adaptive fuzzy control system for dual star induction motor drives», Advances in Electrical and Computer Engineering Vol. 18, No3, 2018.
- [Yah 11] A. Yahdou, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants», Mémoire de Magister, Université de Chlef, Alger, 2011.
- [Zad 65] L. A. Zadeh, « Fuzzy sets», info And Cont., Vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [Zad 75] L.A. Zadeh, «The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning», Information Sciences, Vol. 8, pp. 199-249, 1975.
- [Zeg 14] S. Zeghlache, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical », Thèse de Doctorat, Université de M'sila, Algérie, 2014.

ANNEXE

Annexe [A] : Paramètres de la machine asynchrone à double étoile 'MASDE'

Paramètre	Symbole	Valeur
Puissance nominale	P_n	4.5 kW
Tension nominale	V_n	220 V
Courant nominal	I_n	6.5 A
Vitesse nominale	ω_n	300 rad/s
Nombre de paire de pole	p	1
Resistance du premier enroulement statorique	R_{s1}	3.72 Ω
Resistance du deuxième enroulement statorique	R_{s2}	3.72 Ω
Résistance rotorique	R_r	2.12 Ω
Inductances du premier enroulement statorique	L_{s1}	0.22 H
Inductances du deuxième enroulement statorique	L_{s2}	0.22 H
Inductance rotorique	L_r	0.006 H
Inductance mutuelle	L_m	0.3672 H
Moment d'inertie	J	0.662 kg.m ²
Coefficient de frottement	K_f	0.001 Nms/rad
Fréquence nominale	f	50 Hz

Titre : Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE ».

Résumé

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier la machine asynchrone double étoile « MASDE ». Cette thèse concerne la modélisation et la commande non linéaire du MASDE. En premier lieu, nous avons présenté un état de l'art concernant les machines multiphasées, Puis, nous avons développé la modélisation de l'ensemble machine-onduleur de la MASDE. La deuxième partie concerne la synthèse des lois de commandes, en utilisant trois stratégies de commandes sont : Commande vectorielle, commande par mode glissant et commande par backstepping. Nous proposons en dernière partie des lois de commandes hybrides et robustes tels que : la commande à gain adaptative utilisant le régulateur flou type-2 pour régler la vitesse de la MASDE, puis la commande glissante combinée avec les outils de l'intelligence artificielle, nous présentons la synthèse d'une commande floue-glissante et finalement la commande par mode glissant-backstepping. Les lois de commande développées, dans ce mémoire, ont été validées par simulation sur la machine asynchrone double étoile. Plusieurs tests sont effectués tels que : démarrage à vide, fonctionnement en charge et inversion du sens de rotation pour chaque commande. De plus, des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la MASDE ont été aussi effectués. Finalement une étude comparative entre les différents types de commandes proposés a été présentée.

Mots clés: MASDE, mode glissant, backstepping, hybride, flou type-2, robuste.

Abstract :

For applications of strong power, the multiphase machines are increasingly used for reasons of reliability and segmentation of power. We propose here to study the dual star asynchronous machine. This thesis concerns with the modeling and the nonlinear control of DSIM. In the first, we present the state of the art concerning the multiphase machines. Then, we developed the modeling of set the machine-inverter of the DSIM and the modeling of inverter-motor For DSIM. The second part concerns the synthesis of control laws, using three proposed control strategies: field oriented control, sliding mode control and backstepping control. In the last part, we propose hybrid and robust control laws such as: the gain adaptive control using the fuzzy controller type-2 to adjust the speed of the DSIM, then the sliding mode control combined with the tools of the artificial intelligence, we let's present the synthesis of a fuzzy-sliding mode control and finally the sliding-backstepping mode controller. The developed controllers, in this work, were validated by simulation on the DSIM; several tests are performed such as: start unloading, load operation and reversing the direction of rotation for each controller. In addition, robustness tests for DSIM parametric variation were also performed. Finally, a comparative study between the different controllers proposed was presented.

Key words: DSIM; sliding mode; backstepping; hybrid; fuzzy type 2; robust.

ملخص

تستعمل الآلات متعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة وبقدرتها على تجزئة الاستطاعة. نقترح في هذه الرسالة دراسة الماكز اللامتزامن ثنائية النجمة (م.لم.ث.ن). في هذه الأطروحة يتم تقديم نمذجة و التحكم غير الخطي ل(م.لم.ث.ن), في بداية الأمر قدمنا نبذة عن الماكينات متعددة الأطوار, بعد ذلك , قمنا بتطوير نمذجة المجموعة للمجموعة ماكينة-عاكس التيار من أجل (م.لم.ث.ن). القسم الثاني يختص بتحليل قواعد التحكم, نستعمل ثلاث استراتيجيات تحكم هي: التحكم بتوجيه التدفق المباشر, النمط الإنزلاقي, السيطرة الخلفية. نقترح في الجزء الأخير قوانين التحكم المختلطة والقوية مثل: المنطق الغامض المعدل باستعمال المنطق من النوع 2 لضبط سرعة (م.لم.ث.ن), المنطق الغامض انزلاقي وفي الأخير التحكم الهجين الأنماط المنزلقة-السيطرة الخلفية. قوانين التحكم المقترحة في هذا العمل, تم اختبارها بمحاكاة عدة اختبارات أجريت مثل: إقلاع بدون وبحمولة, عكس اتجاه الدوران بدون حمولة لكل أنماط لتحكم المقترحة. إضافة إلى ذلك تم إجراء بعض اختبارات المتانة المتعلقة بالتغيرات في قيم الماكينة. كما قمنا بالمقارنة بين تقنيات التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية: م.لم.ث.ن, النمط الإنزلاقي, السيطرة الخلفية, مختلطة, المنطق من النوع 2, متانة.