

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Batna 2
Faculté de Technologie
Département d'Électrotechnique



THÈSE
Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT 3^{ème} cycle LMD en Électrotechnique

OPTION

Conception, Contrôle et Diagnostic des Systèmes Electriques

Par

SAIDI Abderezak

Thème

**Contribution à la Commande hybride :
Mode glissant - floue de la machine à induction double
alimentée**

Soutenue le **16/ 12/2021** devant le jury composé de :

Dr. BENAGGOUNE Saïd	Prof. Université de Batna 2.	Président
Dr. NACERI Farid	Prof. Université de Batna 2.	Rapporteur
Dr. BELKACEM Sebti	Prof. Université de Batna 2.	Examineur
Dr. SAHRAOUI Mohamed	Prof. Université de Biskra.	Examineur

Dédicaces

*A toute ma famille, en particulier mes parents ;
A ma femme et mes enfants, Nour El Islam et Nour El Yakine*

*A tous mes amis chacun à son nom ;
À tous mes amis et collègues. Merci beaucoup*

A tous, je dédie ce travail

Abderezak Saidi

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été préparée au sein du laboratoire **LSTE** dirigé par Prof. **GUETTAFI Amor**, de l'université Batna 2 que je remercie vivement pour son accueil au sein du laboratoire.

Monsieur **NACERI Farid**, professeur de l'enseignement supérieur de l'université Batna 2 en tant que rapporteur de cette thèse pour son soutien scientifique et humain, pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements continus, ainsi que la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ce travail que je remercie vivement.

Professeur **YOUB Lamia**, de m'avoir fait profité de ses grandes qualités dans le domaine de la commande et pour ses qualités humaines pleines de respect et de gentillesse qui ont été pour moi une source de motivation et d'exemplarité. Qu'elle soit remerciée aussi pour sa grande disponibilité afin que je puisse accomplir mon travail dans de bonnes conditions.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **BENAGGOUNE Saïd**, Professeur à l'université Batna 2 de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

BELKACEM Sebti Professeur, à l'Université Batna2

SAHRAOUI Mohamed Professeur, à l'Université Biskra

Je remercie très sincèrement Madame **MECHOUMA Rabiaa**, Professeur à l'université de Batna de m'avoir aidé par ses conseils précieux, ses qualités humaines.

Je tiens aussi à remercier **MAAKOUF Abdesselem** président du comité de formation Doctorale pour ses encouragements.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement tous les enseignants du département d'électrotechnique de l'Université Batna2 pour le respect et l'ambiance dans le travail digne d'un grand département.

Abderezak SAIDI

Laboratoire LSTE Batna, le 16/12/2021.

Table des Matières

Remerciements	
Table des Matières	I
Liste des Figures	VIII
Liste des Tableaux	XIII
Notations et Symboles	XIV
Introduction Générale	1

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART DE la MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

1.1	Introduction.....	6
1.2	Etat de l'art de la machine asynchrone à double alimentation.....	6
1.2.1.	Fonctionnement pour application moteur.....	6
1.3.2.1.	Première configuration.....	6
1.3.2.2.	Deuxième configuration.....	8
1.3.2.3.	Troisième configuration.....	9
1.3.2.4.	quatrième configuration.....	10
1.2.1.	Fonctionnement pour application Génératrice.....	12
1.3	Avantages et inconvénients de la MADA.....	13
1.3.1.	Avantages de la MADA.....	14
1.3.2.	Inconvénients de la MADA.....	14
1.4	Les différentes techniques de commande de la MADA.....	15
1.5	Contribution de la Thèse.....	17
1.6	Conclusion.....	17

<p>CHAPITRE 2</p> <p>MODELISATION ET</p> <p>COMMANDE VECTORIELLE</p> <p>DE LA MADA</p>		
2.1	Introduction.....	19
2.2	Modélisation de la MADA.....	19
2.3	Equations électriques de la MADA.....	21
2.4	Application de la transformation de PARK a la MADA	23
2.5	Mise en équation de la MADA dans repère de PARK	25
	2.5.1. Equations des Tensions	25
	2.5.2. Equations des Flux.....	26
	2.5.3. Choix du Référentiel.....	27
	2.5.4. Expression du Couple Electromagnétique de la MADA dans le Repère de PARK.....	29
2.6	Modèle de la MADA dans le Repère de PARK sous forme d'état.....	29
2.7	Simulation de la machine asynchrone à double alimentation.....	31
	2.7.1. Résultats de Simulation	31
	2.7.2. Interprétation des résultats de simulation obtenus.....	34
2.8	Modélisation de l'alimentation de la MADA	35
	2.8.1. Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes..	36
	2.8.2. Modélisation du circuit de filtrage.....	37
2.9	Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI.....	38
	2.9.1. Description de l'onduleur	38
	2.9.2. Commande de l'onduleur.....	38
	2.9.3. Le principe de la commande MLI	40
2.10	Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	42
	2.10.1. Résultats de simulation	42
	2.10.2. Interprétation des résultats de simulation obtenus	43
2.11	La Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	43

2.11.1. Principe de la commande vectorielle.....	44
2.11.2. Procède d'orientation du Flux	45
2.11.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique	46
2.12 Méthodes de la Commande Vectorielle	48
2.12.1. Commande vectorielle directe (CVD).....	48
2.12.2. Commande vectorielle indirecte	48
2.13 Structure de la Commande Vectorielle Directe de la MADA.....	48
2.13.1. Défluxage	49
2.13.2. Principe du Découplage par Compensation.....	50
2.13.3. Estimation du Flux Statorique.....	50
2.13.4. Dimensionnement des Régulateurs.....	51
2.13.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse.....	51
2.13.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques.....	51
2.13.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe.....	51
2.13.4.1.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature.....	53
2.13.4.1.2 Régulateur du flux statorique.....	54
2.13.4.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP.....	54
2.14 Résultats de Simulation avec Application de la Commande.....	56
2.14.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	56
2.14.2 Tests de robustesse.....	58
2.14.2.1 Inversion du sens de rotation.....	58
2.14.2.2 Variation au niveau de la résistance rotorique.....	60
2.15 Conclusion.....	61

<p>CHAPITRE 3</p> <p>COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA MADA</p>	
3.1	Introduction..... 63
3.2	Principe de Réglage par Mode Glissant..... 63
3.3	L'objectif de la commande par mode glissant..... 64
3.4	Systemes à structure variables 65
3.4.1.	Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre -réaction d'état variable 65
3.4.2.	Configuration avec changement de la structure par commutation au Niveau de l'organe de commande 66
3.4.3.	Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Équivalente..... 67
3.5	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase 68
3.6	Conditions d'existence du mode glissant..... 69
3.7	Conception de la commande par mode de glissement..... 70
3.7.1.	Choix de la surface de glissement 70
3.7.2.	Conditions de convergence..... 72
3.7.2.1	Fonction directe de commutation 72
3.7.2.2	Fonction de Lyapunov 72
3.7.3.	Calcul de la commande 73
3.7.4.	Elimination du phénomène de Chattering..... 76
3.8	Application de la commande par mode glissant à la MADA 77
3.8.1.	Surface de régulation de la vitesse 78
3.8.2.	Surface de régulation du flux statorique 78
3.8.3.	Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation 79
3.8.4.	Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec Limitation..... 80

3.9	Résultats de simulation.....	81
3.9.1.	Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	81
3.9.2.	Tests de robustesse	82
3.9.2.1	Inversion du sens de rotation.....	82
3.9.2.2	Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique..	84
3.10	Conclusion.....	86
<p>CHAPITRE 4</p> <p>COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MADA</p>		
4.1	Introduction.....	88
4.2	principe de la logique floue.....	88
4.3	Variables linguistiques.....	88
4.4	Fonctions d'appartenance.....	88
4.5	Structure de base d'un contrôleur flou.....	89
4.5.1.	Base de connaissances.....	90
4.5.2.	Fuzzification.....	90
4.5.3.	Règles d'inférence floue.....	90
4.5.4.	Défuzzification.....	91
4.5.4.1.	Méthode du maximum.....	91
4.5.4.2.	Méthode de la moyenne des maxima.....	91
4.5.4.3.	Méthode du centre de gravité.....	91
4.6	Application de la logique floue type-1 pour le réglage de vitesse de la MADA.....	92
4.6.1.	Les étapes de conception d'un système floue type-1.....	92
4.6.1.1.	Définition des variables du système.....	92
4.6.1.2.	Choix de la partition floue type-1.....	92
4.6.1.3.	Choix des fonctions d'appartenances	92

4.6.2. Synthèse du régulateur flou de vitesse	92
4.6.2.1. Régulateur PI – flou type 1	92
4.7 Schéma de Commande Flou type-1 du MADA	95
4.8 Résultats de Simulation.....	96
4.8.1. Démarrage à vide suivi d’une introduction de variation de couple de charge	96
4.8.2. Tests de robustesse	98
4.8.2.1. Variation au niveau de la résistance rotorique	98
4.9 Généralités sur la logique flou type-2.....	99
4.9.1. Représentation d’un ensemble flou type-2.....	100
4.9.2. Types d’ensembles flous type-2.....	101
4.9.2.1 Ensemble type-2 Gaussien.....	101
4.9.2.2 Ensemble type-2 Triangulaire.....	102
4.9.2.3 Ensemble type-2 Intervalle	102
4.10 Structure d’un système flou type-2.....	102
4.10.1 Fuzzification.....	103
4.10.2 Base de règle.....	103
4.10.3 Inférence.....	103
4.10.4 Réduction de type.....	104
4.10.5 Défuzzification.....	105
4.11 Application de la logique floue type-2 pour le réglage de vitesse de la MADA.....	106
4.12 Résultats de Simulation.....	107
4.12.1 Démarrage à vide suivi d’une introduction de variation de couple de charge	107
4.12.2 Test de robustesse	108
4.12.2.1. Variation au niveau de la résistance rotorique	108
4.13 Conclusion.....	110

CHAPITRE 5		
COMMANDE HYBRIDE : GLISSANT - FLOUE DE LA MADA		
5.1	Introduction.....	112
5.2	Commande par mode glissant floue (commande hybride).....	112
5.3	Synthèse du régulateur flou-PI.....	113
5.4	Loi de commande	114
5.5	Résultats de simulation.....	115
	5.5.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de Charge.....	115
	5.5.2 Tests de robustesse.....	117
	5.5.2.1 Inversion du sens de rotation	117
	5.5.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance Rotorique.....	120
5.6	Etude comparative	121
	5.6.1 Comparaison des deux Types de Commande (SMC et FSMC).....	121
	5.6.1.1 Notation	122
	5.6.1.2 Comparaison au niveau de l'application du couple de charge	123
	5.6.1.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse	123
	5.6.1.4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.....	124
	5.6.2 Conclusion de la comparaison des deux types de Commande	124
	5.6.2.1 Commande par mode glissant (SMC)	124
	5.6.2.2 Commande par mode glissant floue (FSMC).....	125
5.7	Conclusion.....	125
5.8	Conclusion Générale.....	127
	Annexe.....	129
	Publications et Communications.....	132
	Références Bibliographiques	134

Liste des figures	
Chapitre 1	
Figure 1.1. Schéma de principe de la première configuration	7
Figure 1.2. Schéma de principe de la deuxième configuration.....	8
Figure 1.3. Schéma de principe de la troisième configuration.....	9
Figure 1.4. Alimentation de la MADA avec deux cycloconvertisseurs	10
Figure 1.5. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus indépendants.....	11
Figure 1.6. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus commun.....	12
Figure 1.7. Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA.....	13
Chapitre 2	
Figure 2.1. Représentation schématique de la machine asynchrone double alimentée.....	20
Figure 2.2. Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.....	24
Figure 2.3. Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension par le réseau.....	31
Figure 2.4. Courbes de simulation de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec	32
Figure 2.5. Courbes de simulation de la MADA sans alimentation rotorique ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec	33
Figure 2.6. Courbes de simulation de la MADA ($V_r = 10$ V, $f_r = 5$ Hz, $C_r = 5$ N.m)	34
Figure 2.7. Système d'alimentation d'une machine Asynchrone à double Alimentation.....	35
Figure 2.8. Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.....	36
Figure 2.9. Circuit de filtrage de la tension redressée.....	37
Figure 2.10. Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle.....	38
Figure 2.11. Représentation d'un bras d'onduleur.....	39

Figure 2.12. Schéma équivalent de l'onduleur.....	39
Figure 2.13. Représentation des signaux de la commande MLI	41
Figure 2.14. Etat de commutation d'un bras	41
Figure 2.15. Tensions simples à la sortie de l'onduleur.....	42
Figure 2.16. Tension Composée à la sortie de l'onduleur	42
Figure 2.17. Réponses du système avec seul onduleur du coté statorique $C_r=5$ N.m à $t=2$ sec.....	43
Figure 2.18. Principe de la commande vectorielle.....	45
Figure 2.19. illustration de l'orientation du flux statorique	46
Figure 2.20. Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.....	49
Figure 2.21. Schéma de régulation de courant I_{rd}	52
Figure 2.22. Schéma de régulation de courant I_{rq}	53
Figure 2.23. Schéma de régulation du flux statoriques ϕ_s	54
Figure 2.24. Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	55
Figure 2.25. Résultats de simulation lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	58
Figure 2.26. Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	59
Figure 2.27. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur Nominale	61
Chapitre 3	
Figure 3.1. Système de réglage à structure variable avec changement de la Structure par commutation d'une contre réaction d'état variable	66
Figure 3.2. Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.....	67
Figure 3.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	68
Figure 3.4. Les modes de trajectoire dans le plan de phase	69
Figure 3.5. Démonstration du mode de glissement.....	70
Figure 3.6. Linéarisation exacte de l'écart.....	71
Figure 3.7. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	73
Figure 3.8. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	73

Figure 3.9. La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation.....	74
Figure 3.10. Représentation de la fonction « SIGN ».....	75
Figure 3.11. Fonction « SAT »	75
Figure 3.12. Fonction « SMOOTH ».....	76
Figure 3.13. Schéma de principe pour la commande par mode glissant du MADA.....	77
Figure 3.14. Résultats de simulation de la Commande par mode glissant lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	82
Figure 3.15. Réponse du système de régulation de vitesse par mode de glissement lors de l'inversion du sens de rotation.....	84
Figure 3.16. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du MADA vis- à -vis la variation de la résistance rotorique (R_r de +100% de sa valeur nominale).....	85
Chapitre 4	
Figure 4.1.Exemple de fonctions d'appartenance.....	89
Figure 4.2.Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	89
Figure 4.3.Exemple de fuzzification.....	90
Figure 4.4. Structure du contrôleur du type PI flou type-1.....	93
Figure 4.5. Fonctions d'appartenance d'entrées (e , Δe) et de la sortie (u).....	94
Figure 4.6. Surface caractéristique d'un régulateur flou.....	95
Figure 4.7. Structure de réglage par un régulateur PI- flou type-1 de la vitesse du MADA.....	96
Figure 4.8. Résultats de simulation de la Commande par logique floue type-1 suivie d'une application d'une charge	97
Figure 4.9. Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue type-1 du MADA vis à-vis la variation de la résistance rotorique.....	98
Figure 4.10.(a) Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. Les appartenances secondaires sont représentées dans (b), où on remarque qu'ils sont gaussiens.....	101
Figure 4.11. Structure d'un système flou type-2	102

Figure 4.12. Structure du contrôleur du type PI-flou type-2	106
Figure 4.13. Fonctions d'appartenance $e(k)$, $de(k)$ et $u(k)$	106
Figure 4.14. La surface.....	107
Figure 4.15. Résultats de simulation de la Commande de la MADA par logique floue type-2 suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle.....	108
Figure 4.16. Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue type-2 du MADA vis à-vis la variation de la résistance rotorique	109
Chapitre 5	
Figure 5.1. Les fonctions de commutation (a) mode glissant (b) flou en mode glissant.....	113
Figure 5.2. Contrôleur flou en mode glissant de vitesse détaillé.....	113
Figure 5.3. Les fonctions d'appartenance de l'entrée (S) et de la sortie (u) de logique floue.....	114
Figure 5.4. Résultats de simulation de régulation de vitesse par contrôleur flou en mode glissant lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	116
Figure 5.5. surface d'erreur de vitesse en mode glissant et celle de sortie de partie floue dans la commande par contrôleur flou en mode glissant.....	117
Figure 5.6. Réponse du système de régulation de vitesse par contrôleur flou en mode glissant lors de l'inversion du sens de rotation.....	119
Figure 5.7. Résultats de simulation de régulation de vitesse par contrôleur flou en mode glissant du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.....	121

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Les différents Techniques de Commande.....	17
Tableau 4.1. Matrice d'inférence des règles floues	95
Tableau 5.1 Comparaison entre (SMC et FSMC) au niveau de l'application du couple de charge.....	123
Tableau 5.2 Comparaison entre (SMC et FSMC) au niveau de l'inversion de la vitesse	124

NOTATIONS ET SYMBOLES

s, r	Axes correspondants au stator (rotor).
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
L_s, L_r	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
M	Inductances cycliques mutuelle.
J	Inertie des masses tournantes.
f	Coefficient de frottement visqueux.
T_r, T_s	Constant de temps rotorique (statorique)
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
Φ_s, Φ_r	Flux statorique (rotorique).
g	Glissement.
C_e	Couple électromagnétique de la machine.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
C_m	Couple résistant nominal
ω_s, ω_r	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
ω_g	Pulsation de glissement.
n_p	Nombre de paires de pôles.
θ_r	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
θ_a	Angle de positionnement des axes (u, v) par rapport aux axes (X_A, X_B, X_C).
ω_a	Vitesse de coordonnée de l'axe (u, v).
$A, B, C / a, b, c$	Trois phases du stator (rotor).
i_s, i_r	Courant statorique, Courant rotorique.
$[V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[V_{rA}, V_{rB}, V_{rC}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.
$[i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.
$[i_{rA}, i_{rB}, i_{rC}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{rA}, \Phi_{rB}, \Phi_{rC}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.
V_s	Tension statorique.
V_r	Tension rotorique.

$\Phi_{r \text{ nom}}$	Flux rotorique nominal.
$\Omega_{r \text{ nom}}$	Vitesse rotorique nominal.
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(X, Y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
i_{sd}, i_{sq}	Courant stator instantané selon l'axe (d, q).
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Courant rotor instantané selon l'axe (α, β).
Φ_{sd}, Φ_{sq}	Flux stator instantané selon l'axe (d, q).
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$	Flux rotor instantané selon l'axe (α, β).
V_{sd}, V_{sq}	Tension stator instantané selon l'axe (d, q).
V_{rd}, V_{rq}	Tension rotor instantané selon l'axe (d, q).
I_A	Courant de phase A.
I_B	Courant de phase B.
I_C	Courant de phase C.
(X_A, X_B, X_C)	Axes triphasés réels.
(U, V)	Axes biphasés.
s	Opérateur dérivé de Laplace d/dt.
$[P(\theta_a)]$	Matrice de transformation de Park.
PI	Correcteur proportionnel-intégral.
$S(X)$	Loi de commutation.
U_{eq}	Vecteur de commande équivalent.
U_c	Vecteur de commande de commutation.
V	Fonction de Lyapunov.
$x(t)$	Vecteur d'état d'un système non-linéaire.
$Y(t)$	Grandeur de sortie (grandeur à régler).
S	La surface de glissement.
ref	Référence.
eq	Equivalent.
max, min	Valeur maximale (minimale).
C	Commutateur.
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
C.V	Commande vectorielle.
SCSV	Système de commande à structure variable.
C.M.G	Commande par Mode de glissement
C.M.G.F	Commande par Mode Glissant Floue

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1].

Les applications industrielles des entraînements à vitesse variable exigent des performances de plus en plus importantes ainsi qu'une fiabilité maximale et un coût minimum. Historiquement, la machine à courant continu a été reine dans le domaine de la variation de la vitesse et son emploi est largement répandu même de nos jours, cependant elle ne peut servir dans les domaines de grandes puissances, ni aux milieux corrosifs, enfin le système balais collecteur nécessite un entretien permanent.

La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie, elle est peut coûteuse robuste, et son entretien est très limité, fonctionnant directement sur le secteur alternatif. Les machines asynchrones, à la différence des machines synchrones, sont utilisées surtout comme moteur, elles peuvent fonctionner en génératrice quand le rotor est entraîné dans le sens du champ tournant à une vitesse supérieure à celle du synchronisme [2].

Depuis les années soixante, avec l'apparition des premiers composants électroniques de puissance et la montée progressive de l'informatique, les systèmes de génération évoqués plus haut ont été progressivement remplacés par des convertisseurs statiques. Ces derniers étant de plus en plus élaborés avec des possibilités de contrôle de plus en plus sophistiqués assurent une maîtrise progressive de toutes machines électriques [3].

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances (tel le laminoir par exemple), il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la machine asynchrone double alimentée (MADA), où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant.

La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante (régime hypo-synchrone, synchrone et hyper-synchrone) [2,4].

La machine asynchrone à double alimentation "MADA" : sont des machines asynchrones triphasées avec un rotor bobiné, qui peuvent être alimentées par deux sources de tension l'une au stator et l'autre au rotor, et les machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries [1] , [3] , [5].

L'objectif principal de ce mémoire propose la synthèse de loi de commande non linéaire et plus précisément, synthèse de trois stratégies de commande, la commande par mode de glissement, la commande par logique floue et la commande hybride mode glissant floue pour les appliquer à la machine asynchrone à double alimentation. En dernier lieu, une étude comparative sera exposée dans le but de montrer les champs ainsi que les limites d'utilisation de chacune d'elles et mettre en relief leurs avantages et inconvénients.

Structure de la thèse :

Ce mémoire est subdivisé en Cinq chapitres est organisé comme suit :

- **Chapitre 1** présente l'état de l'art la machine asynchrone à double alimentation (MADA) pour un fonctionnement moteur, en couvrant tous les modes d'alimentations des deux armatures. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés.
- **Chapitre 2** est consacré à la modélisation et à la commande vectorielle appliquée au flux statorique de la machine munie d'un réglage de vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par un régulateur classique PI. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.

- **Chapitre 3** fait l'objet de la commande par mode de glissement de la MADA. cette commande est basée sur le choix de la surface de glissement et la condition de convergence pour créer une loi de commande adéquate. Les résultats de la simulation numérique obtenus seront présentés et discutés.
- **Chapitre 4** dans ce chapitre on présenté une commande de la MADA basée sur un régulateur flou. Nous présentons deux parties principales. la première partie est consacrée aux éléments théoriques de la logique floue type-1 ainsi que leur application à la commande non linéaire de la machine asynchrone double alimentation. La seconde partie relate la conception d'un régulateur flou type-2 et une commande floue type-2 de la MADA.
- **Chapitre 5** une nouvelle loi de commande hybride par mode glissant floue (FSMC) est exposée, elle est utilisée pour remédier au phénomène de broutement (chattering). des simulations ainsi que des interprétations sont présentées pour illustrer l'apport de cette approche. une étude comparative entre les deux commandes (SMC) et (FSMC) est établit pour montrer les performances de chaque commande.
- Enfin ce travail est clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on expose les principaux résultats obtenus et proposer des perspectives à envisager comme suite à ce travail.

Chapitre 1

Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

1.1 INTRODUCTION

Traditionnellement et à l'heure actuelle, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine essentiellement prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer cette fonction sont simples à obtenir [6].

La machine asynchrone à cage, traditionnellement conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients, tels que : le déclassement du convertisseur alimentant la machine ainsi que la perte d'observabilité de la vitesse à faible vitesse, la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine [6].

1.2 Etat de l'art de la machine asynchrone à double alimentation

Avant d'aborder l'étude et la commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), un état de l'art des travaux, en articles et en ouvrages, s'intéressant à cette machine s'impose.

1.2.1. Fonctionnement pour application moteur

1.2.1.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à un onduleur [7]. La figure 1.1 montre le schéma de principe de cette configuration.

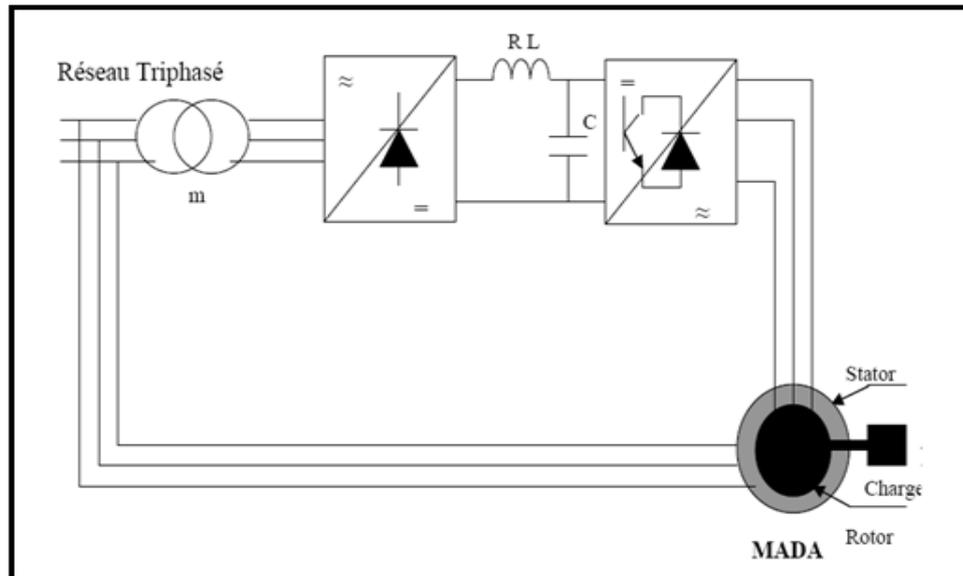


Fig 1.1. Schéma de principe de la première configuration

SORAN Dans [8], présente une étude théorique et expérimentale de la MADA en régimes statique et dynamique. Le repère du champ tournant est orienté suivant le vecteur tension statorique avec un facteur de puissance unitaire au stator. L'étude consiste à alimenter le rotor par une source de tension maintenant le rapport U/f constant. En fin de l'étude, l'auteur conclue que ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques. De plus, les limites de stabilité dynamique sont réduites à moitié par rapport aux limites de stabilité statiques.

XU Dans [9], propose une stratégie de contrôle sans capteur de position mécanique du rotor. La position du rotor est obtenue par une expression faisant intervenir les courants et les tensions rotoriques mesurés. Sa stratégie de commande est basée sur l'orientation du champ suivant le flux d'entrefer. Des courbes expérimentales viennent confirmer les résultats de simulation : courbes de vitesse, de puissance réactive et bien entendu une courbe de comparaison entre l'angle mécanique estimé et celui mesuré.

HELLER Dans [10], présente la MADA comme étant la solution du futur pour les industries de pompage. Le contrôle qu'il adopte est assuré par l'orientation du flux statorique. Il évalue la stabilité de la MADA à l'aide de la méthode des petites variations autour du point de fonctionnement. Cette approche lui permet de tracer le lieu des pôles du système.

KELBER Dans [11], poursuit cette même étude en ajoutant une partie sur la commande du système.

Dans [12], BATLLE et al proposent une commande vectorielle par l'orientation de la tension statorique pour le réglage de la puissance active et réactive au niveau du stator d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par l'association redresseur/onduleur MLI au niveau du rotor, alors que le stator est connecté directement au réseau. Cette méthode permet d'obtenir une commande découplée de la puissance active et réactive par le réglage des composantes du courant statorique, dont la stabilité globale du système MADA est assurée. Cette étude est validée par la simulation et par l'expérimentation.

SHAPOVAL et al dans [13], présentent un algorithme de commande vectorielle indirecte du couple et de la puissance réactive de la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par un convertisseur matriciel au niveau du rotor, alors que le stator est alimenté directement par le réseau. cette méthode est basée sur l'orientation du référentiel suivant le vecteur de la tension statorique. L'auteur a adopté la stratégie de commande par modulation vectorielle (Space Vector Modulation) SVM pour le convertisseur matriciel. il présente ensuite quelques résultats expérimentaux pour les deux modes de fonctionnements de la MADA (moteur ou générateur). il constate que l'algorithme proposé assure une bonne poursuite du couple à sa référence et garantit un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Les formes d'ondes des courants obtenues à l'entrée du stator et à l'entrée du convertisseur matriciel sont satisfaisantes (proches de la forme sinusoïdale).

1.2.1.2 Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur

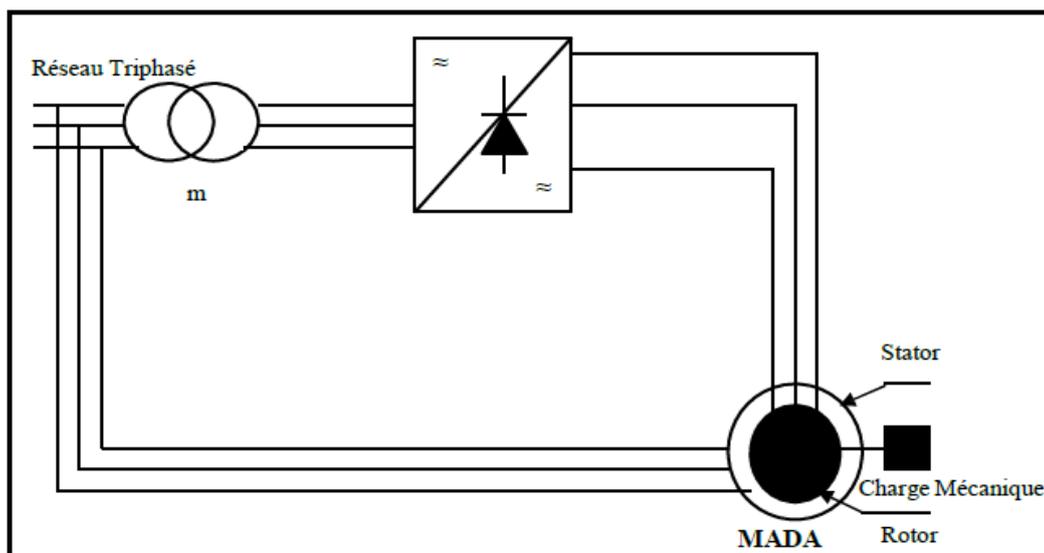


Fig 1.2. Schéma de principe de la deuxième configuration

MACHMOUM Dans [14], propose une étude des performances d'une MADA en régime permanent dont le stator est connecté au réseau, alors que le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur de courant. Son étude vise des applications à vitesse variable, L'auteur choisit une stratégie de commande qui consiste à aligner l'axe "d" de son repère tournant avec le courant rotorique dont le but de contrôler les courants rotoriques et l'angle de charge (déphasage entre la tension statorique et le repère considéré). L'expression analytique du couple est divisée en deux parties, une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre l'alimentation du stator et celle du rotor. Cette étude est validée par des résultats expérimentaux qui permettent de conclure que la stabilité du système est établie dans une gamme limitée de la variation de l'angle de charge.

Dans une autre étude MACHMOUM Dans [15], l'auteur se focalise sur une alimentation en tension au rotor. il essaie de minimiser le nombre de paramètres influençant l'état en régime permanent de la machine. Cette fois, le repère tournant est associé au vecteur tension statorique. Il constate, suite à une analyse de l'expression analytique du couple, que ce dernier dépend de trois paramètres : le glissement, le rapport entre les amplitudes des tensions statoriques et rotoriques et le déphasage entre les deux sources de tension. Finalement, des résultats de simulation sont présentés : des courbes de variation du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction des différentes valeurs que peuvent avoir les paramètres définis plus haut.

1.2.1.3 Troisième configuration : MADA en cascade hyposynchrone

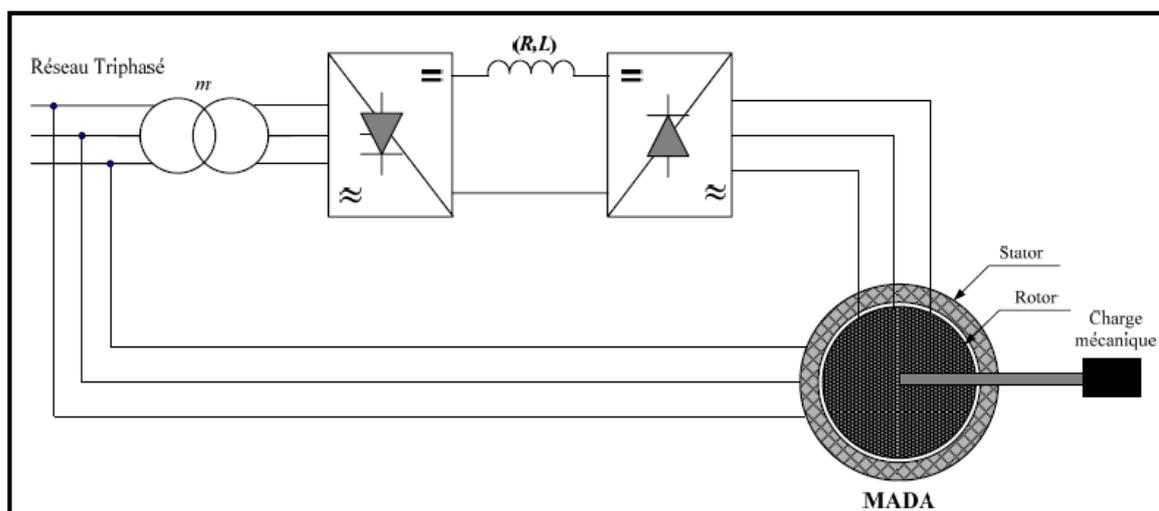


Fig 1.3. Schéma de principe de la troisième configuration

Dans [16], ASMAR effectue une étude générale des machines symétriques à double alimentation en régime permanent. Il présente par la suite quelques montages particuliers comme étant des applications de cette étude : cascade Hyposynchrone, machine bisynchrone à fréquence variable et association de plusieurs machines en différentiel électrique. Les résultats expérimentaux obtenus mettent en évidence l'intérêt et les diverses possibilités de fonctionnement de la MADA.

Dans [17], RUPPERT propose une méthode de commande de la machine à rotor bobiné qui consiste à alimenter le rotor en tension. L'orientation de la tension et du courant rotoriques est obtenue par un convertisseur de type cascade et un régulateur PI. Les simulations montrent que les meilleures performances sont obtenues lorsque le courant est en retard par rapport à la tension.

1.2.1.4 Quatrième configuration : MADA alimenté par deux convertisseurs Indépendants

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux cycloconvertisseurs comme le montre la Figure.1.4.
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs comme représentés à la Figure 1.5.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun comme représenté sur la Figure 1.6.

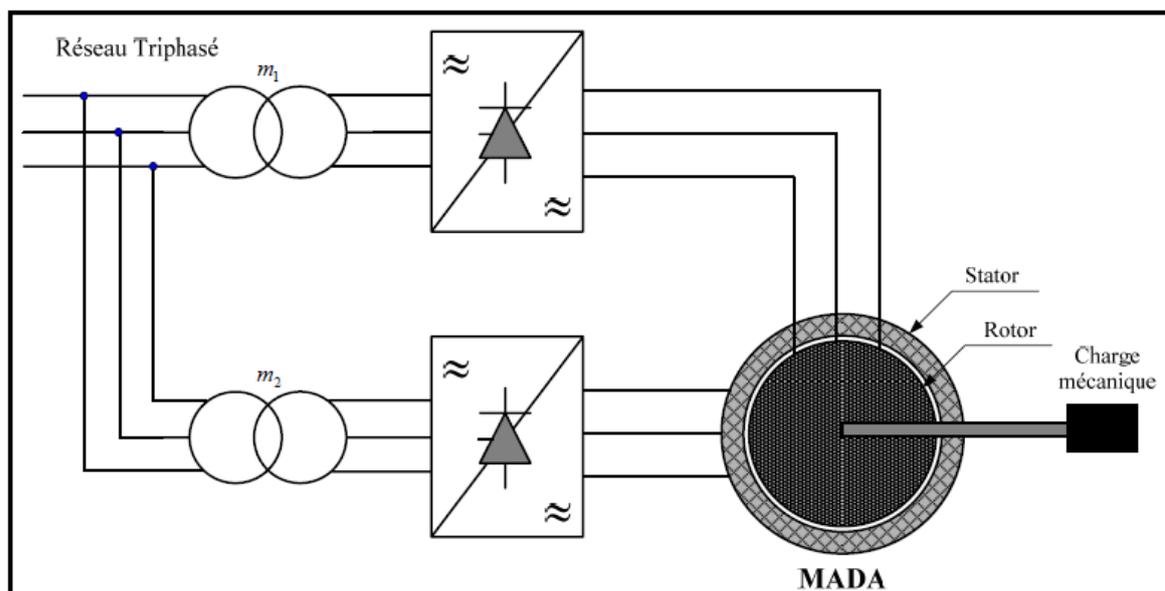


Fig 1.4. Alimentation de la MADA avec deux cycloconvertisseurs

MASMOUDI dans [18], considère une MADA avec deux alimentations variables et indépendantes : l'une au stator, l'autre au rotor. Il centre son intérêt aux échanges énergétiques entre les enroulements rotoriques et statoriques dans l'entrefer. Il en fait un bilan pour les fonctionnements en moteur, en générateur ou en frein. Il propose enfin une étude de la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique en fonction des variations des paramètres électriques.

KHOJET dans [7], pour son étude a proposé une loi de répartition de puissance entre le stator et le rotor afin d'optimiser le dimensionnement des convertisseurs de puissance. Cette loi de répartition de puissance a amené à une loi de commande en vitesse de la machine à double alimentation en permettant un choix adéquat des pulsations rotorique et statorique. La loi de répartition de puissance a permis aussi d'avoir un fonctionnement en survitesse qui peut atteindre deux fois la vitesse de base.

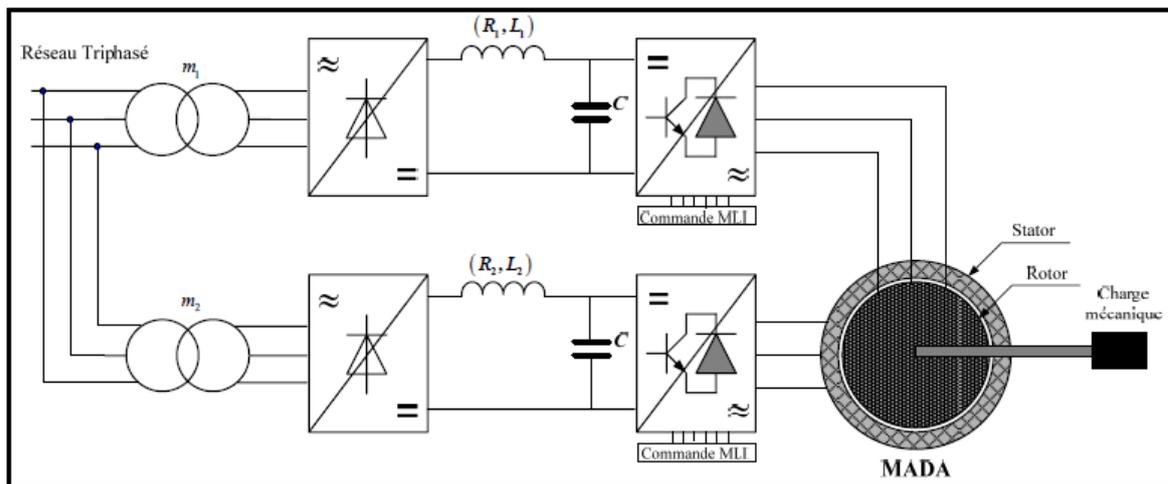


Fig 1.5. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus indépendants.

RAMUZ dans [19], propose d'utiliser une configuration de la MADA pour un fonctionnement moteur. Les enroulements statoriques et rotoriques de la MADA sont alimentés par deux onduleurs indépendants. Il utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le moteur a une puissance de 1.5 kW.

Dans [20], DRID s'intéresse à une nouvelle approche pour contrôler une MADA alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique.

L'orthogonalité entre les deux flux, qui doit être impérativement observée, conduit à une commande linéaire et découplée de la machine avec une optimisation du couple. Des simulations viennent appuyer l'étude théorique.

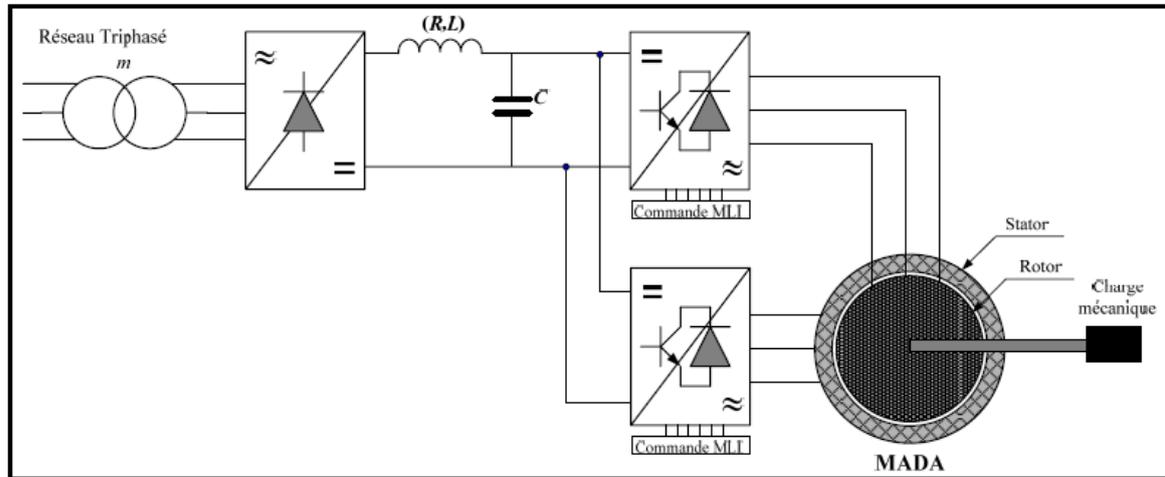


Fig 1.6. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus communs.

Dans [21], VIDAL reprend la commande vectorielle. Il essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la MADA en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale de fonctionnement. Pour la commande linéaire, il a fait la commande par orientation de flux dont elle présente de meilleurs résultats. Et dans le cas non linéaire, il opte pour la commande par modes glissants. Enfin, il affirme que cette stratégie donne de très bons résultats vis-à-vis de la commande linéaire.

AZAZA, dans [22], présente un double contrôle vectoriel d'une MADA dont le stator est connecté directement au réseau et le rotor est alimenté par un jeu d'onduleur-redresseur MLI. Le principe du contrôle est basé sur l'orientation du repère tournant suivant le flux au stator, deux boucles de courant : une pour l'onduleur du rotor assure la régulation du flux, la deuxième est propre au redresseur et contrôle le facteur de puissance globale.

1.2.2 Fonctionnement pour application génératrice

L'intérêt porté à la MADA ne cesse de croître dans le domaine des énergies renouvelables. En effet la MADA présente bien des avantages, le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, en plus d'autres avantages (Figure 1.7) [4,23].

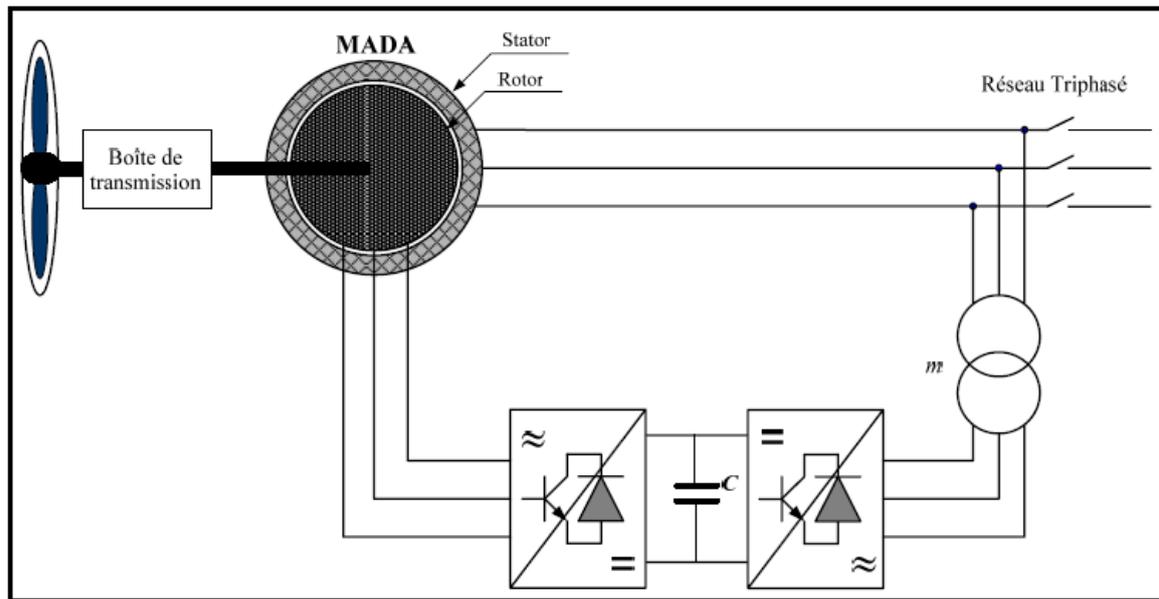


Fig 1.7. Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA.

Parmi les premiers à s'intéresser à la MADA en génératrice, nous citons :

Dans [24], POITIER présente une synthèse de trois régulateurs linéaires pour la commande de la MADA utilisée en génératrice.

Le premier régulateur Proportionnel Intégral a servi de référence de comparaison, un régulateur polynomial RST basé sur la théorie du placement de pôles robustes et un régulateur LQG basé sur la minimisation d'un critère quadratique. Le but de ces régulateurs est de contrôler l'échange de puissances actives et réactives entre le stator de la machine et le réseau en modifiant l'amplitude et la fréquence des tensions rotoriques.

Dans [25], PETERSSON a fait la comparaison entre quatre méthodes de commande des courants rotoriques d'une MADA entraînée par une éolienne. Le but de cette régulation est d'éliminer la force contre électromotrice au rotor considérée comme une perturbation dans les boucles de courant. Les auteurs trouvent que la méthode appelée à « résistance active » est la meilleure pour assurer cette élimination. Cette méthode présente, en plus, la meilleure stabilité et la meilleure robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

1.3 Avantages et inconvénients de la MADA

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

1.3.1 Avantages de la MADA

Comme avantages de la MADA, nous citons [26, 27,28] :

- L'accessibilité au stator et rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection de l'énergie dans les enroulements de la machine.
- La mesure des courants au stator et rotor, donne une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse au delà de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse .
- Le circuit rotorique de la MADA peut être piloté par un convertisseur de fréquence ayant une puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement .
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse .
- Le principal avantage est qu'elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre .
- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application .
- Elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau .
- La possibilité de fonctionner à couple constant au de la vitesse nominale.

1.3.2. Inconvénients de la MADA

On peut citer les inconvénients suivants [6] :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes du système balais- bagues

- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage
- Elle nécessite une maintenance périodique

1.4 Les Différentes Techniques de Commande de la MADA

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées [29,30].

Dans cette partie, nous présentons différentes techniques de commande de la MADA. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique.

Le tableau 1.1 donne une synthèse des stratégies de commande pour la MADA .

Commande scalaire (Scalar control): [31]	
<ul style="list-style-type: none"> – Ne s'inverse qu'en l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. – N'est valable qu'en régime permanent. 	<ul style="list-style-type: none"> – Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes. – Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine .
Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control): Introduite par Blaschke en 1972 [32]	
<ul style="list-style-type: none"> – Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui du MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple. 	<ul style="list-style-type: none"> – Nécessite la mise en place d'1 capteur mécanique sur l'arbre de la MAS – Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.
Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control). Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi [32].	
<ul style="list-style-type: none"> – Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine. – Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique. – La dynamique rapide de couple et du flux. 	<ul style="list-style-type: none"> – La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles) – Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis. – En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

<p>Contrôle direct du flux statorique (DSC: Direct Self Control): Développé par M. Depenprock en 1985. Correspond à une version simplifiée de la DTC [33]</p>	
<ul style="list-style-type: none"> – Elle permet d’avoir une fréquence de commutation minimale. – Le Couple est bien contrôlé 	<ul style="list-style-type: none"> – Destiné aux systèmes de traction de grandes puissances. – Les flux et les courants ne sont pas sinusoïdaux.
<p>DTC par Modulation vectorielle (SVM: Space vector Modulation): Basée sur le calcul prédictif du vecteur tension de référence appliqué en utilisant le modèle approximatif de la machine [34].</p> <ul style="list-style-type: none"> – La fréquence de commutation est constante. – La diminution des ondulations de couple et du courant. – La DTC_SVM est plus compliquée que la DTC classique. 	
<p>Contrôle Vectoriel du couple (VTC : Vectorial Torque Control) [35]: Proposé pour la 1^{er} fois en 1997, par C. Attaianese et H. Hofmann. l’action de commande consiste souvent à choisir deux vecteurs tension actives à chaque période d’échantillonnage, ce qui permet</p> <ul style="list-style-type: none"> – D’annuler l’erreur de couple et minimiser celle de flux – Le choix du vecteur nul n’existe pas, ce qui permet d’éliminer le risque d’ondulations de couple non maîtrisées. – La fréquence de commutation n’est pas maîtrisée. 	
<p>DTC par modulation discrète d’espace (DSVM: Discrete Space vector Modulation)[36]:</p> <ul style="list-style-type: none"> – Nombre des vecteurs tensions générés est plus élevé, en utilisant de comparateur hystérésis 5 niveaux. – La réponse du couple est bien améliorée. – Fréquence de commutation est constante. – Cette technique est moins compliquée que la DTC_SVM. 	
<p>DTC appliquée aux onduleurs Multi-niveaux (Three-Level Inverter) [33]:</p> <ul style="list-style-type: none"> – Présente un nombre des vecteurs tensions élevés, Ce qui permet de – Réduire les ondulations du couple. – Minimiser la fréquence de commutation. – Cependant le coût cet arrangement est élevé. – Limitée pour les commandes de grande puissance. 	
<p>DTC des Machines Asynchrone Double alimentation (la double DTC) [21]:</p> <ul style="list-style-type: none"> – Bonne réponse de flux et du couple dans les régimes transitoire et permanent. – Le nombre des vecteurs tensions élevé permet d’offrir une grande souplesse dans le choix des états de commutation de l’onduleur. – Le contrôle de flux et du couple sont plus précis. – La grande taille de la table que celle de la DTC classique. 	

DTC par les techniques intelligentes (Artificiel Neural Network, Fuzzy Logic)[8]:

Ces techniques ont un succès considérable dans les domaines de commande et d'identification des

systèmes non linéaires; pour la DTC ces technique elles permettent de.

- Maîtriser la fréquence de commutation.
- Avoir des réponses rapides de flux et du couple avec moins de distorsions.
- La structure interne est plus compliquée.

Tab.1.1 Les différents Techniques de Commande . [38]

1.5 Contribution de la Thèse

Notre travail se situe dans le cadre de commande de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension. il se distingue par une nouvelle stratégie de commande qui combiné entre la commande par mode de glissement et une commande par logique floue type 2, afin d'éliminer le phénomène de chattering , dans le cas des hautes fréquences et d'améliorer des performances dynamiques du système.

1.6 Conclusion

Au cours de notre prospection bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la MADA. Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle. La suite de ce chapitre est principalement consacrée à la Modélisation et Commande Vectorielle de La MADA .

Chapitre 2

Modélisation et Commande Vectorielle de La MADA

2.1. INTRODUCTION

La modélisation d'une machine électrique est une phase intrinsèque de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [39,41].

Ainsi la modélisation permet de guider des développements par une quantification des phénomènes, en outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale [40,41].

Les modèles qui seront établis font ressortir plusieurs paramètres électriques et mécaniques dont l'identification par l'une des diverses méthodes existantes est nécessaire: essais classiques, essais indiciels, essais harmoniques ou fréquentiels,... [41] .

Dans ce présent chapitre on va étudier la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone a double alimentation 'MADA'.

2.2. Modélisation de la MADA

Pour commander la machine asynchrone à double alimentation, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. Mathématiquement, on peut représenter la MADA par un modèle entrée sortie sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [42].

À partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande, ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental. Une première difficulté réside dans la commande de cette machine à cause du couplage du flux magnétique et du couple électromagnétique, la deuxième est liée à l'identification des paramètres.

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [43] :

- La modélisation de Park.
- La modélisation par réseaux de perméances.
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail on s'intéresse à la modélisation de Park à cause de sa simplicité. Cette dernière est établie à partir des équations électriques de la machine [42].

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, on rappelle brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont [42] :

- L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont Négligeables
- Le circuit magnétique est non saturé, c'est-à-dire à perméabilité constante
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable
- La f^{mm} créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à Répartition sinusoïdale
- la symétrie de construction est parfaite.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [7] :

- L'additivité des flux
- La constance des inductances propres

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. elle peut être schématisée par la figure 2.1.

Les phases sont désignées par a, b, c pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

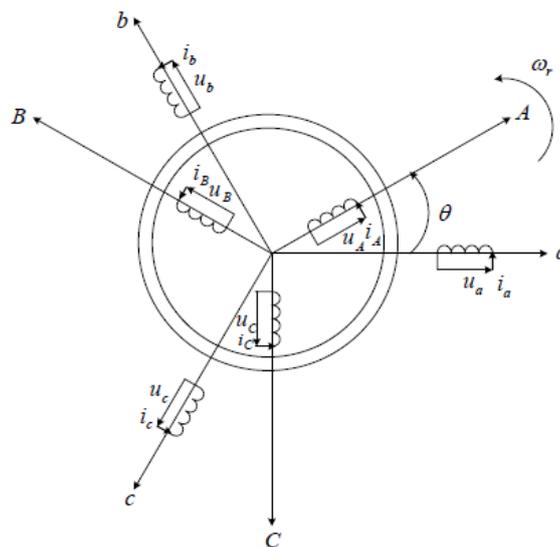


Fig 2.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.

2.3 Equations électriques de la MADA

Les enroulements illustrés par la figure 2.1 obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (2.1)$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \quad (2.2)$$

Où :

R_s est la résistance d'une phase statorique;

R_r est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement:

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^t$: le vecteur des tensions statoriques;

$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^t$: le vecteur des courants statoriques;

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^t$: le vecteur des flux statoriques.

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques:

$[V_{ABC}] = [V_A V_B V_C]^t$: le vecteur des tensions rotoriques;

$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^t$: le vecteur des courants rotoriques;

$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \phi_B \phi_C]^t$: le vecteur des flux rotoriques.

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes:

Pour le stator:

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \quad (2.3)$$

Pour le rotor:

$$[\phi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}][i_{abc}] \quad (2.4)$$

Où : $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}$$

$[L_r]$ est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par:

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

Et $[L_{sr}]$ est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par:

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}_{AB}$$

Avec:

L_{aa} : C'est l'inductance propre d'une phase statorique;

L_{ab} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques;

L_{AA} : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique;

L_{AB} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques;

L_{aA} : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations (2.3) et (2.4) dans les équations (2.1) et (2.2) respectivement, on obtient:

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}] [i_{ABC}])}{dt} \quad (2.5)$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]^T [i_{abc}])}{dt} \quad (2.6)$$

La dernière relation importante complétant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor [44]. Cette équation est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.7)$$

Où :

J est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m²);

Ω_r est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rad/s);

Avec:
$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$$

Tel que:

p : est le nombre de paires de pôles;

Ω_r : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor;

f_r : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rd);

C_{em} est le couple électromagnétique en (N.m);

C_r est le couple résistant en (N.m).

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

2.4 Application de la transformation de PARK a la MADA

Transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette fmm de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q). La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [45]. Le schéma de la figure 2.2 montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

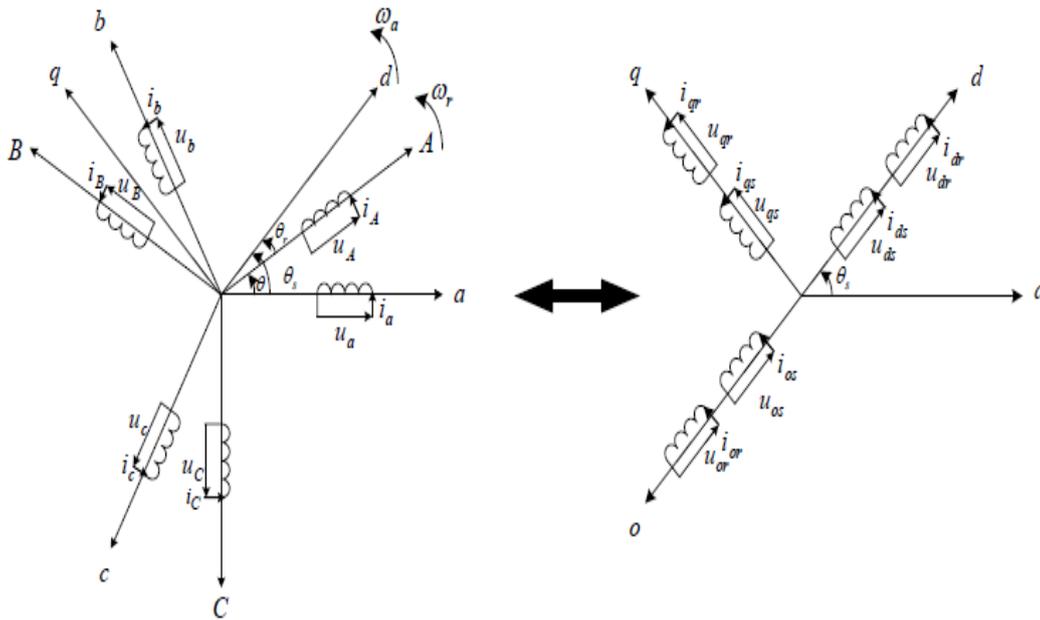


Fig 2.2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Où:

θ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a;

θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d;

θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d;

ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q);

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par:

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \psi & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes:

- Pour le stator:

$$[X_{dqs}]_s = [A_s][X_{abc}] \tag{2.8}$$

- Pour le rotor:

$$[X_{dqo}] = [A_r][X_{ABC}] \quad (2.9)$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension U, un courant I, ou un flux ϕ .

Avec :

$$[A_s] = [A(\psi = \theta_s)] \text{ et } [A_r] = [A(\psi = \theta_r)].$$

2.5 Mise en équation de la MADA dans repère de PARK

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes:

- Pour les tensions:

$$[V_{dqo}]_s = [A_s][V_{abc}] \quad (2.10)$$

$$[V_{dqo}]_r = [A_r][V_{ABC}] \quad (2.11)$$

- Pour les courants

$$[i_{dqo}] = [A_s][i_{abc}] \quad (2.12)$$

$$[i_{dqo}] = [A_r][i_{ABC}] \quad (2.13)$$

- Pour les flux

$$[\phi_{dqo}]_s = [A_s][\phi_{abc}] \quad (2.14)$$

$$[\phi_{dqo}] = [A_r][\phi_{ABC}] \quad (2.15)$$

2.5.1 Equations des Tensions

Pour le stator, on a:

$$[V_{abc}] = R_s[i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (2.16)$$

En multipliant l'équation (2.16) par la matrice $[A_s]$, il vient:

$$[A_s][V_{abc}] = [A_s]R_s[i_{abc}] + [A_s]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (2.17)$$

Alors:

$$[V_{dqo}] = R_s[i_{dqo}] + [A_s]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (2.18)$$

Le développement de l'équation (2.18) donne:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \quad (2.19)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_a \phi_{ds} \quad (2.20)$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (2.21)$$

Où : $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes (d,q).

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, on trouve pour le rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \quad (2.22)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \quad (2.23)$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (2.24)$$

2.5.2 Equations des Flux

Pour le stator, en multipliant l'équation (2.3) par $[A_s]$ on trouve:

$$[A_s] [\phi_{abc}] = [A_s] [L_s] [i_{abc}] + [A_s] [L_{sr}] [i_{ABC}] \quad (2.25)$$

Donc :

$$[\phi_{dqo}] = [A_s] [L_s] [i_{abc}] + [A_s] [L_{sr}] [i_{ABC}] \quad (2.26)$$

Après la simplification, on trouve:

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (2.27)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (2.28)$$

$$\phi_{os} = L_s i_{os} \quad (2.29)$$

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

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (2.30)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (2.31)$$

$$\phi_{or} = L_r i_{or} \quad (2.32)$$

Avec :

$L_s = L_{aa} - L_{ab}$: est l'inductance cyclique statorique;

$L_{os} = L_{aa} + 2 L_{ab}$: est l'inductance homopolaire statorique;

$M = \frac{2}{3} L_{aA}$: est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor;

$L_r = L_{AA} - L_{AB}$: est l'inductance cyclique rotorique;

$L_{or} = L_{AA} + 2 L_{AB}$: est l'inductance homopolaire rotorique.

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_a du repère (d,q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation ω_a .

2.5.3 Choix du Référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique:

- Référentiel lié au stator: Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (α, β). Dans ce cas, ($\omega_a = 0$). Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [44]. Les équations électriques de la machine deviennent:

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (2.33)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (2.34)$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (2.35)$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \quad (2.36)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \quad (2.37)$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (2.38)$$

- Référentiel lié au rotor: Dans ce cas, le système d'axes (d,q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse ($\omega_a = \omega_r$). Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [46].

Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent:

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \quad (2.39)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \quad (2.40)$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (2.41)$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad (2.42)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (2.43)$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (2.44)$$

-Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes(X,Y) il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire($\omega_a = \omega_s$) les équations électriques deviennent :

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (2.45)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (2.46)$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad (2.47)$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (2.48)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (2.49)$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad (2.50)$$

2.5.4 Expression du Couple Electromagnétique de la MADA dans le Repère de PARK

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (2.7) au système d'équations différentielles modélisant la machine [20].

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

$$C_{em} = \frac{3pM}{2L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) = \frac{3p}{2} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (2.51)$$

2.6 Modèle de la MADA dans le Repère de PARK sous forme d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statorique et rotorique. en considérant les courants statorique et rotorique comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est par l'équation d'état suivante:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (2.52)$$

Avec:

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de commande.

U : Vecteur du système de commande.

Où:

$$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T ;$$

$$U = [V_{sd} \ V_{sq} \ V_{rd} \ V_{rq}]^T ;$$

Pour la représentation matricielle:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \\
& \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \tag{2.53}
\end{aligned}$$

On pose:

$$\begin{aligned}
[L] &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \\
[Z] &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Alors l'équation (2.33) dévient:

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} U \tag{2.54}$$

Par analogie de l'équation (2.50) avec l'équation (2.45) on trouve:

$$A = [L]^{-1} [Z]$$

$$B = [L]^{-1}$$

La matrice $[Z]$ peut être écrite comme suit:

Dans le but de simplifier la réalisation par SIMULINK/MATLAB la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante:

$$[Z] = -[Z_1] - \omega_r [Z_2] + \omega_s [Z_3]$$

Avec :

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

2.7. Simulation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Le réglage de la vitesse de rotor d'une machine asynchrone à double alimentation se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence rotorique, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer une source d'alimentation capable pour délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

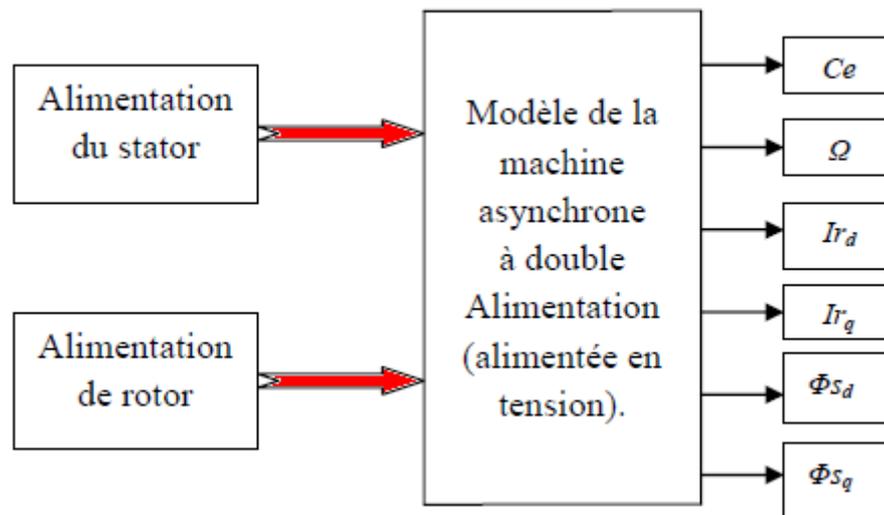


Fig. 2.3. Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension par le réseau.

2.7.1. Résultats de Simulation

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur sont présentés sur les figures suivantes (paramètres de la machine en annexe) .

1^{er} cas : $V_r = 0$ v, $f_r = 0$ Hz, (rotor en court-circuit), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec :

Pour le premier fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, que signifie que la MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit.

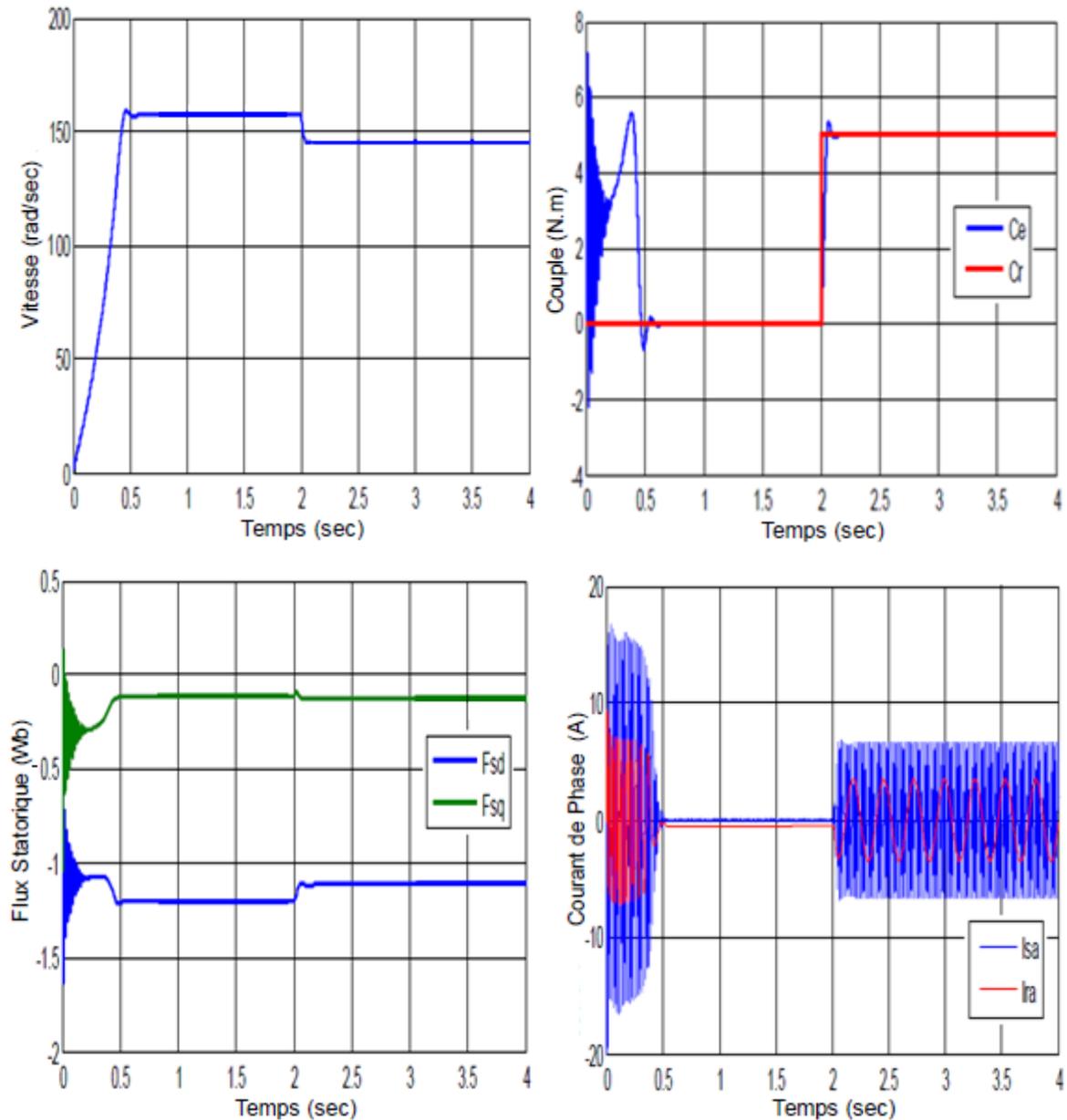


Fig. 2.4. Courbes de simulation de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec

2^{ème} cas: $V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz, (mode hypo-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec :

Pour le deuxième mode de fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une alimentation rotorique ($V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en régime (hypo –synchrone).

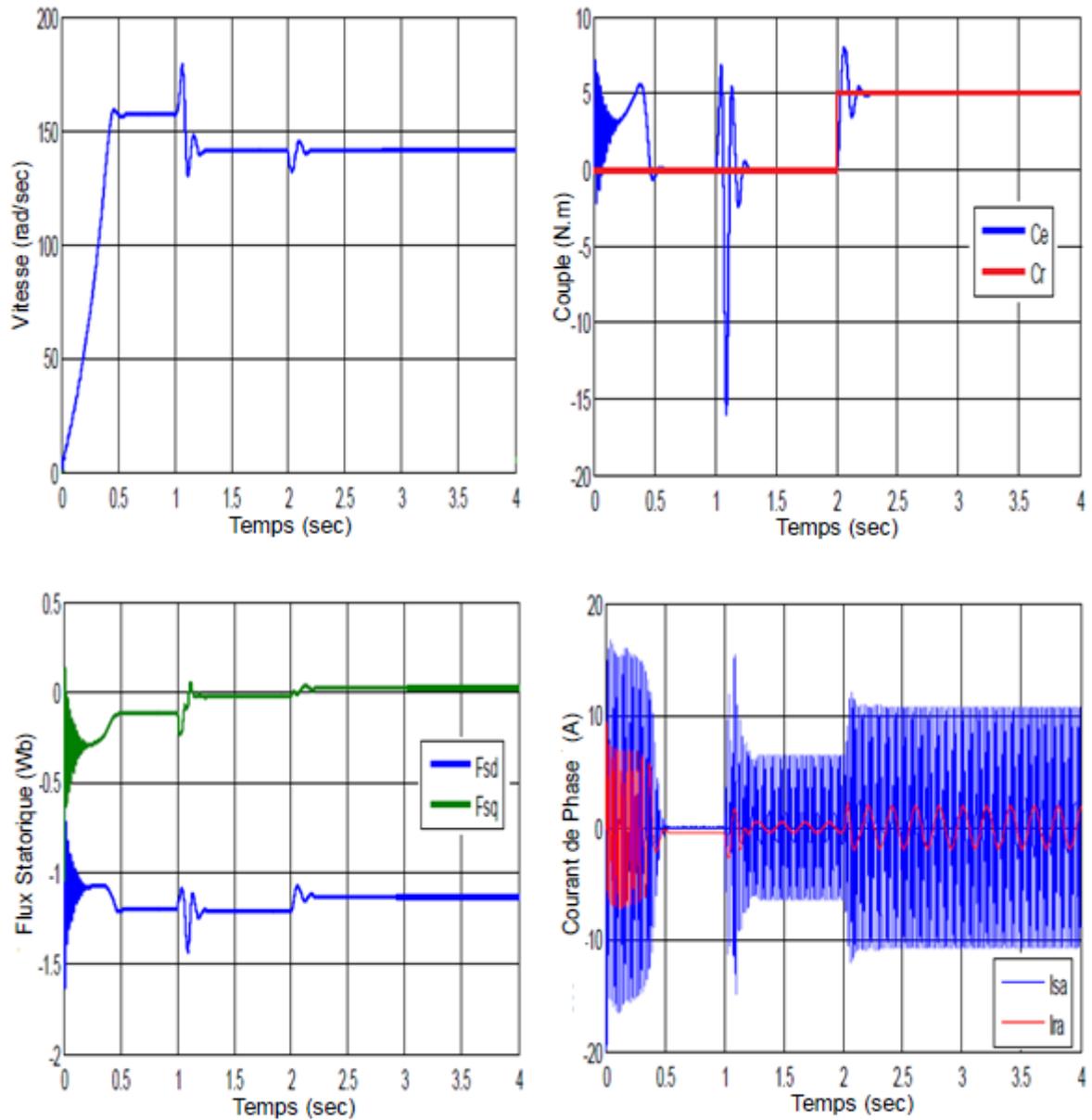


Fig. 2.5. Courbes de simulation de la MADA sans alimentation rotorique ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec

3^{ème} cas : $V_r = 10V$, $F_r = 5Hz$, (mode hyper -synchrone), $C_r = 5 N.m$ à $t = 2$ sec :

Pour le troisième mode de fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une alimentation rotorique ($V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en régime (hyper-synchrone).

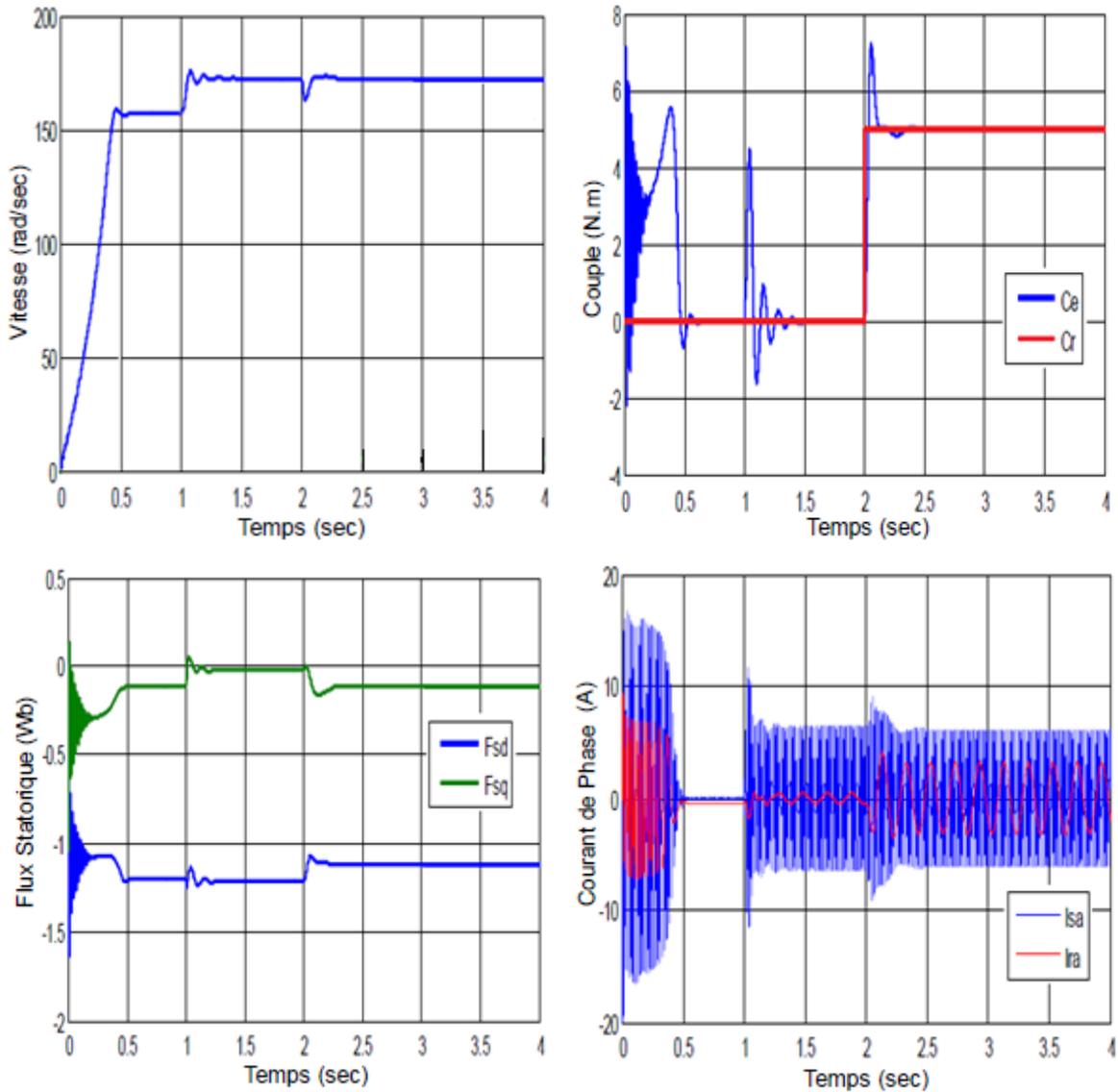


Fig. 2.6. Courbes de simulation de la MADA ($V_r = 10V$, $f_r = 5Hz$, $C_r = 5N.m$)

2.7.2. Interprétation des résultats de simulation obtenus

Dans les différents tests réalisés, on remarque un fort courant d'appel, puis il se stabilise selon la charge imposée.

On remarque aussi que pendant la période de démarrage le courant de phase statorique atteint un pic important de 15.8 A et présente des oscillations considérables, puis décroît jusqu'à sa valeur en régime permanent à vide de 7.1 A.

D'autre part, l'allure du couple électromagnétique présente un pic de 6.9 N.m pendant le démarrage puis diminue et équilibre le couple à valeur de 5 (N.m) qui compense l'effet de charge et des frottements la vitesse de rotation diminue.

Les résultats obtenus montrent bien que le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse.

2.8. Modélisation de l'alimentation de la MADA

Dans ce travail, on va étudier l'association d'une machine asynchrone à double alimentation à un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. La figure 2.7. présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable.

Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor [46].

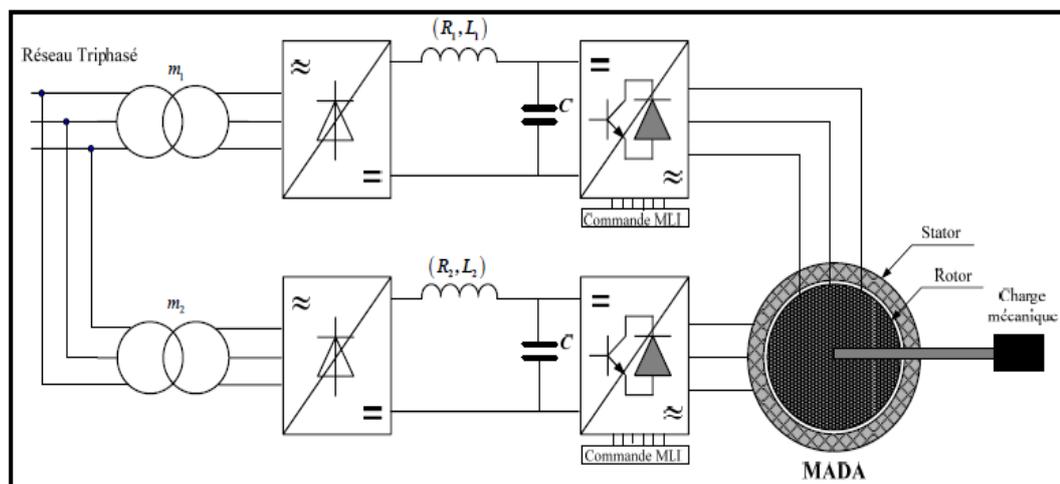


Fig.2.7. Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation

L'ensemble d'un entraînement électrique, lorsqu'il est alimenté par le réseau comprend :

- Deux redresseurs d'entrée,
- Deux filtres comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur,
- Deux onduleurs de tension à MLI,

- Le moteur asynchrone doublement alimenté (MADA).

2.8.1. Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continue. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

Le redresseur utilisé dans les deux alimentations de la MADA est un redresseur triphasé double alternance à diodes. Figure 2.8. représente son schéma de principe, il est composé de trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant $i_d(t)$.

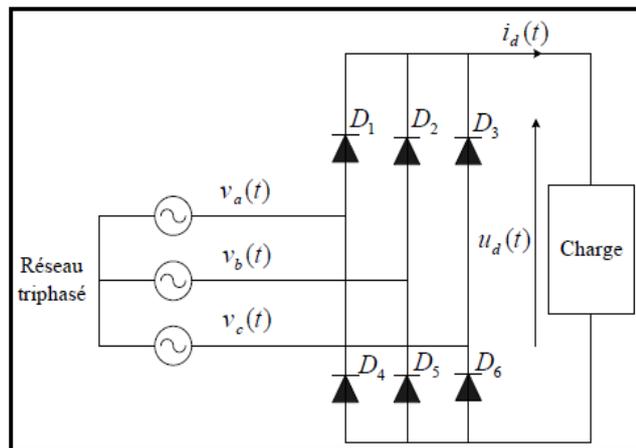


Fig.2.8. Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ v_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.55)$$

La tension redressée peut être déterminée par :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] - \text{Min}[v_a(t), v_b(t), v_c(t)]$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (2.56)$$

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre.

2.8.2. Modélisation du circuit de filtrage

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure 2.9. représente son schéma de principe.

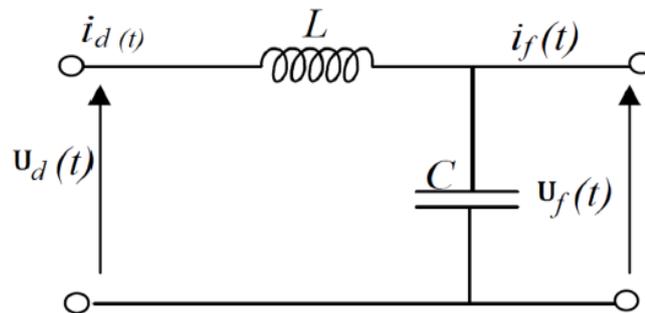


Fig.2.9. Circuit de filtrage de la tension redressée

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (U_d(t) - U_f(t)) \quad (2.57)$$

$$\frac{dU_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \quad (2.58)$$

Où :

$U_d(t)$: est la tension redressée.

$U_f(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

- Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.
- La fréquence de coupure égale à :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi f_c$$

2.9. Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI

2.9.1. Description de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor.

2.9.2. Commande de l'onduleur

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables.

Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences.

La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoidale.

Le schéma de cet onduleur est donné dans la figure 2.10.

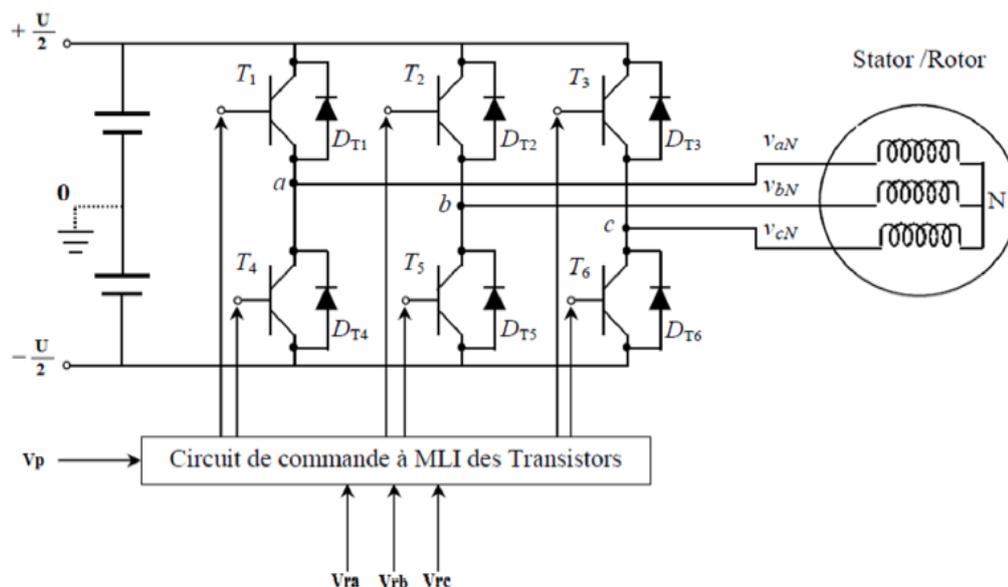


Fig.2.10. Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir a la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure suivante :

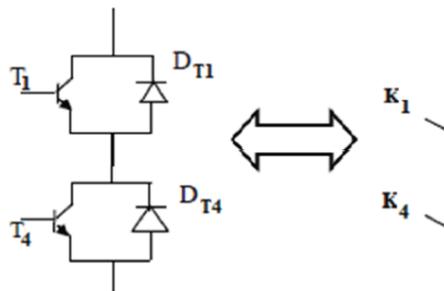


Fig.2.11. Représentation d'un bras d'onduleur

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure ci-dessous :

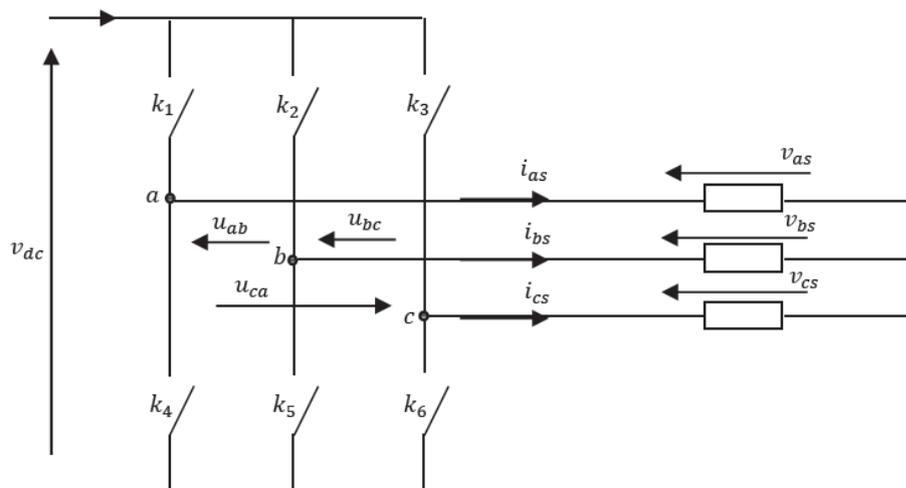


Fig.2.12. Schéma équivalent de l'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant a chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ est fermé et } k_4 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } k_4 \text{ est fermé et } k_1 \text{ est ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_2 \text{ est fermé et } k_5 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } k_5 \text{ est fermé et } k_2 \text{ est ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_3 \text{ est fermé et } k_6 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } k_6 \text{ est fermé et } k_3 \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$U_{ab} = v_{as} - v_{bs} = v_{dc}(F_1 - F_2) \quad (2.59)$$

$$U_{bc} = v_{bs} - v_{cs} = v_{dc}(F_2 - F_3) \quad (2.60)$$

$$U_{ca} = v_{cs} - v_{as} = v_{dc}(F_3 - F_1) \quad (2.61)$$

Dans l'hypothèse que les tensions v_{as} , v_{bs} et v_{cs} forment un système de tension triphasé équilibré alors, de l'équation (2.59) et (2.61) on trouve :

$$v_{as} = \frac{v_{dc}}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \quad (2.62)$$

De (2.59) et (2.60) on trouve :

$$v_{bs} = \frac{v_{dc}}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \quad (2.63)$$

De (2.60) et (2.61) on trouve :

$$v_{cs} = \frac{v_{dc}}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \quad (2.64)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

v_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

2.9.3. Le principe de la commande MLI

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale [38]:

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la

fréquence f_r de la référence: $m = \frac{f_p}{f_r}$

– Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_p à la valeur crête V_r de la porteuse:

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

La figure 2.13 présente les signaux de commande (une onde porteuse triangulaire et une référence sinusoïdale). les figures 2.14, 2.15 et 2.16 montrent respectivement les états de commutations et les tensions simple de la phase « a » et composée (V_{ab}) à la sortie de l'onduleur.

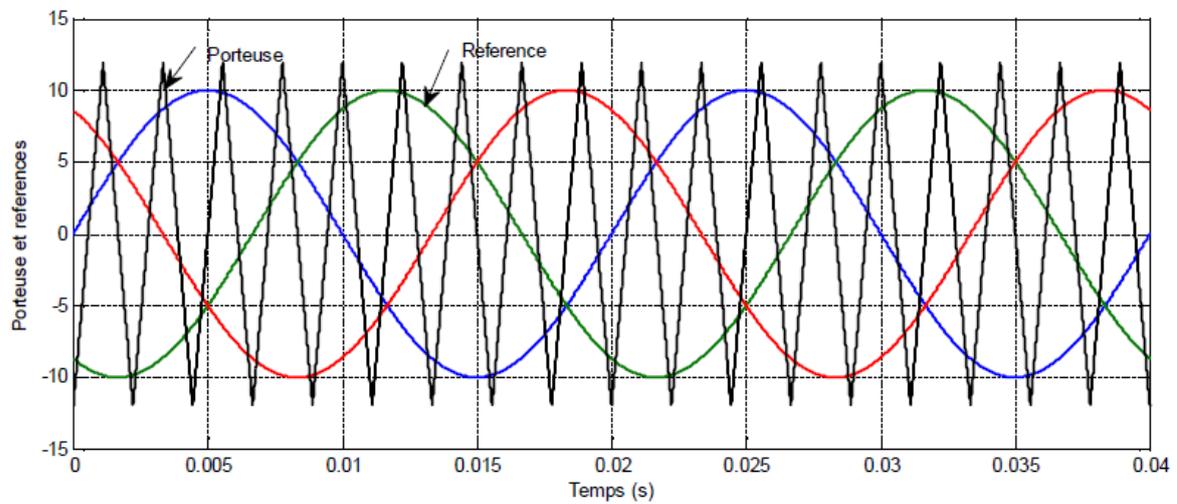


Fig.2.13. Représentation des signaux de la commande MLI

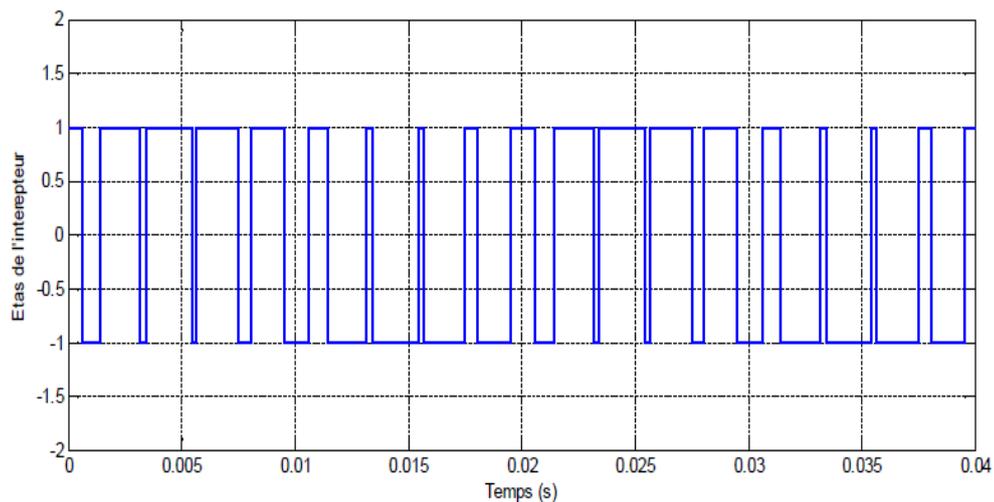


Fig.2.14. Etat de commutation d'un bras

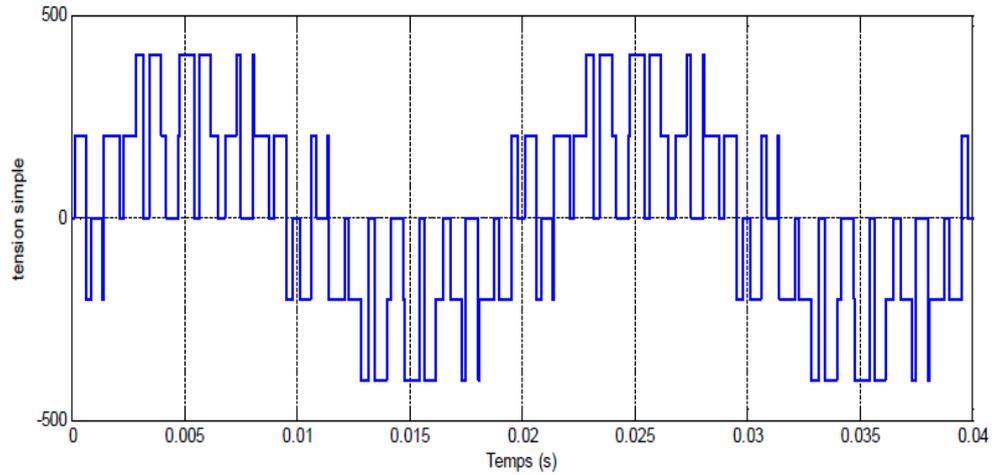


Fig.2.15. Tension simple à la sortie de l'onduleur

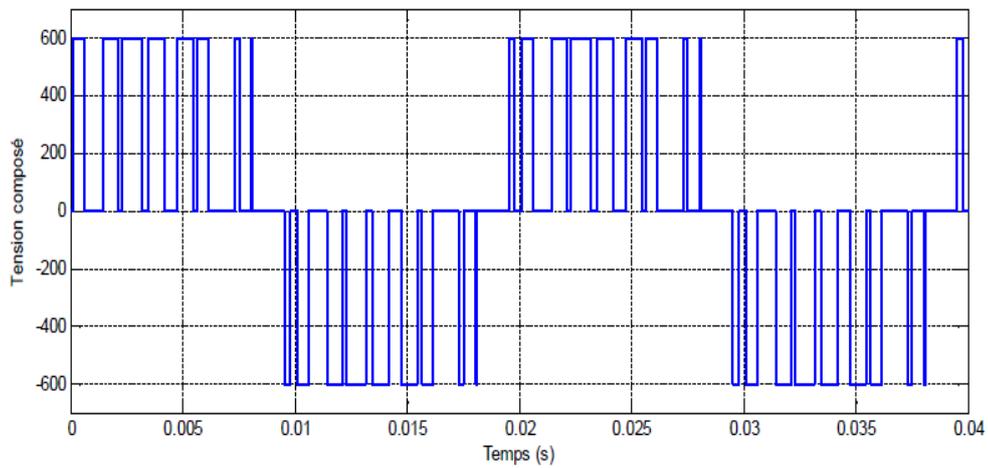


Fig.2.16. Tension Composée à la sortie de l'onduleur

2.10. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

2.10.1. Résultats de simulation

La figure (2.17), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation statorique à travers un onduleur (220v ,50Hz) et du coté rotorique par alimentation (12v ,10Hz à $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t= 2sec$.

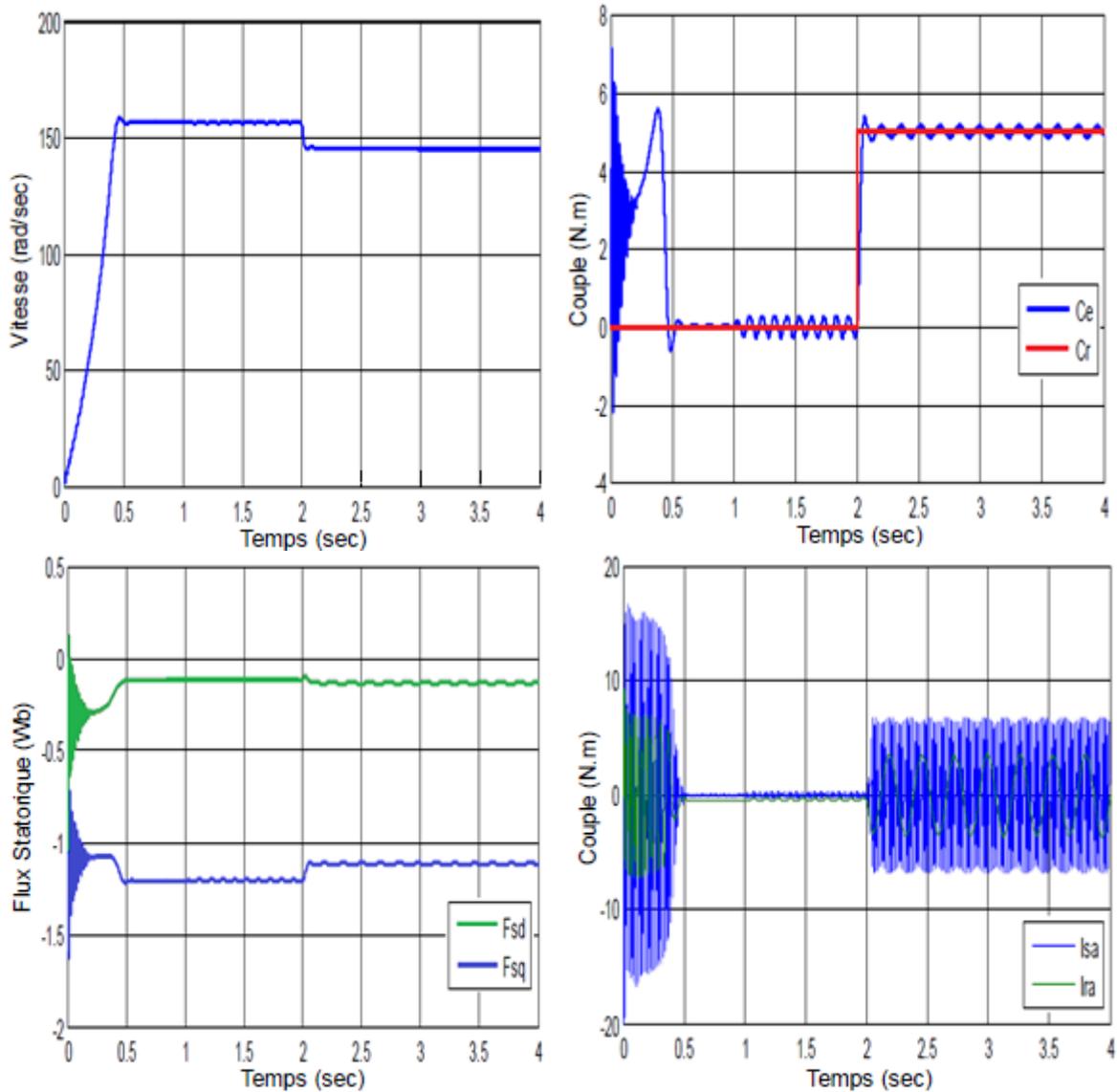


Fig. 2.17. Réponses du système avec seul onduleur du coté statorique $C_r=5$ N.m à $t=2$ sec

2.10.2. Interprétation des résultats de simulation obtenus

Les résultats représentés de Petits oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. Le problème du couplage entre le flux et le couple a existé toujours.

2.11. La Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone, Blashke et Hasse ont proposés une méthode du contrôle vectoriel de la machine asynchrone. La commande vectorielle dite aussi 'commande à flux orienté' est d'une importance majeure puisqu'elle permet de résoudre les problèmes du couplage des variables de la machine [47].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

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

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [47, 48] :

Suivant la source d'énergie :

- ❖ Commande en tension ;
- ❖ Commande en courant.

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

- ❖ Le flux rotorique ;
- ❖ Le flux statorique ;
- ❖ le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

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

Dans ce présent travail, nous avons choisi la commande en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

2.11.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique [49].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [50].

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [39].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure 2.18.

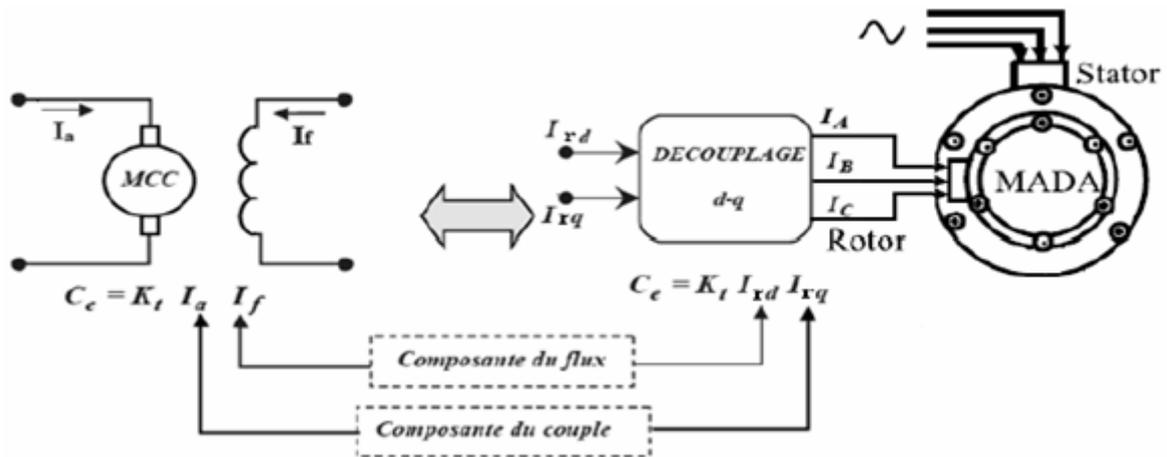


Fig. 2.18. Principe de la commande vectorielle.

2.11.2. Procède d'orientation du Flux

Il existe trois types d'orientation du flux [51]:

- Orientation du flux rotorique avec les conditions

$$\phi_{rd} = \phi_r, \phi_{rq} = 0.$$

- Orientation du flux statorique avec les conditions

$$\phi_{sd} = \phi_s, \phi_{sq} = 0.$$

- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions

$$\phi_{dg} = \phi_g, \phi_{dq} = 0.$$

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

2.11.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d - q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

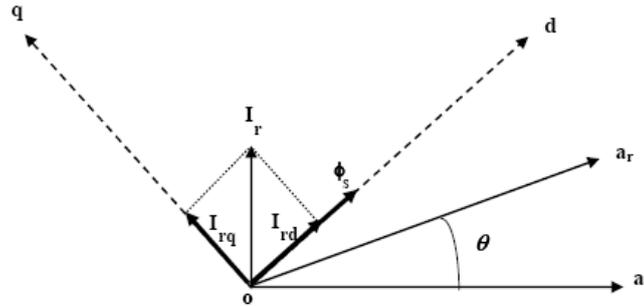


Fig 2.19. illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (d - q) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure 2.19.

On obtient:

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0 \quad (2.66)$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad (2.67)$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique:

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} \cdot i_{rd} - \phi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (2.68)$$

En remplaçant l'équation (2.66) dans (2.68) on trouve:

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (-\phi_s \cdot i_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s \cdot i_{rq} \quad (2.69)$$

Alors:

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{P.M} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad (2.70)$$

De l'équation (2.29) on a:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s.M}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (2.71)$$

D'après les équations des flux statorique on aura:

$$\phi_{sd} = L_s.i_{sd} + M.i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M.i_{rd}) \quad (2.72)$$

$$\phi_{sq} = L_s.i_{sq} + M.i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M.i_{rq}) \quad (2.73)$$

On remplace l'équation (2.72) dans (2.45) et l'équation (2.73) dans (2.46) on trouve:

$$\dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (2.74)$$

$$\dot{\phi}_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (2.75)$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

En remplaçant l'équation (2.72) dans l'équation (2.30) et l'équation (2.73) dans l'équation (2.31) on trouve donc les deux équations suivantes:

$$\phi_{rd} = \sigma.L_r.i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \quad (2.76)$$

$$\phi_{rq} = \sigma.L_r.i_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \quad (2.77)$$

En introduisant les équations (2.74), (2.76) et (2.77) dans l'équation (2.48) et dans l'équation (2.49) on trouve:

$$V_{rd} = R_r.i_{rd} + \sigma.L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma.L_r.i_{rq} \quad (2.78)$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma.L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma.L_r.i_{rd} \quad (2.79)$$

2.12. Méthodes de la Commande Vectorielle

2.12.1. Commande vectorielle directe (CVD)

La méthode directe a été introduite par **Blaschke**, dans cette méthode le flux statorique est régulé par une boucle de contre réaction, ce qui nécessite, sa mesure ou son estimation, en régime de fonctionnement [52,53].

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur installé dans la machine pour déterminer le module et la position du flux à orienter, de calculer les tensions qu'on doit imposer à la machine [54]. L'inconvénient principal de cette technique est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables [55].
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [41].

Cette méthode garantit un découplage correct entre le flux et le couple, et présente l'avantage d'être moins sensible aux variations des paramètres de la machine.

2.12.2. Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte a été introduite par **K. Hasse**. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [56].

2.13. Structure de la Commande Vectorielle Directe de la MADA

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous [2].

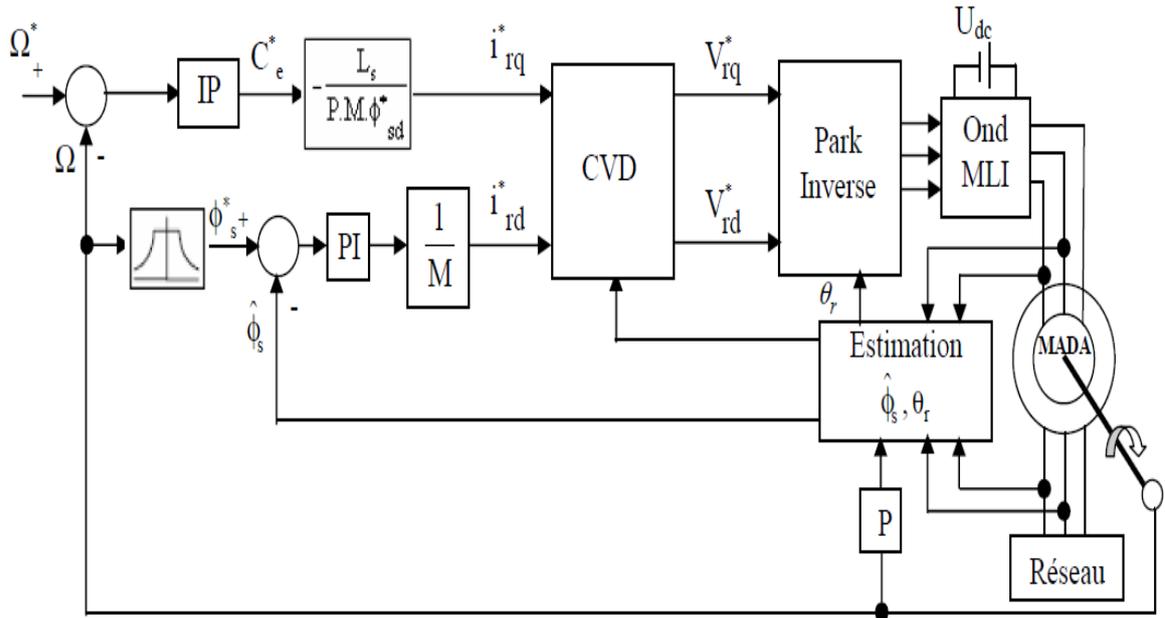


Fig 2.20 Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

2.13.1 Défluxage

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants rotoriques:

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} \cdot i_{rd} - \phi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (2.80)$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ($\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$), cette expression du couple devient:

$$C_e = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s \cdot i_{rq} \quad (2.81)$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par:

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (2.82)$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le sur échauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [44]:

$$\begin{aligned} \phi_s^* &= \phi_{sn} & \text{si} & \quad |\omega| \leq \omega_n \\ \phi_s^* &= \phi_{sn} \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si} & \quad |\omega| > \omega_n \end{aligned} \quad (2.83)$$

Où:

$\omega_n = P.\Omega_n$: est la vitesse angulaire nominale de la machine;

Ω_n : est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

ϕ_{sn} : est le flux statorique nominal.

2.13.2. Principe du Découplage par Compensation

Des équations (2.78) et (2.79) on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q .

Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation:

$$E_d = \sigma.L_r(\omega_s - \omega)i_{rq} \quad (2.84)$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma.L_r(\omega_s - \omega)i_{rd} \quad (2.85)$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont:

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (2.86)$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (2.87)$$

2.13.3 Estimation du Flux Statorique

Pour la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire.

En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé (calculé). L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes [57] :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (2.88)$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rd} \quad (2.89)$$

La position du flux statorique est calculée par les équations suivantes:

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (2.90)$$

Tel que:

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \quad \theta = \int \omega dt, \quad \omega = P\Omega.$$

Où:

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

2.13.4 Dimensionnement des Régulateurs

2.13.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse

2.13.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes [2].

Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

2.13.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (2.78) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation.

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{rd} \quad (2.91)$$

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{1}{R_r (1 + \sigma T_r s)} \quad (2.92)$$

La boucle de régulation de courant i_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure 2.21 :

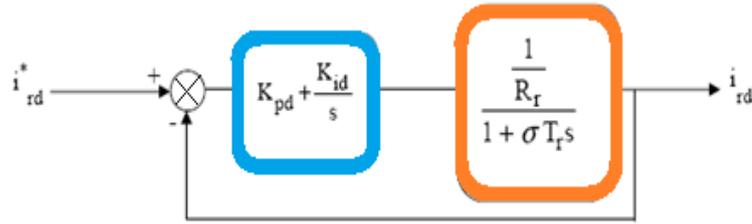


Fig 2.21 Schéma de régulation de courant I_{rd}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert:

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (2.93)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (2.21) sera:

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (2.94)$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (2.95)$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (2.96)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme:

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2.97)$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (2.21) sera:

$$FTBF(s)_{i_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (2.98)$$

Par analogie de l'expression (2.98) par l'expression (2.97) on trouve:

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (2.99)$$

De l'expression (2.95) et (2.99) on a:

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (2.100)$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191s$, nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

2.13.4.1.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (2.79) et par l'annulation de E_q par le terme de compensation [2].

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = k_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} p \right) i_{rq} \quad (2.101)$$

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{k_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} p} \quad (2.102)$$

$$\text{Où : } K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$$

La boucle de régulation de courant i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure 2.22 [2].:

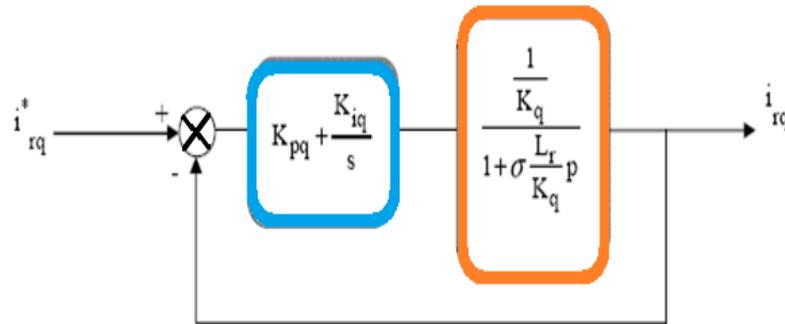


Fig 2.22 Schéma de régulation de courant i_{rq}

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé de la même façon que pour le courant i_{rd} .

Alors, nous trouvons:

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = k_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (2.103)$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même t que pour le courant $i_{rd} (\tau = 0.001s)$.

2.13.4.1.2 Régulateur du flux statorique

De l'équation (2.72), nous avons ($V_{sd} = 0$).

$$\frac{\phi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1 + sT_s} \quad (2.104)$$

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la figure (2.23).

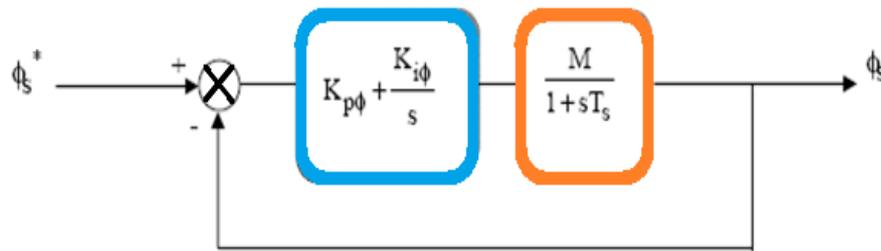


Fig 2.23 Schéma de régulation du flux statoriques ϕ_s

La compensation des pôles donne:

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_s \quad (2.105)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{M \cdot K_{i\phi}}} \quad (2.106)$$

En comparant cette expression avec l'expression (2.97) caractéristique de premier ordre, on trouve que:

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M \cdot \tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} \cdot T_s = \frac{T_s}{M \cdot \tau} \end{cases} \quad (2.107)$$

2.13.4.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages.

En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique null et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante [27]:

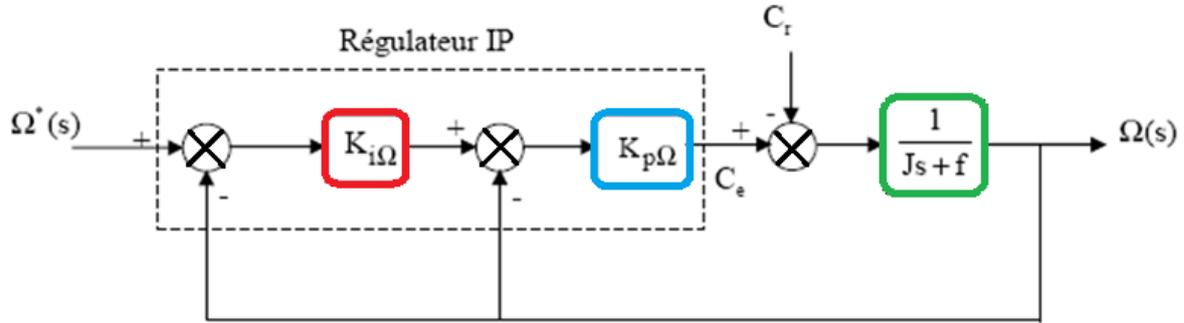


Fig2.24 Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par [2].:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s^2} \quad (2.108)$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre:

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par:

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (2.109)$$

Par l'identification de l'expression (2.108) par l'expression (2.109), nous obtenons:

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (2.110)$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n):

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (2.111)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

On prend $\xi = 0.9682$ et $\omega_n = 23.493 \text{ rad/s}$, ce qui donne[2]:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.4502 \\ K_{i\Omega} = 12.0056 \end{cases}$$

2.14 Résultats de Simulation avec Application de la Commande

Toutes les simulations des commandes présentées sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation (MADA), où le stator est connecté directement au réseau (220 V et 50 Hz) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l'annexe.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour l'ensemble Onduleurs-MADA équipé de la commande vectorielle directe développée dans le présent chapitre, sont exposés respectivement sur les Figures (2.25), (2.26) et (2.27) :

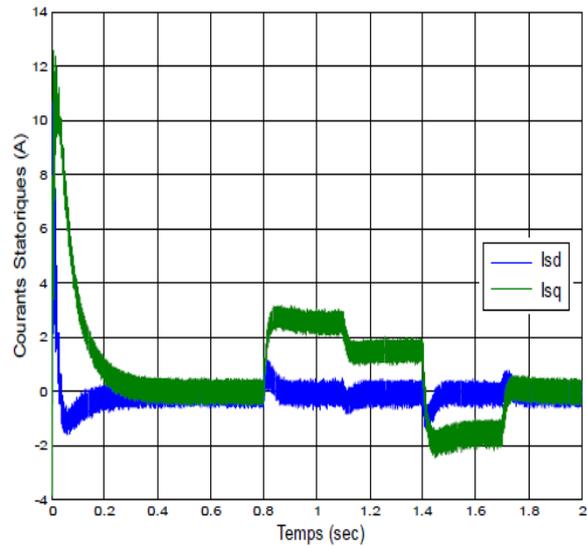
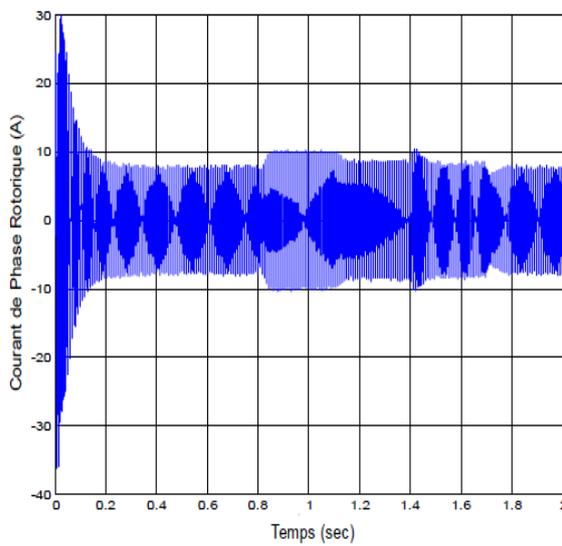
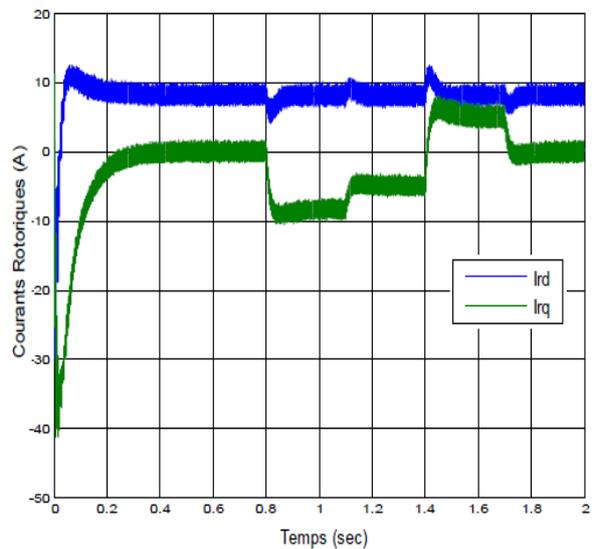
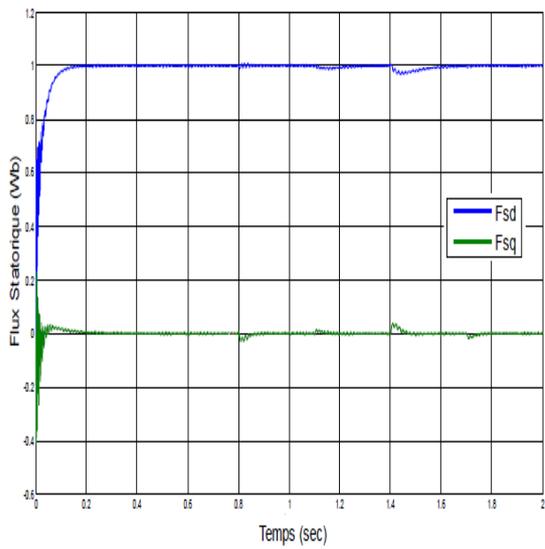
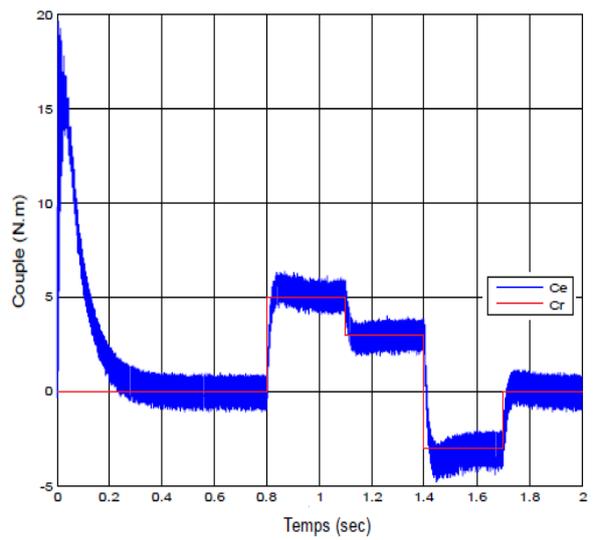
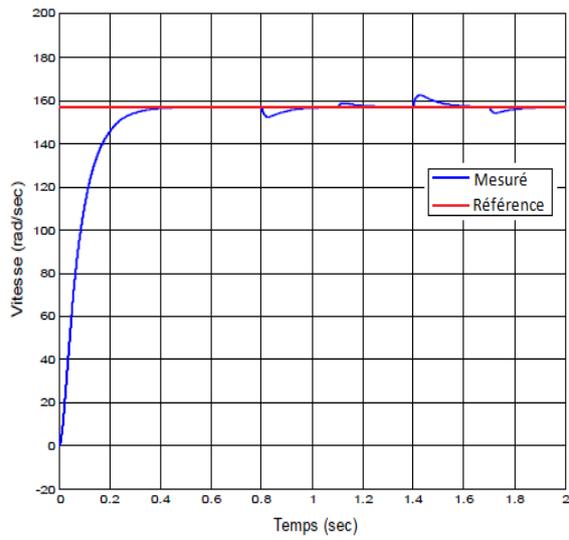
2.14.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit:

$$\text{Temps (Sec)} = [0 \ 0.8 \ 0.8 \ 1.1 \ 1.1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.7 \ 1.7];$$

$$C_r \text{ (N.m)} = [0 \ 0 \ 5 \ 5 \ 3 \ 3 \ -3 \ -3 \ 0];$$

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (2.25).



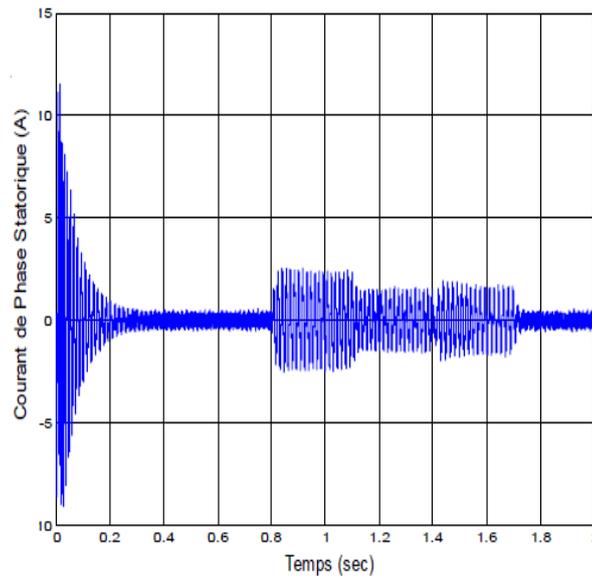


Fig 2.25. Résultats de simulation lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

D'après ces résultats de simulation (Figure 2.25), On remarque une consigne de flux statorique constante, d'autre part on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent.

2.14.2 Tests de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MADA, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique.

2.14.2.1 Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe de la MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

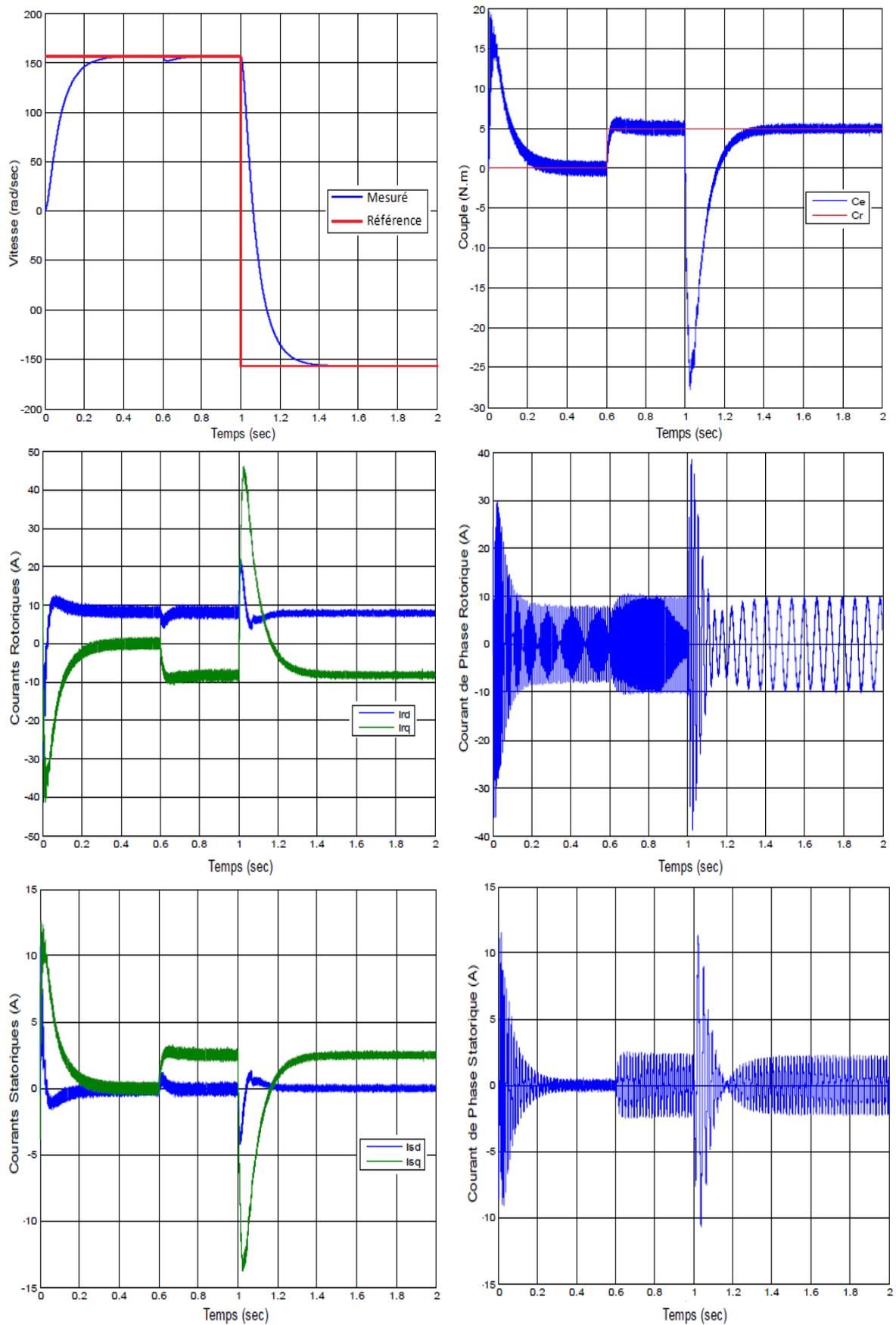


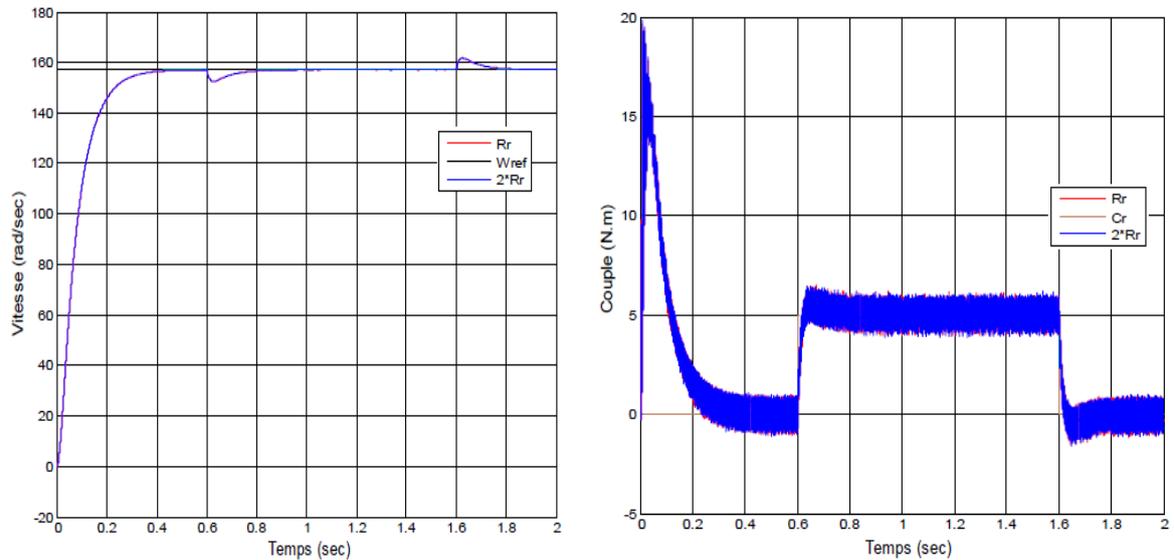
Fig 2.26 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

D'après les résultats obtenus (figure 2.26) , on constate que le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation ne provoquent aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse. Ce changement se fait rapidement, mais, il en résulte des oscillations et/ou des pics au niveau des autres réponses. En effet, le couple électromagnétique marque un pic et les courants de phase statorique et rotorique marquent aussi des pics de 11.5 A et 39.7 A respectivement.

2.14.2.2 Variation au niveau de la résistance rotorique

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à $t = 0.6$ sec et éliminé à $t = 1.6$ sec, tout en imposant la vitesse de référence $W = 157$ rad/sec .

Dans ce test, on fait augmenter la valeur de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont exposés sur la Figure.2.27



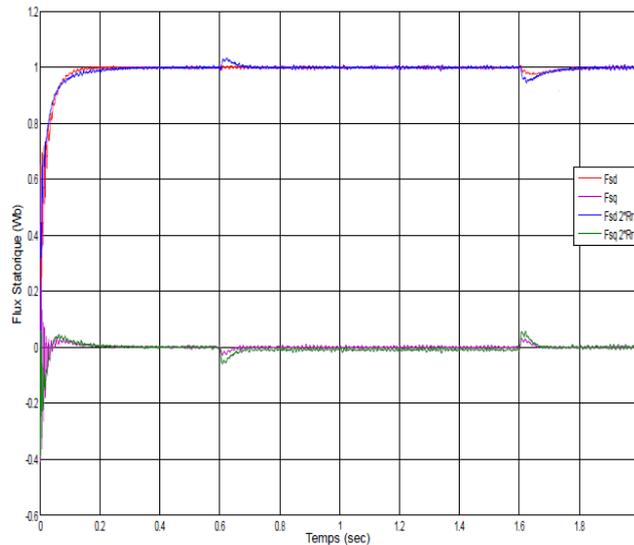


Fig 2.27. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale.

D'après ces résultats (figure 2.27) on remarque bien que la variation de la résistance statorique n'influe pas sur la vitesse, ce qui montre la robustesse de la commande exposés face à ces variations.

2.15 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la commande vectorielle par orientation du flux statorique qui permet de traiter la machine asynchrone à double alimentation. Cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu. Au long de ce chapitre, on a présenté la structure de la commande de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, munie d'un régulateur PI classique. ce dernier ne maîtrise pas en tout temps ces variations. il est relativement robuste face à la variation des résistances. Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le PI classique, on appliquera la commande par mode de glissement qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Commande par mode de Glissement de la MADA

3.1. INTRODUCTION

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple : frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [58].

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [59].

L'utilisation des algorithmes robustes (vis-à-vis de ces non linéarités et de ces perturbations) est donc souhaitable aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant. Dans notre travail, nous fixons le même cahier des charges que celui utilisé lors d'un régulateur classique [60].

L'étude présentée dans ce chapitre concerne les algorithmes de commande à régime glissant appliqués à la MADA pour le contrôle en vitesse. Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle à structure variable utilisant le mode de glissement, puis les étapes à suivre pour concevoir cette commande.

3.2. Principe du Réglage par Mode Glissant

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où la phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [61] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
 - La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
 - La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant [62] :

$$\frac{dx}{dt} = F(x, t) + g(x, t)U \quad (3.1)$$

Où $x \in X$, un ouvert de R_n et U est la fonction de commande (discontinue).

$U : R_n \rightarrow R$, $F(x, t)$ et $g(x, t)$; des champs des vecteurs définis dans un ouvert de R_n , avec $g(x, t) \neq 0, \forall : x \in X$.

Soit s une fonction continue $s : x \rightarrow R$; dont le gradient est non nul sur x , l'ensemble : $s = \{x \in R_n : s(x) = 0\}$, définie une surface régulière de dimension $(n - 1)$ dans x , appelée aussi surface de glissement.

Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants est que la condition de transversalité (3.3), doit être localement satisfaite sur s .

$$L_g s \neq 0 \quad (3.2)$$

Si le régime glissant existe localement sur s alors :

$$L_g s < 0 \quad (3.3)$$

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donnée par le système :

$$\begin{cases} (L_F + g U_{\min} s) + \frac{\partial s}{\partial t} < 0 & \text{si } s \rightarrow 0^+ \\ (L_F + g U_{\max} s) + \frac{\partial s}{\partial t} > 0 & \text{si } s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (3.4)$$

où : $L_g s$, est la dérivée de Lie de la quantité s suivant le champs de vecteur g est donnée par :

$$L_g s = \frac{\partial s}{\partial x} g, \quad \frac{\partial s}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial s}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial s}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

A partir du système d'inégalité (3.4), on arrive à donner les états du système (3.1) par les paramètres de celui-ci, ceci nous conduit donc à délimiter le domaine d'existence des régimes glissants [62].

3.3. L'objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux Points essentiels :

***synthétiser une surface $S(\mathbf{x}, t)$** telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désire de poursuite, régulation et stabilité ; la surface de commutation associée au système de commande à structure variable, est appelée hyper surface de glissement

* **déterminer une loi de commande (commutation), $U(\mathbf{x}, t)$** qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $U(\mathbf{x})$ appelée fonction de commutation .dans le cas de modèles linéaires, la fonction de commutation est choisie comme une fonction linéaire.

3.4. Systèmes à structure variables

Dans le système de réglage à structure variable, on peut distinguer trois configurations de base différente [63]:

- La première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable.
- La deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.
- La troisième Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Équivalente

3.4.1. Configuration avec changement de la structure par commutation

d'une contre -réaction d'état variable

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande U_{cm} qui commute rapidement entre deux variables U_{cm1} et U_{cm2} , voir «Fig.3.1», ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande, cet inconvénient empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration .

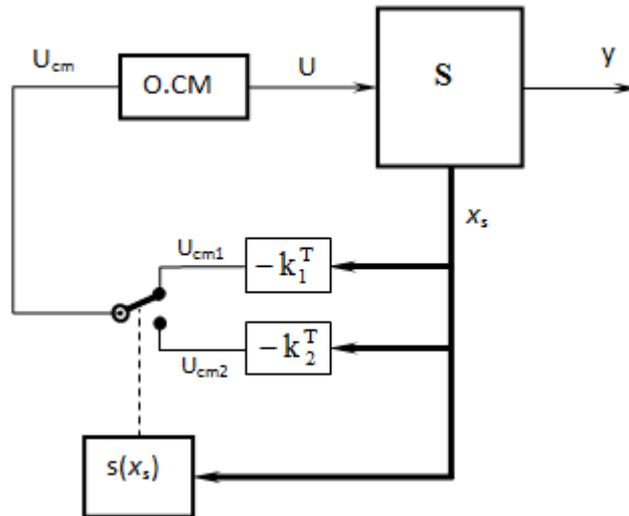


Fig.3.1. Système de réglage à structure variable avec changement de la Structure par commutation d’une contre réaction d’état variable.

- O.CM : organe de commande ;
- s: système à commander ;
- $s(x_s)$: surface de glissement ;
- u_{cm} : tension de commande ;
- x_s : vecteur d’état global de dimension n_s .

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par :

$$U_{cm} = \begin{cases} U_{cm1} = -k_1^T x_s & \text{pour } s(x_s) > 0 \\ U_{cm2} = -k_2^T x_s & \text{pour } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

$k_{1,2}^T$: Gains du retour d’état.

3.4.2. Configuration avec changement de la structure par commutation au Niveau de l’organe de commande

Dans ce cas l’organe de commande (O.CM) doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que les deux valeurs U_{max} et U_{min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

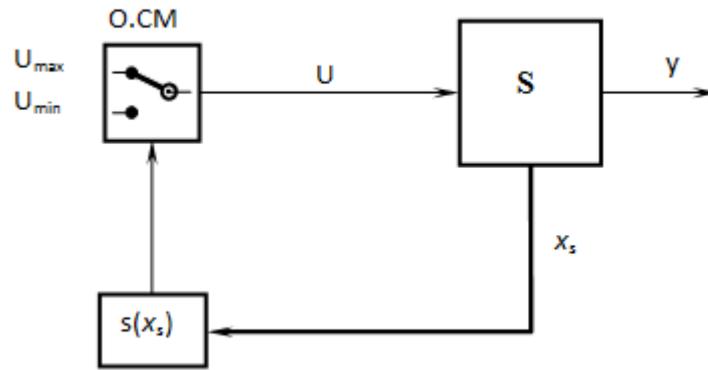


Fig.3.2. Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. L'électronique de puissance met à disposition un organe de commande qui répond parfaitement aux exigences posées ;

c'est le variateur de courant continu à pulsation ; ce dernier est utilisé pour alimenter des moteurs à courant continu, il y a aussi des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation, qui sont employés pour l'alimentation du stator des machines à courant alternatif [64].

3.4.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la Figure 3.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente [64].

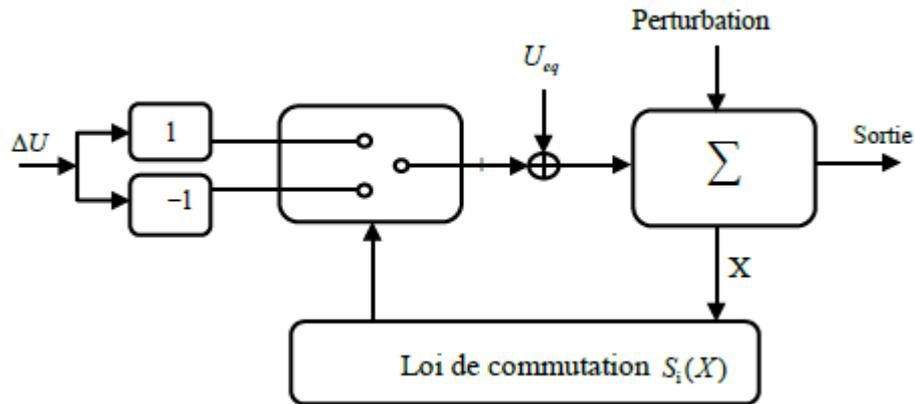


Fig. 3.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

3.5. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [64]. (figure.3.4) :

- ◆ **Le mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ◆ **Mode de glissement (MG) :** C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.
- ◆ **Le mode de régime permanent (MRP) :** Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.

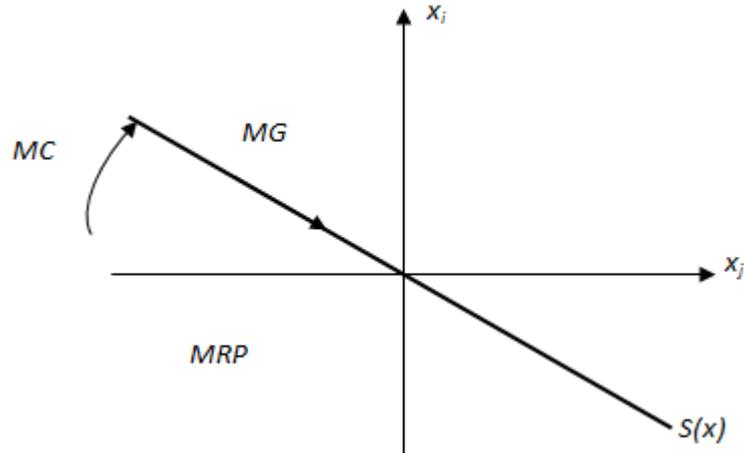


Fig.3.4. Les modes de trajectoire dans le plan de phase

3.6. Conditions d'existence du mode glissant

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement.

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} , ce phénomène est illustré dans la «Fig.3.5», pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{S1} et x_{S2} [65].

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $s(x_S) = 0$ (droite en trait mixte) les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta s'_h$. Une trajectoire avec $U = U_{\max}$ touche au point «a» le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{\min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieure de la zone de hystérèse, elle touche au point «b» le seuil de basculement supérieure au à lieu une commutation sur $U = U_{\max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieure, elle touche au point «c» le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie par la suite, on supposera une hystérèse infiniment petite, dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$s(x_S) = -k_S^T x_S + w k_w = 0 \quad (3.8)$$

Par conséquent le vecteur d'état x_S suit une trajectoire qui respecte cette condition, la fréquence est alors infiniment élevée.

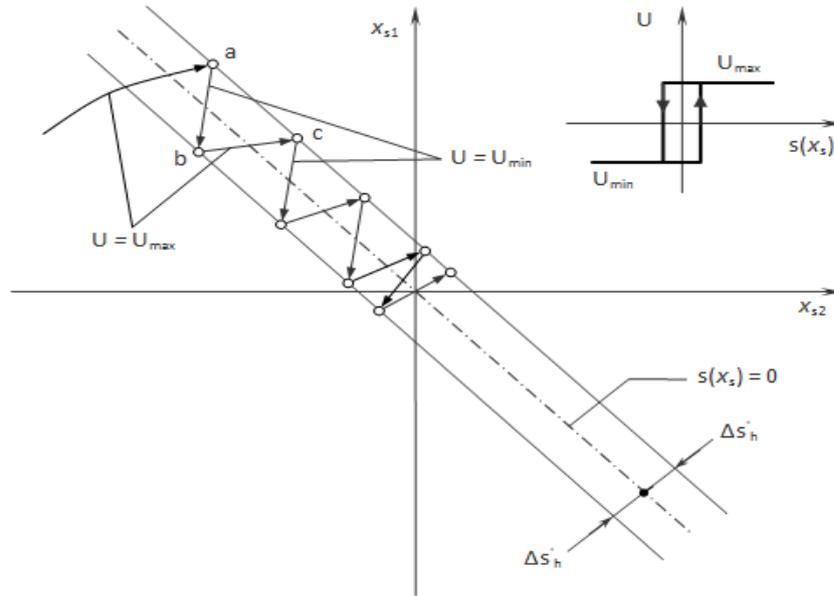


Fig.3.5. Démonstration du mode de glissement.

3.7. Conception de la commande par mode de glissement

3.7.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .en fonction de l'application et de l'objectif visé .En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [66].:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3.9)$$

il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension «m» .En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état .

Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état », Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation .Son inconvénient majeur réside dans le faite qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \tag{3.10}$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre " r ".

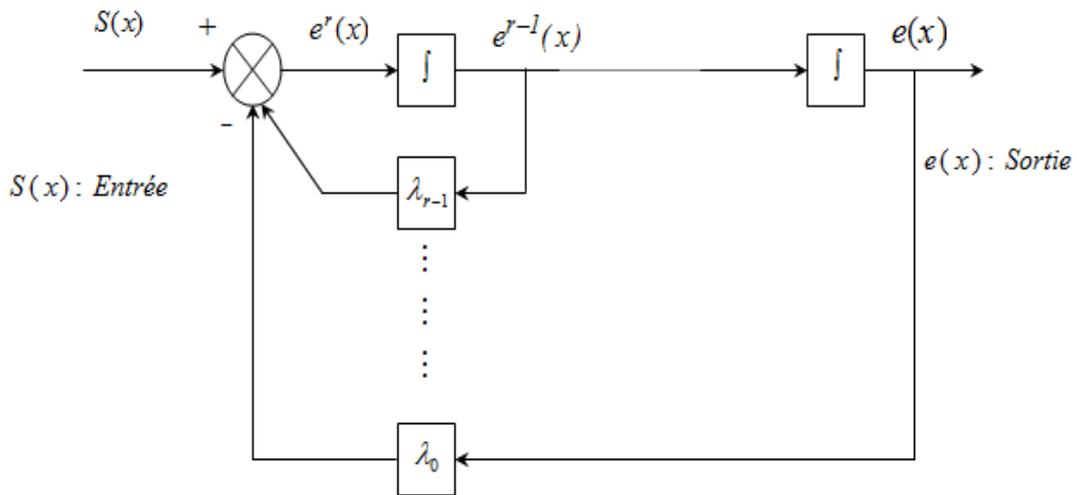


Fig.3.6. Linéarisation exacte de l'écart.

3.7.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

3.7.2.1. Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par **EMILYANOV** et **UTKIN**. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [38,66] :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (3.11)$$

3.7.2.2. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [38].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.12)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.13)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.14)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure 3.7). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

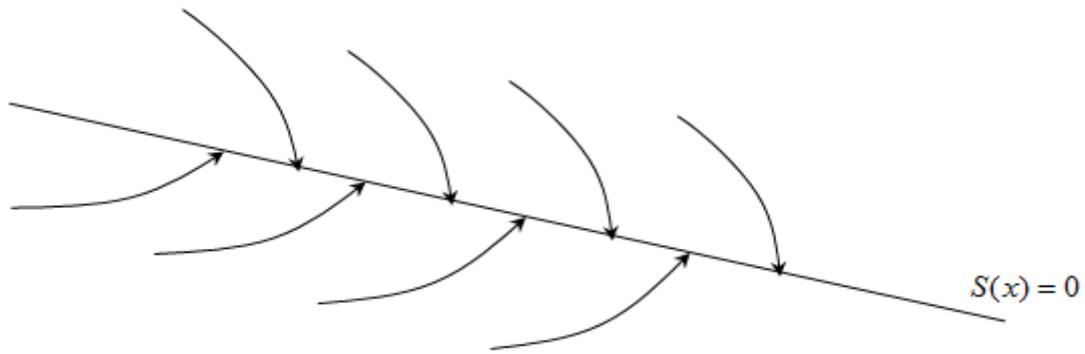


Fig.3.7. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

3.7.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [67].

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{Max} et u_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure 3.8). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

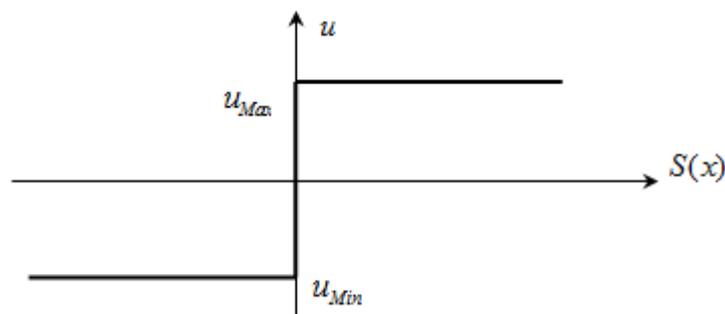


Fig.3.8. Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

a. Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.15)$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par **Filipov** et **Utkin** [38]. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

$u_N(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(x) = u_N$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{Max} et u_{Min} .

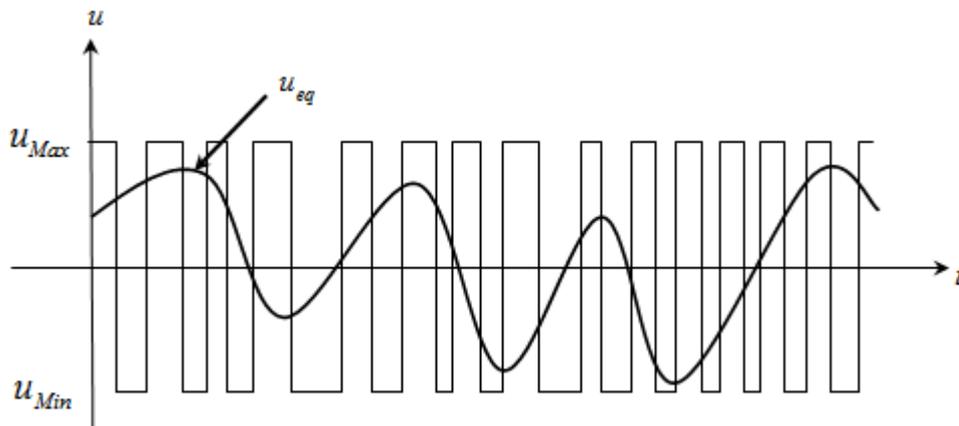


Fig.3.9. La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

b. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.15) [66].

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (3.16)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.17)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (3.18)$$

en mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro) .Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (3.19)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (3.19) dans l'équation (3.15) .Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (3.20)$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (3.21)$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure 3.10) .Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.22)$$

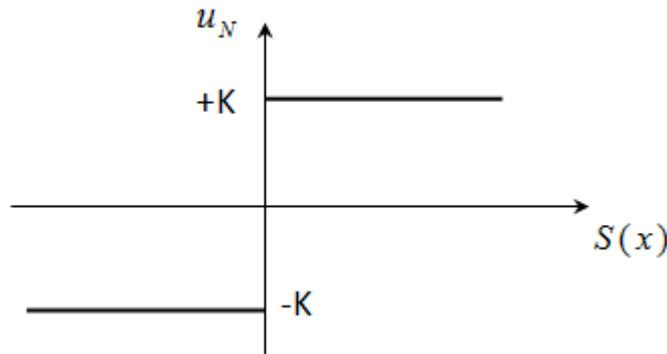


Fig .3.10. Représentation de la fonction « SIGN »

En remplaçant l'expression (3.22) dans (3.21), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (3.23)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (3.22). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [64,66].

3.7.4. Elimination du phénomène de Chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [64,65].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [38,66,68] (Figure 3.11) :

- Fonction SAT :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases} \quad (3.24)$$

μ : Un paramètre petit et positif.

- Fonction SMOOTH :

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure 3.12) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.25)$$

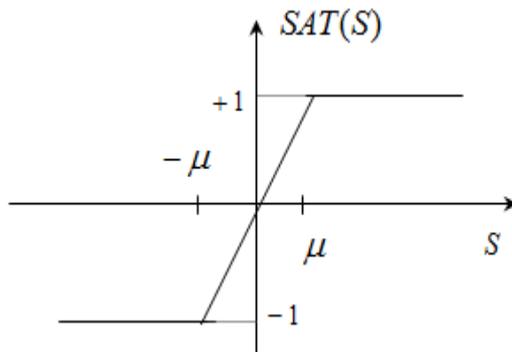


Figure 3. 11. Fonction « SAT »

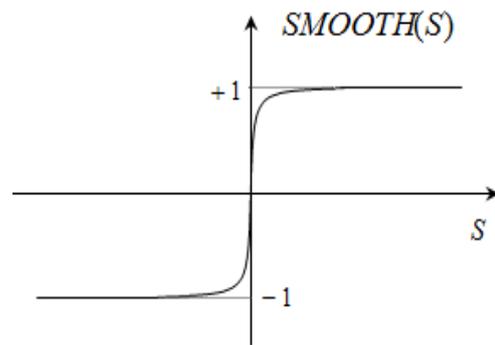


Figure 3. 12. Fonction « SMOOTH »

3.8. Application de la commande par mode glissant à la MADA

nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode de glissement au moteur asynchrone à double alimentation afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation , L'intérêt pour cette approche de commande est du à sa robustesse aussi, elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamiques avec un minimum de complexité de la loi de commande [63,66]. En utilisant la structure de commande en cascade, le schéma de principe pour la commande du MADA est donné à la Figure 3.13 :

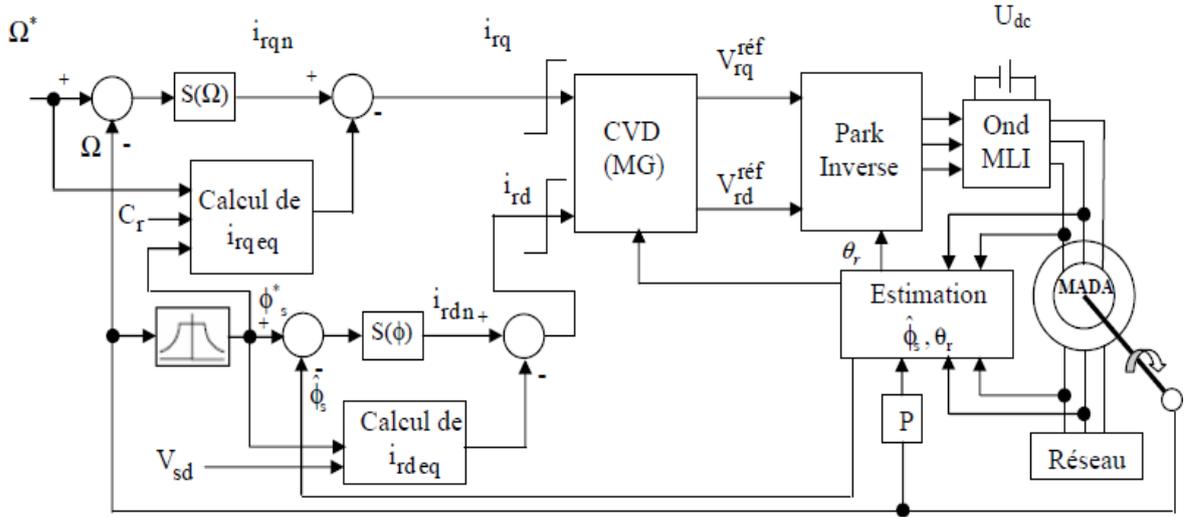


Fig. 3.13. Schéma de principe pour la commande par mode glissant du MADA

à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système d'équations d'états de la MADA suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \end{cases} \quad (3.26)$$

$$i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (3.27)$$

$$\frac{d\phi_{sd}}{M} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (3.28)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(\frac{P.M}{L_s} (i_{rq} \cdot \phi_{sd}) + f\Omega + C_r \right) \quad (3.29)$$

3.8.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par [38,63,66]:

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.30)$$

Pour $r = 1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (3.35) comme suit :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.31)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (3.32)$$

En substituant l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (3.29) dans l'équation (3.32), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \left(-\frac{P.M}{L_s} (i_{rq} \cdot \varphi_{sd}) - f\Omega - C_r \right) \quad (3.33)$$

On prend :

$$I_{rq}^{ref} = I_{rq}^{eq} + I_{rq}^s \quad (3.34)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(\Omega) = 0$,

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \quad , \quad I_{rq}^s = 0$$

Où la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rq}^{eq} = -\frac{J_t L_s}{p.M \cdot \varphi_{sd}} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) \quad (3.35)$$

Et

$$I_{rq}^s = K_{I_{rq}} \cdot sat(S(\Omega)) \quad (3.36)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, la constante $K_{I_{rq}}$ doit être négative.

3.8.2 Surface de régulation du flux statorique

On a :

$$S(\varphi_{sd}) = \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \quad (3.37)$$

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \dot{\varphi}_{sd} \quad (3.38)$$

En substituant l'expression de $\dot{\varphi}_{sd}$ de l'équation (3.27) dans l'équation (3.38), on obtient :

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (3.39)$$

On prend :

$$I_{rd}^{ref} = I_{rd}^{eq} + I_{rd}^s \quad (3.40)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(\varphi_{sd}) = 0$, $\dot{S}(\varphi_{sd}) = 0$,

$$I_{rd}^s = 0$$

Où la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rq}^{eq} = \frac{T_s}{M} \left(\dot{\varphi}_s^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (3.41)$$

Et :

$$I_{rq}^s = K_{I_{rd}} \cdot sat(S(\Omega)) \quad (3.42)$$

Avec : $K_{I_{rd}}$ constante positive

3.8.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation

Afin de limiter tous les dépassements possible du courant I_{rd} nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$I_{rd}^{lim} = I_{rd}^{max} sat(I_{rd}) \quad (3.43)$$

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (3.44)$$

Pour $r = I$, l'équation diverse de commande du courant statorique directe peut être obtenue par :

$$S(I_{rd}) = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (3.45)$$

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{lim} - \dot{I}_{rd} \quad (3.46)$$

En substituant l'expression de \dot{I}_{rd} de l'équation (3.31) dans l'équation (3.51), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (3.47)$$

La tension de référence de commande V_{rd}^{ref} est définie par :

$$V_{rd}^{ref} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^s \quad (3.48)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(I_{rd}) = 0$, $\dot{S}(I_{rd}) = 0$,

$$V_{rd}^s = 0$$

Donc la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{i}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (3.49)$$

L'expression (3.32) dans (3.54) donne :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{i}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma T_r} I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (3.50)$$

Et

$$V_{rd}^s = K_{V_{rd}} \cdot sat(S(I_{rd})) \quad (3.51)$$

avec $K_{V_{rd}}$: constante positive.

3.8.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

Afin de limiter tous les dépassements possible du courant I_{rq} , nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$I_{rq}^{lim} = I_{rq}^{max} sat(I_{rq}) \quad (3.52)$$

Pour $r=1$, l'équation diverse de commande du courant statorique directe peut être obtenue par :

$$S(I_{rq}) = I_{rq}^{lim} - I_{rq} \quad (3.53)$$

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{lim} - \dot{i}_{rq} \quad (3.54)$$

En substituant l'expression de \dot{i}_{rq} de l'équation (3.26) dans l'équation (3.54), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \omega_s \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (3.55)$$

La tension de référence de commande V_{rq}^{ref} est définie par :

$$V_{rq}^{ref} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^s \quad (3.56)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(I_{rq}) = 0$, $\dot{S}(I_{rq}) = 0$,

$$V_{rq}^s = 0$$

Donc la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rq}^{eq} = \left(\dot{i}_{rq}^{lim} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \omega_s \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (3.57)$$

Et

$$V_{rq}^s = K_{V_{rq}} \cdot \text{sat}(S(I_{rq})) \tag{3.58}$$

Avec $K_{V_{rq}}$: constante positive.

3.9. Résultats de Simulation

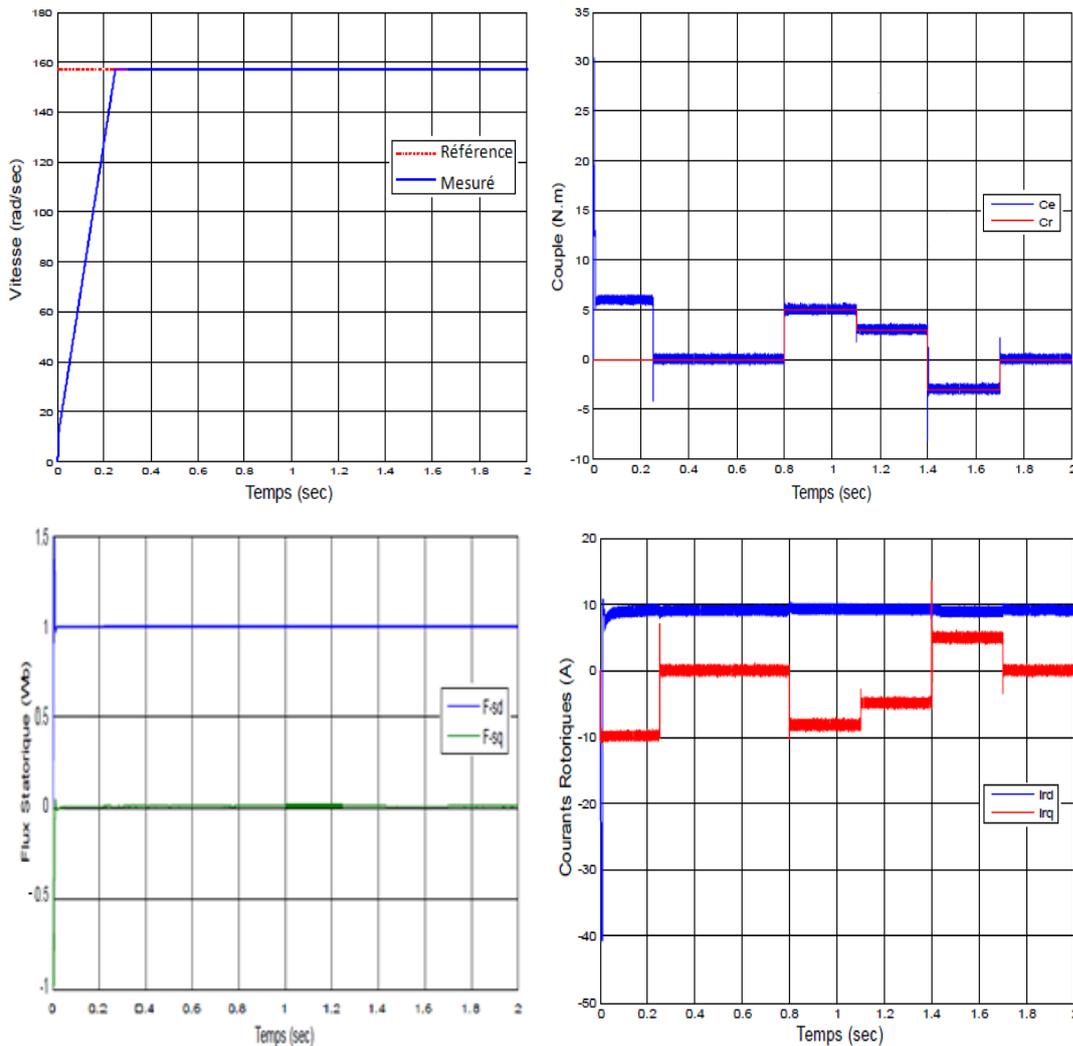
3.9.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec) = [0 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7];

C_r (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0];

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (3.14).



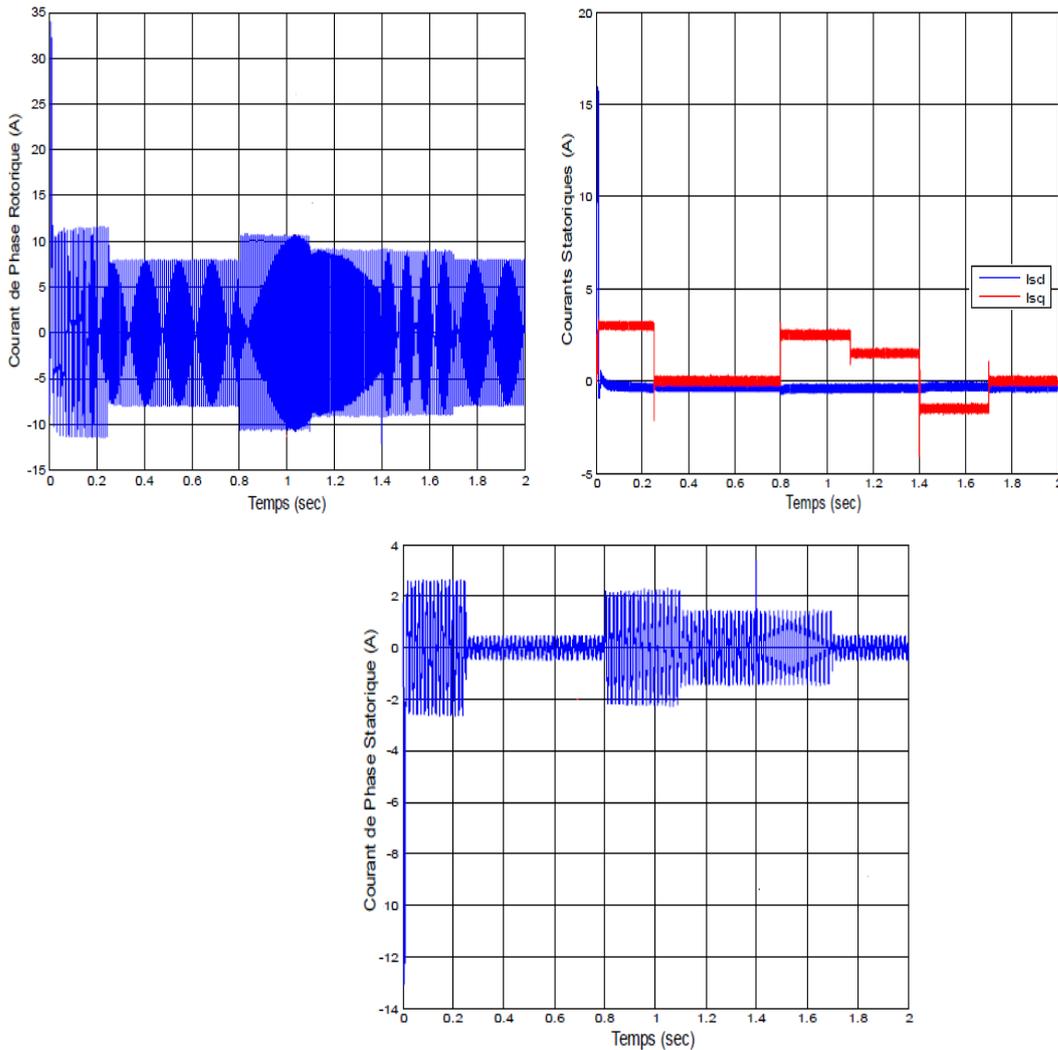


Fig. 3.14. Résultats de simulation de la Commande par mode glissant lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

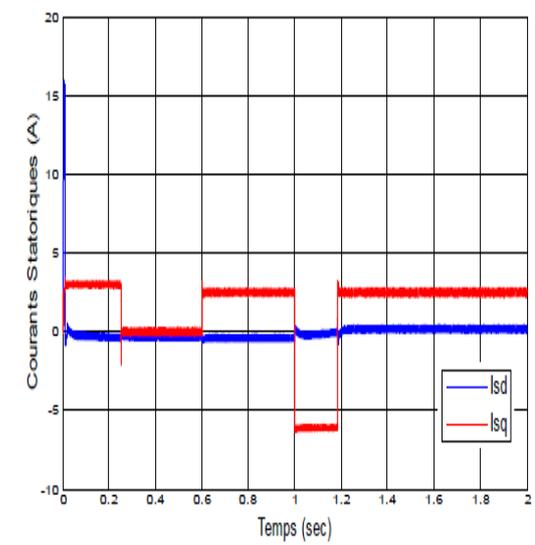
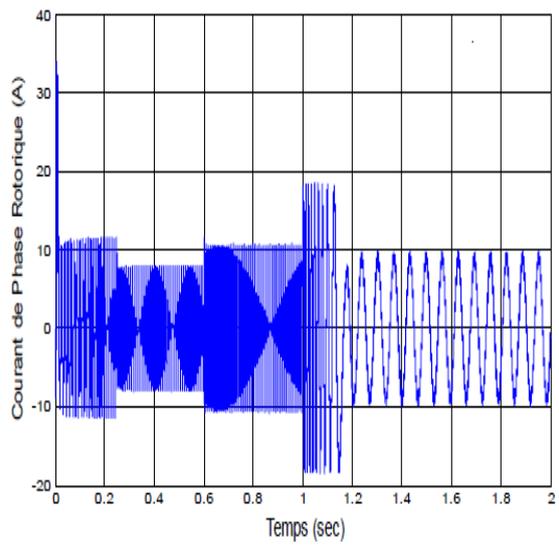
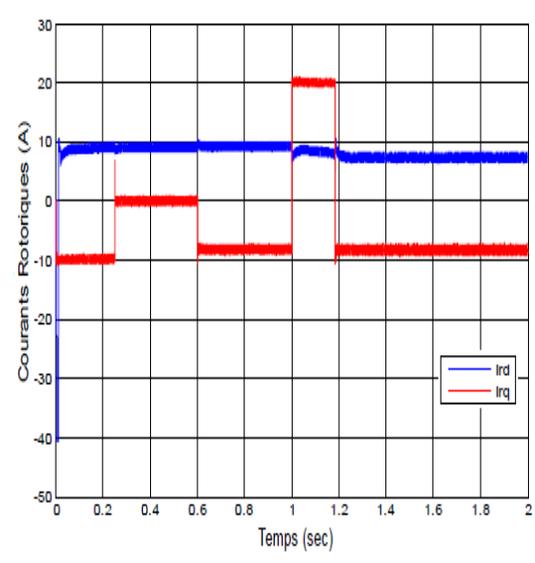
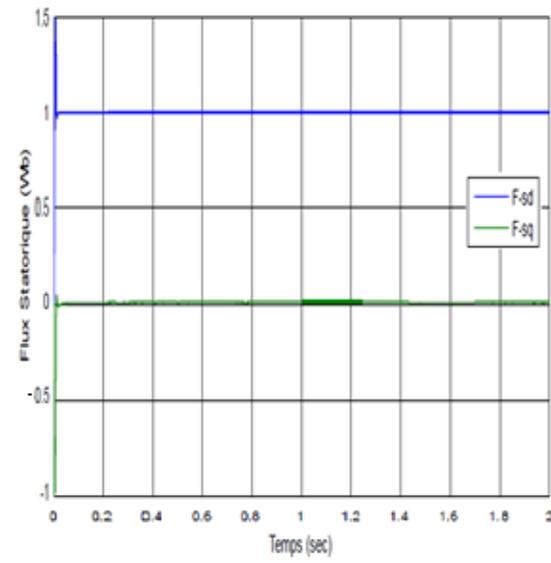
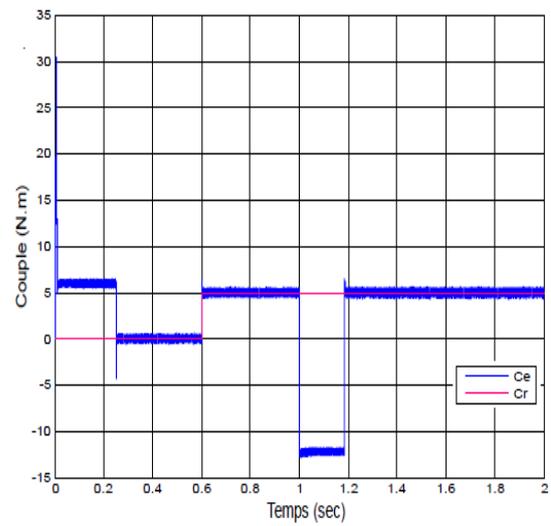
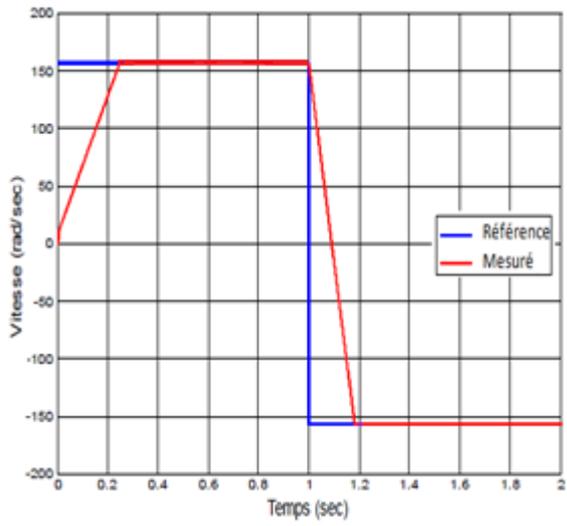
On note que l'introduction des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse et aussi du flux, ce qui montre bien la robustesse du régulateur par mode de glissement face à ces perturbations.

3.9.2 Tests de robustesse

3.9.2.1 Inversion du sens de rotation

Après un démarrage à vide du MADA, on applique un couple de charge de 5N.m à $t = 0.6$ sec, puis nous avons procédé à une inversion du sens de rotation de 157 rad/sec à -157 rad/sec à $t = 1$ sec.

Les résultats obtenus sont représentés par la figure (3.15) .



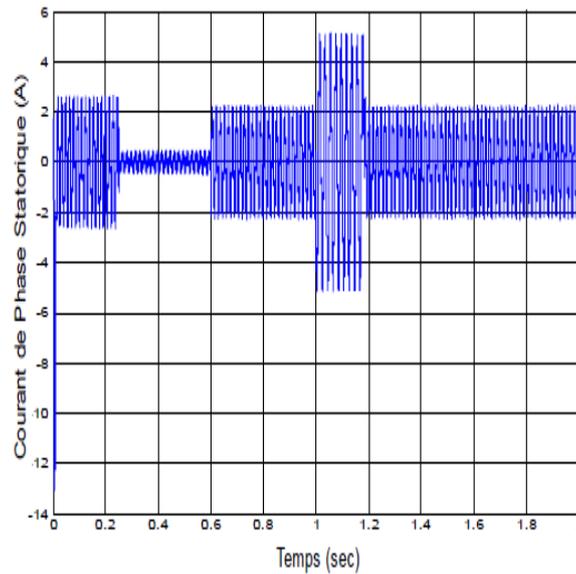


Fig 3.15. Réponse du système de régulation de vitesse par mode de glissement lors de l'inversion du sens de rotation

D'après ces résultats, on constate que l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode de glissement.

3.9.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande par mode de glissement face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à $t = 0.6$ sec et éliminé à $t = 1.6$ sec, tout en imposant la vitesse de référence $W = 157$ rad/sec .

Dans ce test, on fait augmenter la valeur de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale.

La figure (3.16) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $2 \cdot R_r$).

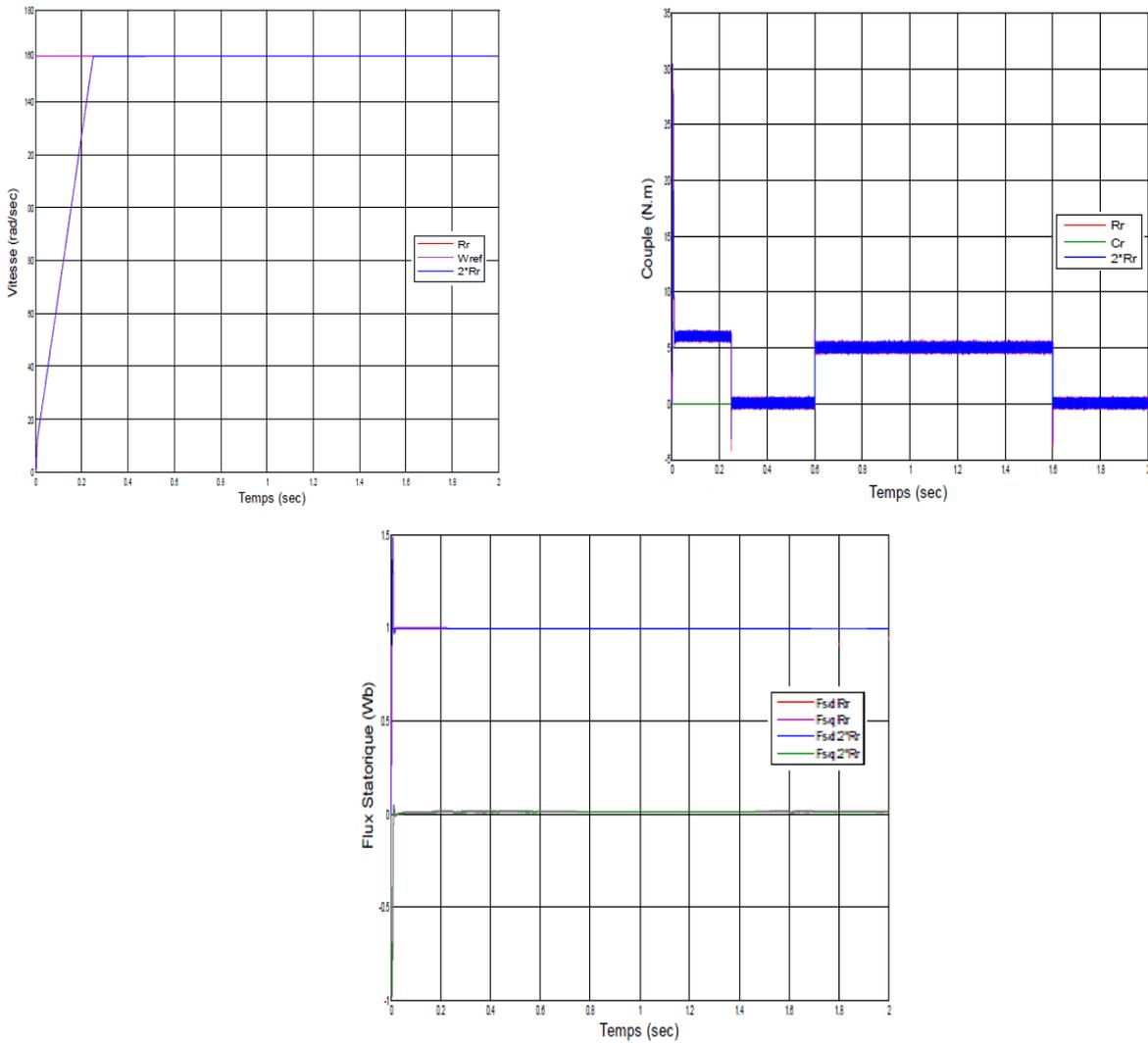


Fig 3.16. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique (R_r de +100% de sa valeur nominale).

D'après les résultats obtenus (Fig 3.16), On remarque que la vitesse, le couple, le flux, et le courant statorique ne changent pas. On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la (CMG) en présence de variation paramétrique.

3.10. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande par mode de glissement de la Machine asynchrone à double alimentation, Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé l'algorithme de commande avec ses différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la régulation du MADA, dont le but est de régler la vitesse de cette machine. Nous avons basé dans notre étude sur la structure de régulation en cascade. Les résultats de simulation montrent que la commande par mode de glissement est une commande robuste vis-à-vis des variations paramétriques, malheureusement elle oscille très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence (phénomène de broutements ou chattering) qui risque d'endommager ce dernier.

Ce problème a fait l'objet des recherches pour remédier ce phénomène de chattering de manière à réduire les fortes oscillations de l'organe fournisseur de commande.

Dans le prochain chapitre, une autre approche du réglage sera évoquée, qui s'appelle la commande par Logique Floue .

Chapitre 4

Commande par Logique Floue de La MADA

4.1. INTRODUCTION

La logique floue est une branche des mathématiques, basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. A ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base de la logique floue [69].

Dans ce chapitre nous présentons deux parties principales. Dans la première partie on présente les éléments théoriques de la logique floue type-1 ainsi que leur application à la commande non linéaire de la machine asynchrone double alimentation . La deuxième partie sera consacrée à la conception d'un régulateur flou type-2 et une commande floue type-2 de la MADA.

4.2. Principe de la logique floue

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique, [69,70,71,72] . À partir des années 70 cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes,[73,74]. Ces travaux permettaient de mettre en oeuvre des commandes de façon heuristique. Dans les années 80 la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre de commande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique.

4.3. Variables linguistiques

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme par exemple: très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance,[75,76].

4.4. Fonctions d'appartenance

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction; notée :

$\mu_E(x)$: degré d'appartenance de x au sous ensemble E .

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué dans [75]. La figure (4.1) donne quelques fonctions d'appartenance.

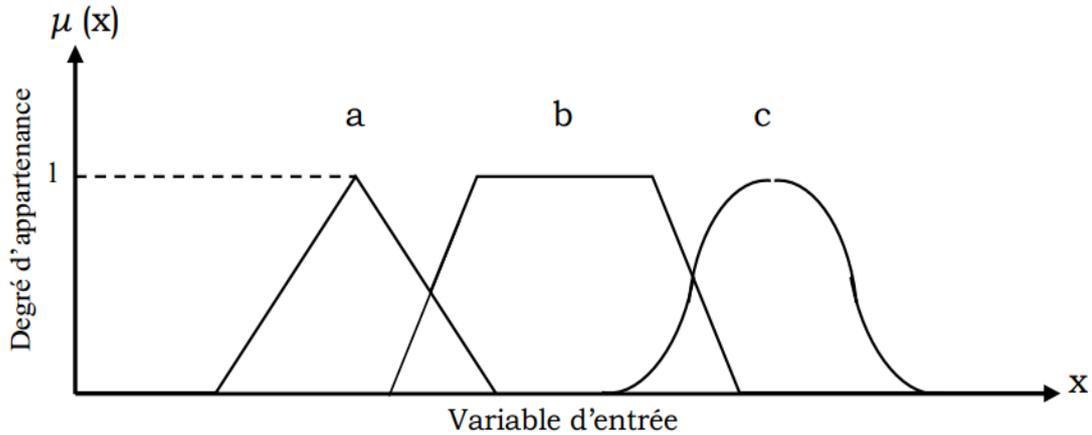


Fig. 4.1.Exemple de fonctions d'appartenance.

- a) Fonction triangulaire.
- b) Fonction trapézoïdale.
- c) Fonction gaussienne.

4.5. Structure de base d'un contrôleur flou

Le schéma synoptique générale d'un contrôleur flou est représenté dans la figure (4.2), [72,73], [77,78] :

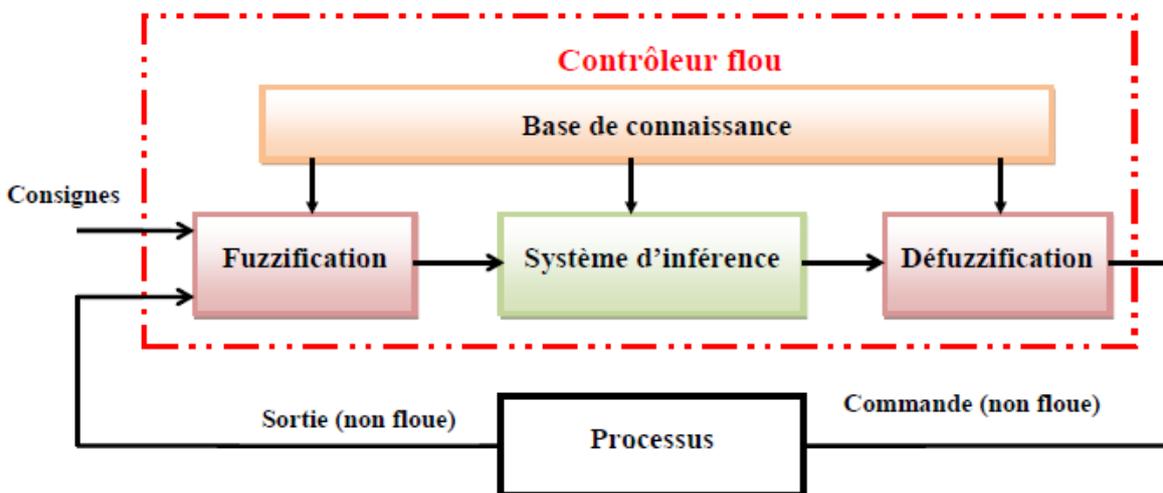


Fig. 4.2. Schéma synoptique d'un contrôleur flou

4.5.1. Base de connaissances

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

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation, [79].
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles:

Si < condition > Alors < conséquence >.

4.5.2. Fuzzification

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues).

Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée $e_k = 0.45$.

Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure (4.3). On remarque que pour cette erreur correspond les ensembles flous PP et PM avec les degrés d'appartenance $\mu_{PP}(e_k) = 0.75$ et $\mu_{PM}(e_k) = 0.25$.

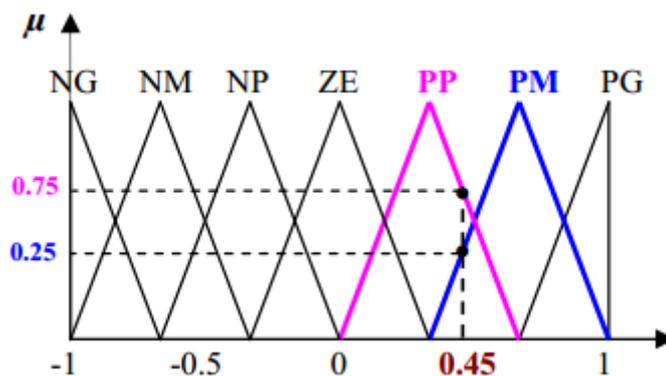


Fig. 4.3.Exemple de fuzzification

4.5.3. Règles d'inférence floue

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence, dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau.

Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées, [80,81]. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle, le tableau 4.1 présente la matrice d'inférence à sept règles.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-Produit, somme-produit et Max-Min (Implication de Mamdani),[82], cette dernière méthode la plus utilisée à cause de sa simplicité, elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max, [83,84].

4.5.4. Défuzzification

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont,[85]:

4.5.4.1. Méthode du maximum

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (par fois on trouve deux valeurs maximales).

4.5.4.2. Méthode de la moyenne des maxima

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale,[75].

4.5.4.3. Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité Δu_n peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante :

$$\Delta u_n = \frac{\int x.\mu(x).dx}{\int \mu(x).dx} \quad (4.1)$$

Nous sommes intéressés à cette dernière méthode à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique.

4.6. Application de la logique floue type-1 pour le réglage de vitesse de la MADA

4.6.1 Les étapes de conception d'un système floue type-1

4.6.1.1 Définition des variables du système

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

4.6.1.2 Choix de la partition floue type-1

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours.

Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [66].

4.6.1.3 Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [66].

4.6.2 Synthèse du régulateur floue de vitesse

4.6.2.1 Régulateur PI – floue type 1

Dans cette partie nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse par un régulateur flou [66,87] au sein d'une commande directe.

Pour ce faire nous reprenons le schéma interne du régulateur flou type-1, figure 4.4.

Le contrôleur flou est fondamentalement tracer non linéaire statique d'entrée/sortie, l'action du contrôleur peut être écrite sous la forme [87]:

$$u = K_e \cdot e + K_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad (4.2)$$

La sortie flou-PI est:

$$y = K_p \cdot u + \int K_i \cdot u \quad (4.3)$$

Où: K_e est le gain de l'erreur de vitesse, $K_{\Delta e}$ est le gain de la variation de l'erreur de vitesse, K_p est le facteur proportionnel; K_i est le facteur intégral e est l'erreur de vitesse, Δe est la variation de l'erreur de vitesse, u est la sortie floue.

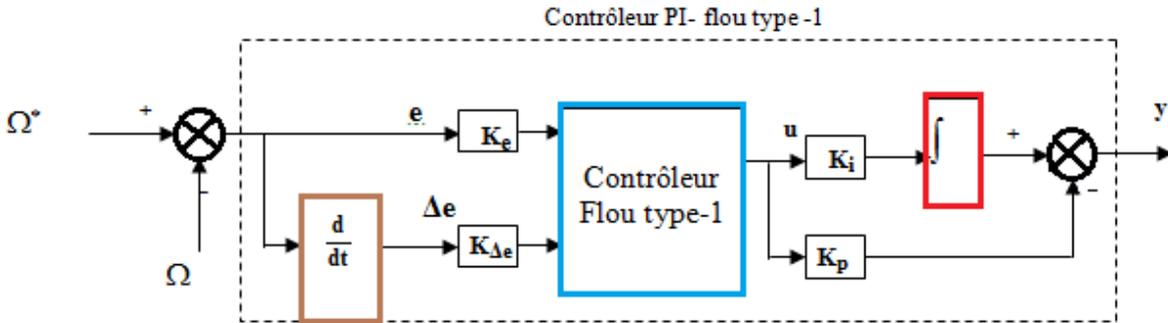


Fig. 4.4. Structure interne du contrôleur PI- flou type-1 de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons:

e : l'erreur, elle est définie par: $e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k)$

Où:

Ω^* : est la vitesse de référence.

Δe : la variation de l'erreur, elle est approchée par:

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) .$$

Vu l'absence de procédures systématiques permettant le choix des différents paramètres du régulateur flou-PI, nous avons retenu ce qui suit:

- De par leur simplicité, les fonctions d'appartenance triangulaire sont choisies pour couvrir les ensembles de référence des variables linguistiques;
- La méthode de Mamdani Max-min est retenue pour réaliser l'inférence floue;
- La méthode du centre de gravité est sélectionnée pour déffuzifier la sortie floue;

On prend comme entrée du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation du MADA $e = \Omega^* - \Omega$ et sa variation Δe , et comme sortie la variation de la commande u [66,88].

La figure 4.5 montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées e , Δe et de la sortie u respectivement;

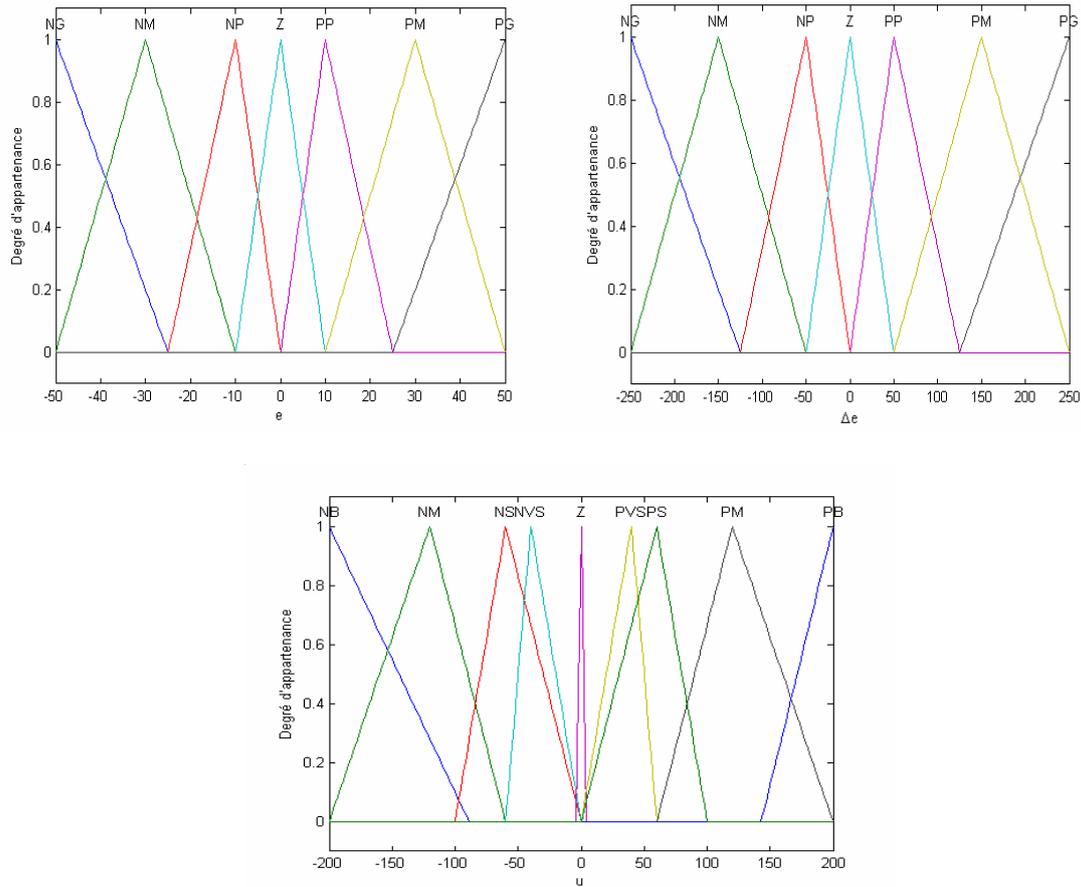


Fig. 4.5. Fonctions d'appartenance des entrées (e , Δe) et de la sortie (u).

Les sous-ensembles d'appartenance floue ont été notés comme suit:

Z : Zéro

NG : Négatif Grand

PG : Positif Grand

NM : Négatif Moyen

PM : Positif Moyen

NP : Négatif Petit

PP : Positif Petit

NTP : Négatif Très Petit

PTP : Positif Très Petit

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées qui sont déduites à partir de la table d'inférence. Celle-ci regroupe, dans ce cas, 49 règles comme la montre le tableau 4.1.

$\Delta e \backslash e$	e	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG		NG	NG	NG	NM	NP	NTP	Z
NM		NG	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP
NP		NG	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP
Z		NM	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM
PP		NP	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG
PM		NTP	Z	PTP	PP	PM	PG	PG
PG		Z	PTP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau 4.1. Matrice d'inférence des règles floues.

Le régulateur flou type-1 à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique Figure 4.6, Cette dernière exprime les variations de la valeur réelle de la sortie du régulateur en fonction des entrées quand ces dernières parcourent l'univers de discours [66].

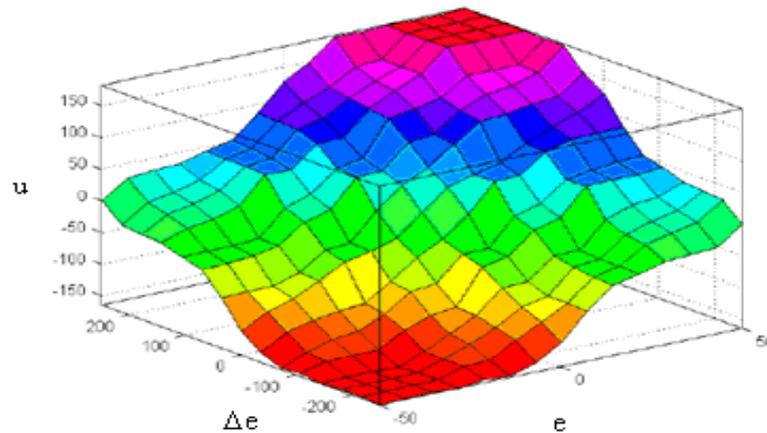


Fig 4.6. Surface caractéristique d'un régulateur flou.

4.7 Schéma de Commande Flou type-1 du MADA

Ce schéma figure 4.7 général pour la commande de moteur asynchrone à double alimentation peut aussi bien s'appliquer dans le cas de la régulation classique, que dans le cas de la commande par logique floue type-1.

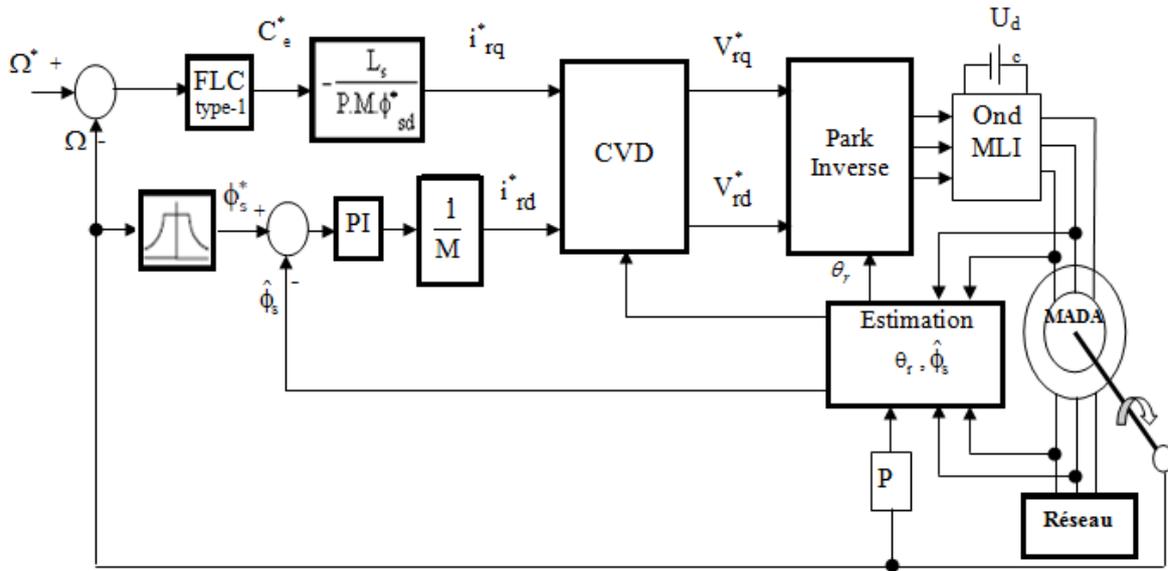
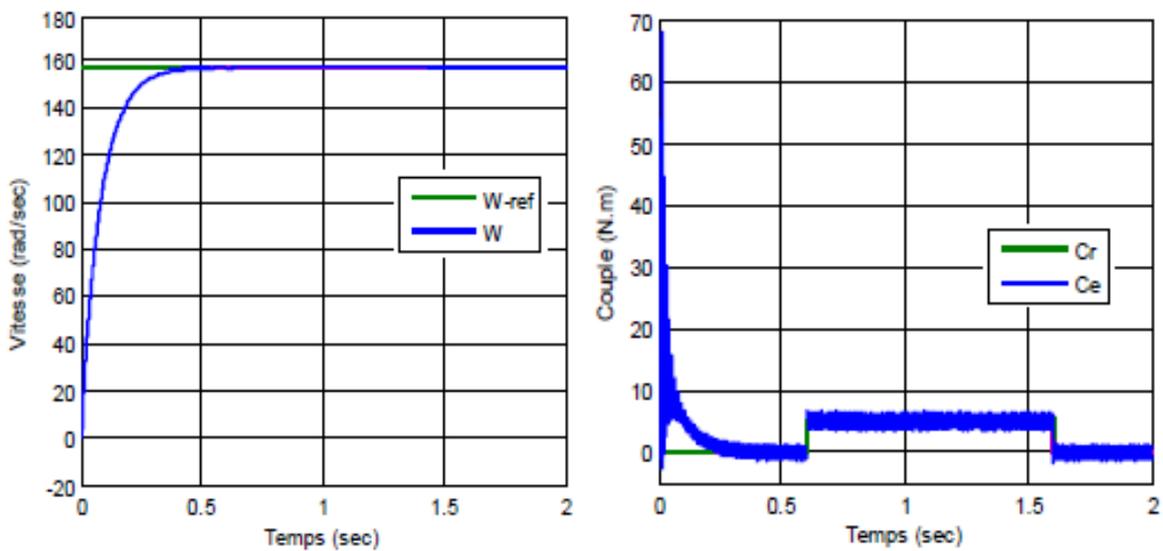


Fig 4.7. Structure de réglage par un régulateur PI- flou type-1 de la vitesse du MADA.

4.8. Résultats de Simulation

4.8.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

La figure (4.8) , représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps .



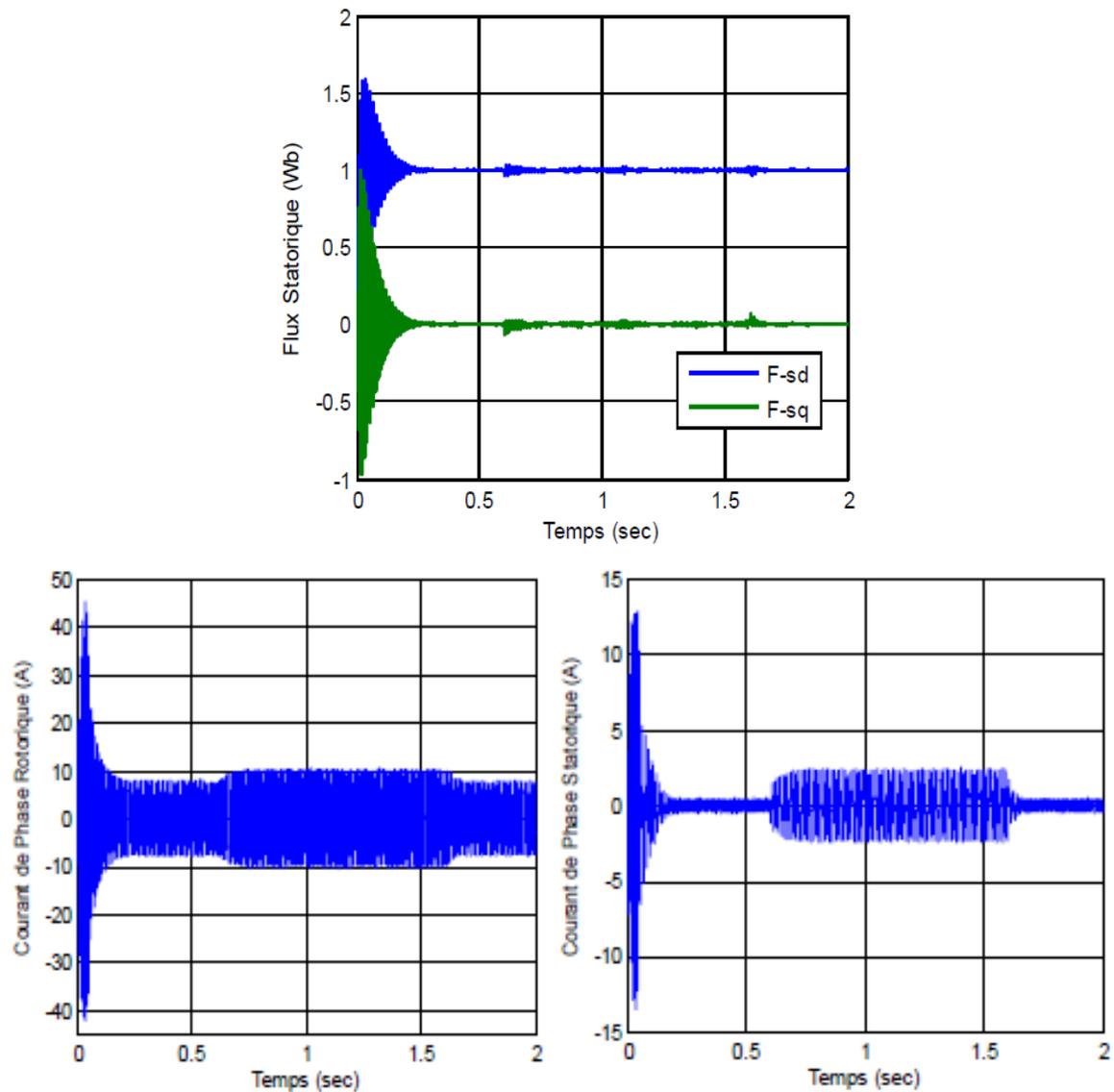


Fig. 4.8. Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue type-1 lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

D'après les résultats obtenus (figure 4.8), on peut constater que :

- la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique.
- De plus, l'allure du couple marque un pic supérieur à celui marqué dans le cas du PI classique .

4.8.2. Tests de robustesse

4.8.2.1. Variation au niveau de la résistance rotorique

La figure (4.9) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $2 \cdot R_r$).

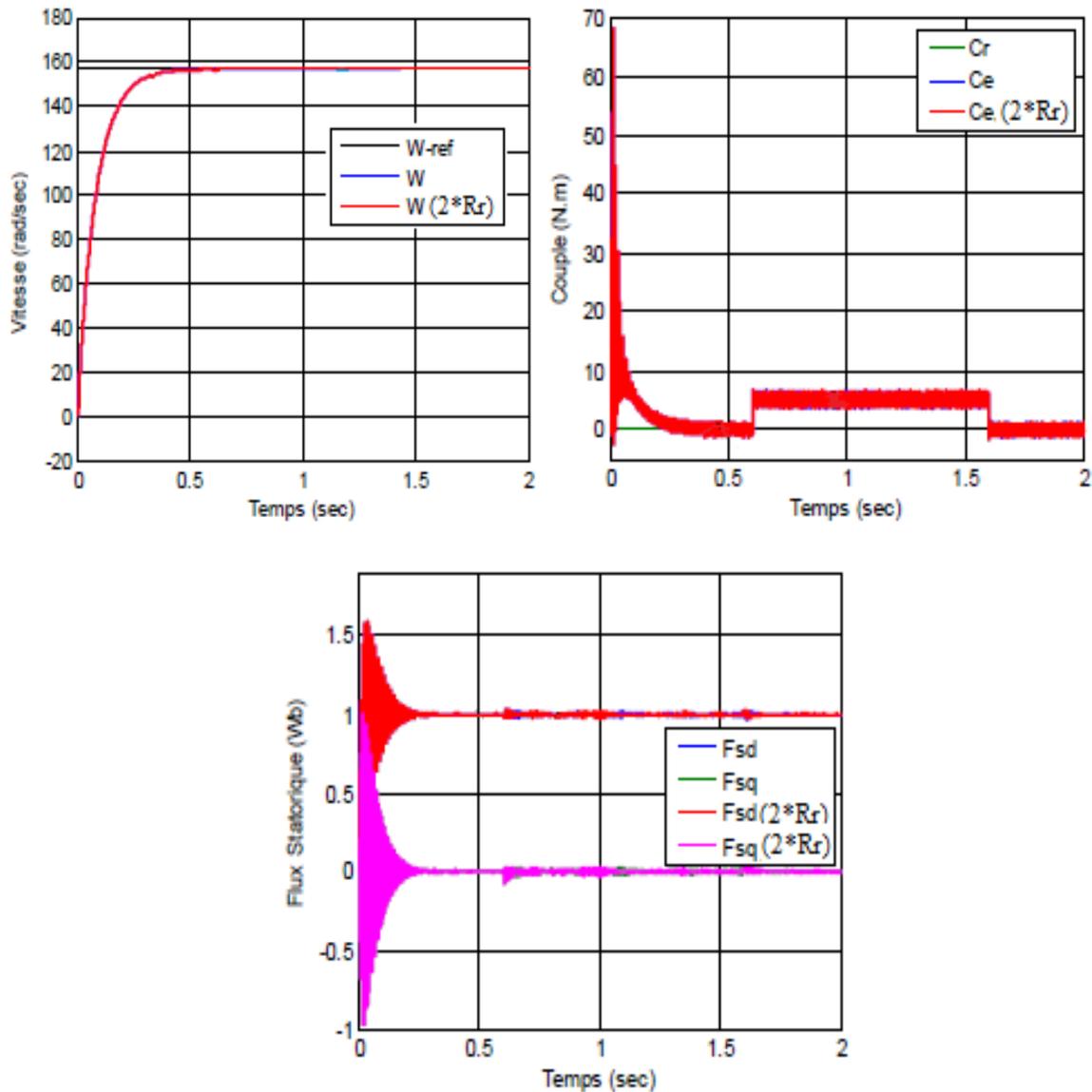


Fig. 4.9. Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue type-1 du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats obtenus (figure 4.9), on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par logique floue type-1 face à la variation de la résistance rotorique, De plus, le découplage de flux n'est pas affecté par cette variation.

Les résultats obtenus (figure 4.9) montrent bien la robustesse de la commande floue type -1 vis-à-vis les variations paramétriques.

Les résultats obtenus montrent, pour le contrôleur flou type-1 utilisé de bonnes performances, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un bon suivi de la vitesse de référence, et ceci dans tous les cas de profils étudiés.

4.9. Généralités sur la logique floue type-2

La théorie des ensembles de type-2 floue a été introduite par Lotfi Zadeh en 1975 comme une extension de l'ensemble flou traditionnel. Son émergence est liée à l'insuffisance de la théorie des ensembles flous traditionnels dans la modélisation des incertitudes inhérentes à la définition des fonctions d'appartenance des antécédents et des conséquents dans un système d'inférence floue [89].

Les fonctions d'appartenance à un ensemble flou type-1 sont bidimensionnelles, alors que les fonctions d'appartenance des ensembles flous type-2 sont tridimensionnelles. C'est cette troisième dimension des ensembles flou type-2 qui permet un degré de liberté supplémentaire qui permet de modéliser directement ces incertitudes, et dans cette troisième dimension le degré d'appartenance pour chaque élément de cet ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$; en plus de ce degré de liberté supplémentaire, nous avons encore l'incertitude dans l'ensemble flou primaire, limitée par les fonctions d'appartenances supérieure et inférieure [90].

Donc, la théorie des ensembles flous de type 2, modélise l'incertitude découlant de la signification des mots. Bien que la fonction d'appartenance de type 2 soit aussi complètement précise, elle est composée d'un point d'incertitude (FOU) qui permet à l'incertitude d'être exploitée par le système en fonction des règles floues [89].

4.9.1. Représentation d'un ensemble flou type-2

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, c.-à-d [91]:

$$\tilde{A} = \{((x, u)\mu_{\tilde{A}}(x, u) \quad \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \} \quad (4.4)$$

Dans lequel $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, y) \leq 1$. Pour un univers du discours continu, \tilde{A} peut être exprimée comme :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} u_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (4.5)$$

Avec \int dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u .

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire [5,91].

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$.

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_x \subseteq [0,1]$, On a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_x} f_{x'}(u) / u \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (4.6)$$

Avec $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$. Puisque $\forall x'$, ce x' va appartenir à, c.-à-d $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est une fonction d'appartenance flou type-1. En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d, en utilisant l'équation (4.6), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante [91,92]:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / (x) = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / (u) \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (4.7)$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2.

Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c - s, c + s]$ où $c = (l + r)/2$ et $s = (r - l)/2$

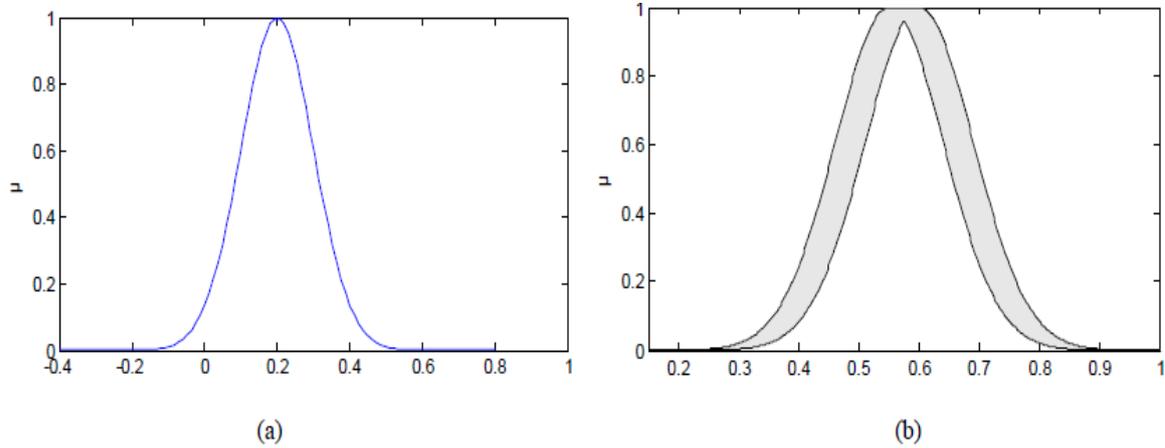


Fig. 4.10. (a) Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. Les appartenances secondaires sont représentées dans (b), où on remarque qu'ils sont gaussiens [91].

L'incertitude dans un ensemble flou type-2, \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée « Footprint of Uncertainty » FOU . C'est l'union de toutes les appartenances primaires [5,91]:

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (4.8)$$

4.9.2. Types d'ensembles flous type-2

Selon la forme de l'appartenance primaire, on distingue principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 : intervalle, Gaussienne, et triangulaire.

4.9.2.1 Ensemble type-2 Gaussien

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type-1 Gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit aussi Gaussienne [5,90].

4.9.2.2 Ensemble type-2 Triangulaire

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$, [91].

4.9.2.3 Ensemble type-2 Intervalle

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$, [5,90]. Dans ce cas, toutes les appartenances secondaires sont égales à 1. Notant que malgré que chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle soit un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et pas des nombres ordinaires.

4.10. Structure d'un système flou type-2

Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du 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. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante [92,90]:

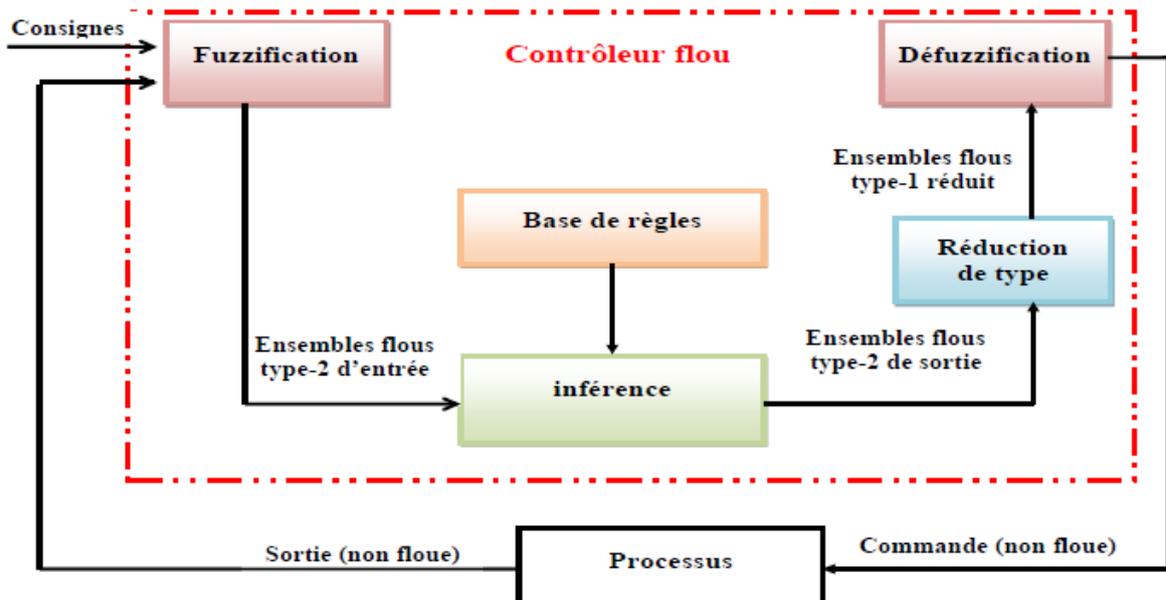


Fig. 4.11. Structure d'un système flou type-2.

4.10.1 Fuzzification

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. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1 [5,93]. Dans cette thèse, seule la fuzzification de type gaussien sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

4.10.2 Base de règle

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $j^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme [5,93]:

$$\text{Si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^j \text{ and } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^j \text{ and } x_n \text{ is } \tilde{F}_n^j, \text{ alors } y = \tilde{G}^j \quad (4.9)$$

Où $x_i (i=1, \dots, n)$ sont les entrées du système flou, \tilde{F}_i^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , \tilde{G}^j est un singleton de type-2 et est la sortie. Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de y type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [91].

4.10.3 Inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (4.10) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ et la sortie scalaire y . La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé à $l^{\text{ème}}$ ensemble flou de sortie [90]:

$$F^l(\underline{x}) = \prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \quad (4.10)$$

Ensuite, si on note par \tilde{B}^l l'ensemble flou de sortie correspondant à la composition de la $l^{\text{ème}}$ règle \tilde{R}^l et l'ensemble flou d'entrée \tilde{X}^l , l'ensemble $\tilde{F}^l(x^l)$ est combiné avec l'ensemble flou conséquent \tilde{G}^l de la $l^{\text{ème}}$ règle à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap pour obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la $l^{\text{ème}}$ règle:

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \mu_{\tilde{G}^l}(y) \cap \mu_{\tilde{F}^l}(x^l) \quad (4.11)$$

En utilisant une fuzzification gaussien, c'est-à-dire le degré d'appartenance pour l'ensemble flou \tilde{X}^l n'a une valeur qui est unitaire que lorsque $\underline{x} = \underline{x}^l$ alors :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \mu_{\tilde{G}^l}(y) \cap \prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}^l}(x_i) \quad (4.12)$$

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

$$F^l(x) = \left[\begin{array}{c} f^l(x), \bar{f}^l(x) \\ \underline{\quad} \quad \underline{\quad} \end{array} \right] \quad (4.13)$$

Où $f^l = \mu_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \mu_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \mu_{\tilde{F}_n^l}(x_n)$ et $\bar{f}^l = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{F}_n^l}(x_n)$

Les termes $\mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$.

4.10.4 Réduction de type

Étant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2 [5]. L'expression de l'ensemble flou type GC_A réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par [5, 91] :

$$GC_{\tilde{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} \frac{[T_{i=1}^n \mu_z(z_i) * T_{i=1}^n \mu_w(w_i)]}{\sum_{i=1}^n z_i w_i} \quad (4.14)$$

$$\frac{\sum_{i=1}^n w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}$$

Où T et $*$ et indiquent les t-norme choisies (prod 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, ce qui se traduit par $\mu_z(z_i) = \mu_w(w_i) = 1$. L'équation (4.14) peut être réécrite [91]:

$$GC_{\tilde{A}} = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^m \in [y_l^m, y_r^m]} \int_{f^1 \in \begin{bmatrix} f^1 & -1 \\ - & \end{bmatrix}} \dots \int_{f^M \in \begin{bmatrix} f^M & -M \\ - & \end{bmatrix}} \frac{1}{\sum_{i=1}^M f^i y^i} \quad (4.15)$$

$$\frac{\sum_{i=1}^M f^i}{\sum_{i=1}^M f^i}$$

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation (4.14) est un ensemble type-1 intervalle, alors $GC_{\tilde{A}}$ est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels [91]:

$$GC_{\tilde{A}} = [y_l(x), y_r(x)] \quad (4.16)$$

4.10.5 Défuzzification

Le type réduit (4.16) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement y_l et y_r . En appliquant le centre de gravité au type réduit de Karnik Mendel Algorithmes [5, 94], la sortie numérique sera donnée par :

$$Y(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (4.17)$$

Avec :

$$y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i}, \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (4.18)$$

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 de droite. y_r

4.11 Application de la logique floue type-2 pour le réglage de vitesse de la MADA

la commande par logique floue type-2 de la MADA est représentée par la Figure 4.12 :

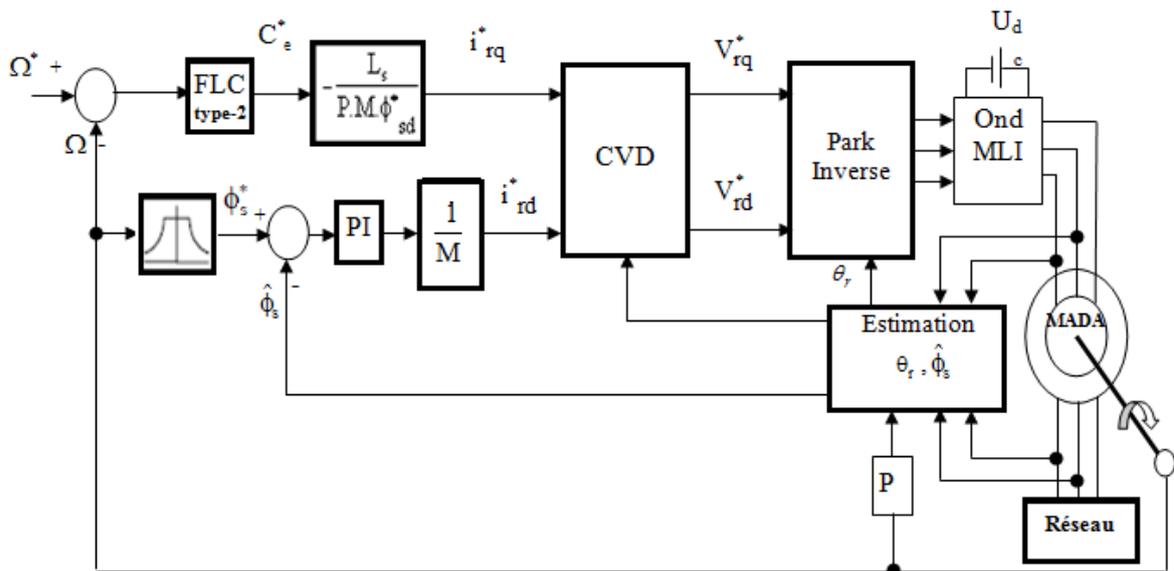


Fig. 4.12. Structure du contrôleur du type PI-flou type-2.

Les fonctions d'appartenance sont définies par des formes gaussiennes (Figure 4.13).

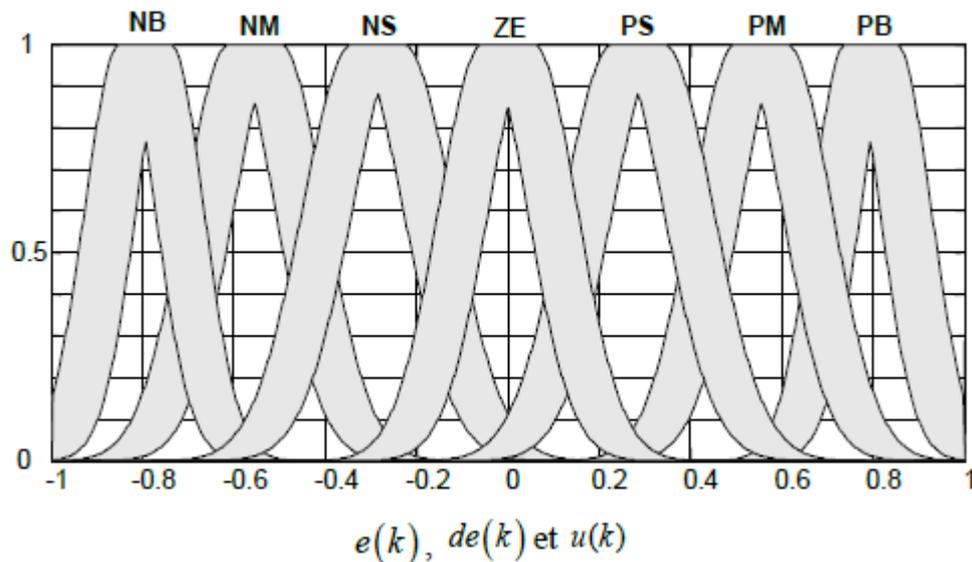


Fig. 4.13. Fonctions d'appartenance $e(k)$, $de(k)$ et $u(k)$.

La table des règles dans le cas du type 2 va rester exactement la même que type-1.

La surface donnée par la Figure 4.14 :

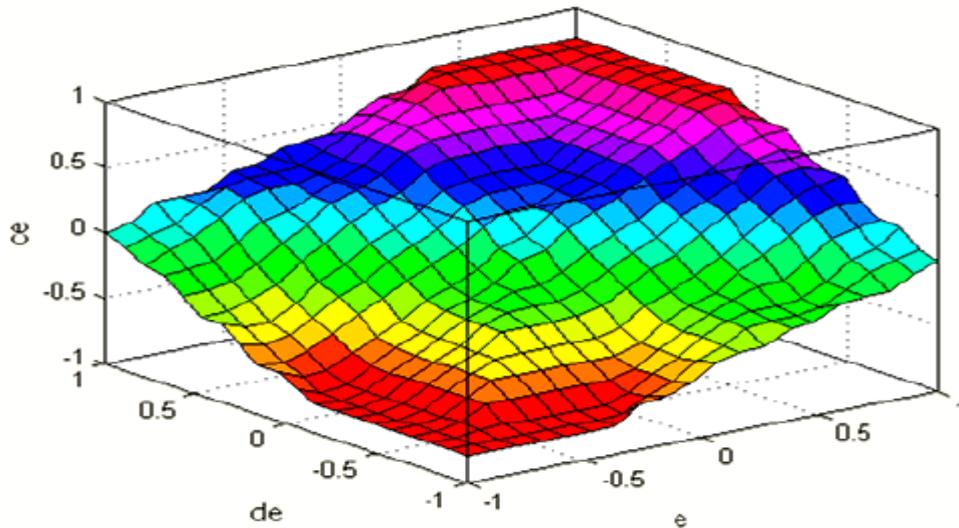
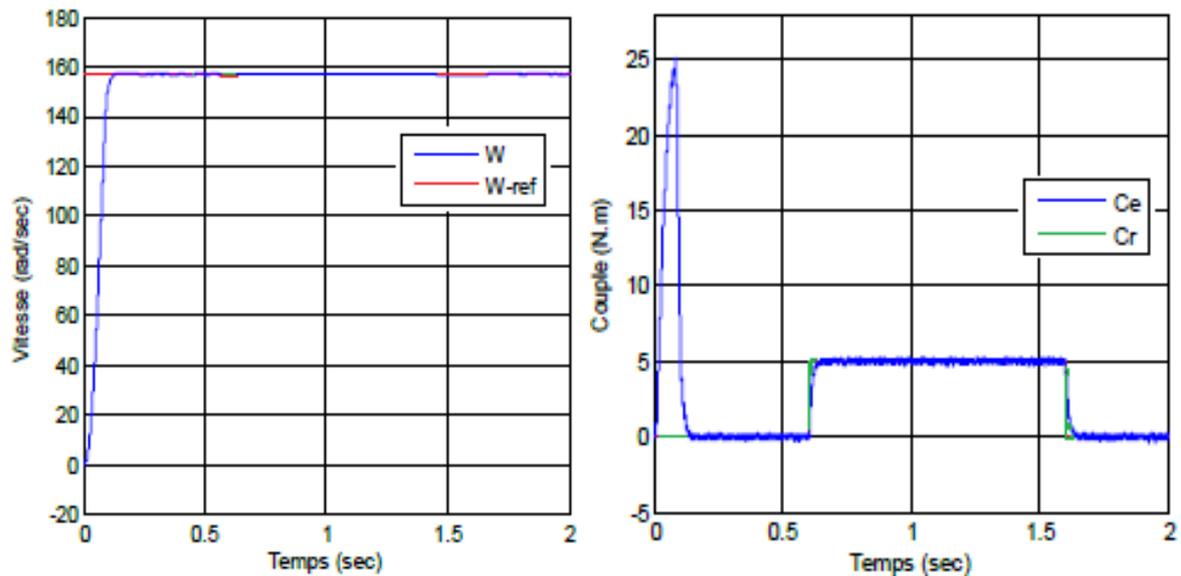


Fig. 4.14. La surface.

4.12 Résultats de Simulation

4.12.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

La figure (4.15), représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps.



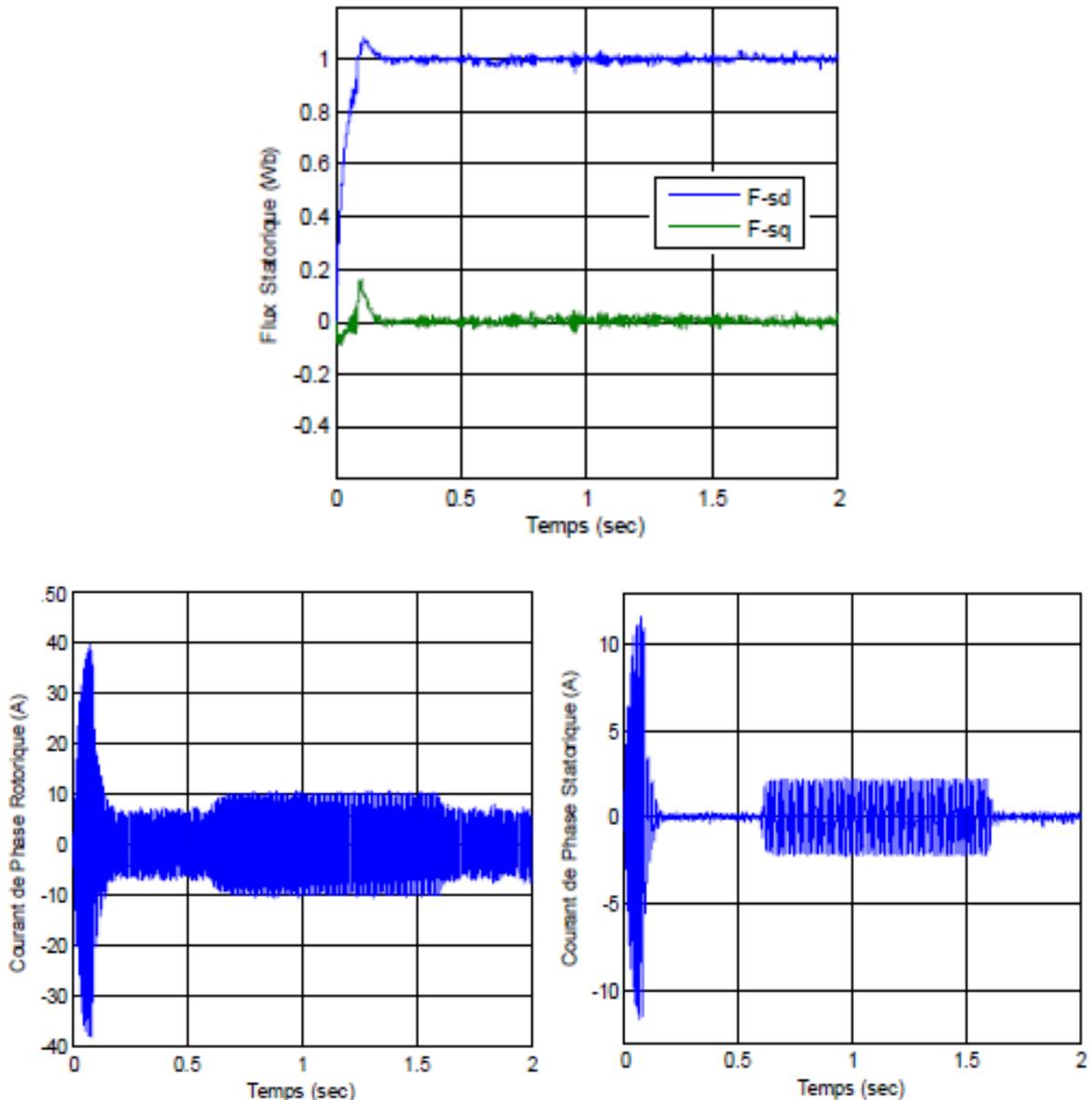


Fig. 4.15. Résultats de simulation de la Commande de la MADA par logique floue type-2 suivie d'une application d'une charge .

D'après ces résultats, on constate que la commande par la logique floue type 2 a une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse et du flux statorique, où l'introduction de la charges n'a pas d'influence sur l'évolution de la vitesse et du flux.

4.12.2. Tests de robustesse

4.12.2.1 Variation au niveau de la résistance rotorique

La figure (4.16) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $2 \cdot R_r$).

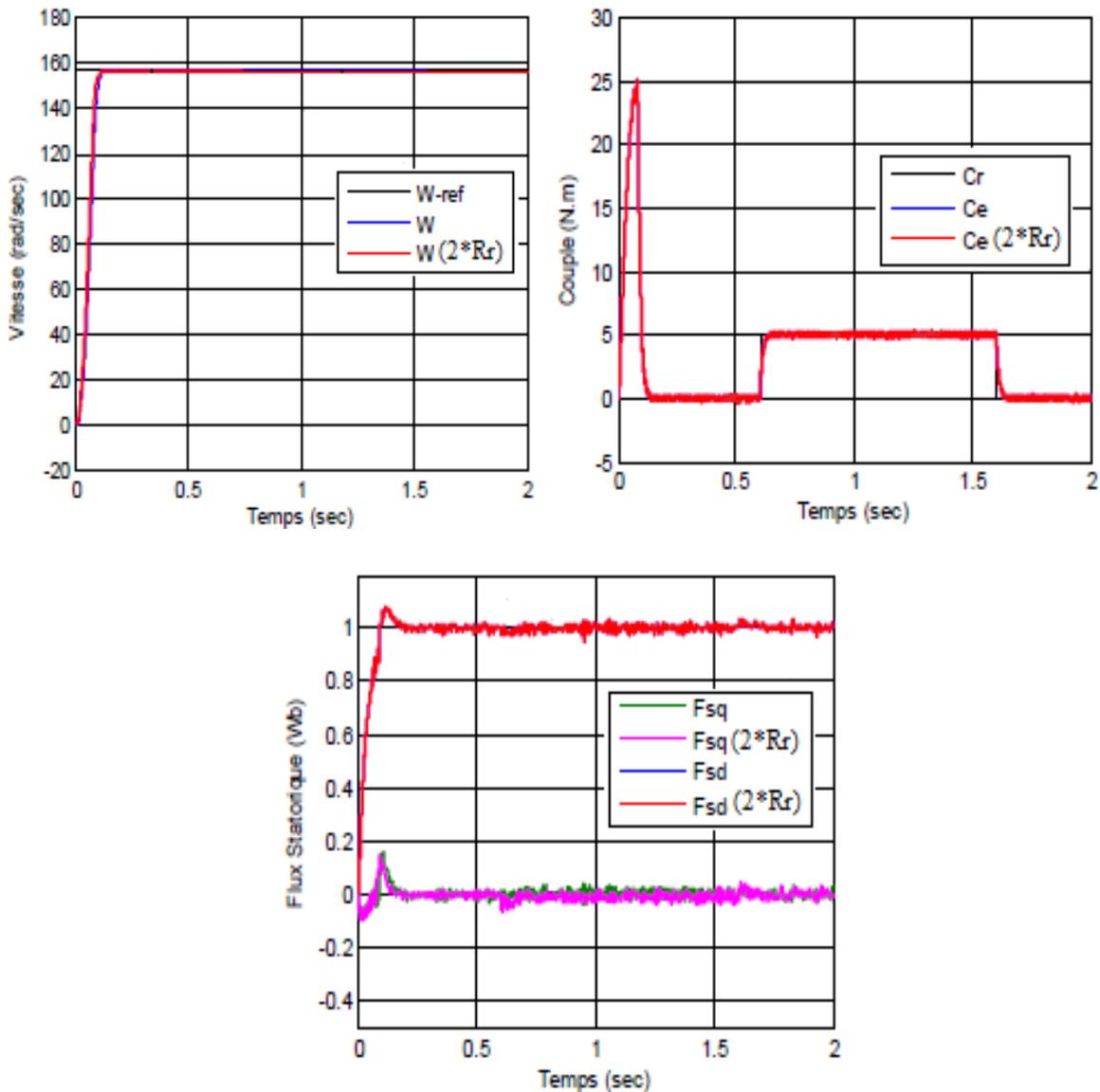


Fig. 4.16. Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue type-2 du MADA vis à-vis la variation de la résistance rotorique.

D’après les résultats obtenus, on peut constater qu’une excellente performance, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un bon suivi de la vitesse de référence avec une erreur statique nulle et un temps de réponse rapide par rapport aux commandes précédentes. L’insensibilité et le rejet des perturbations sont excellents. On remarque aussi que le flux statorique est bien réalisé, de plus le couple électromagnétique représente une bonne réponse.

Donc malgré ces variations la commande floue type-2 reste toujours robuste avec un découplage toujours assuré.

4.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par la logique floue type-1 et 2, Les résultats de la simulation du réglage de vitesse du MADA ont montré que la commande par la logique floue type-2 assure de bonnes performances dynamiques par rapport la commande par la logique floue type-1 même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes.

Dans le but d'améliorer plus les performances du système, une autre technique basée sur l'application de la Commande Hybride Glissant-Floue .sera présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre 5

Commande Hybride : Glissant – Floue de La MADA

5.1. INTRODUCTION

La commande par mode glissant (SMC) est une méthodologie de commande robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externes et de la dynamique non modélisée, Le principal inconvénient de cette approche est la fréquence de commutation élevée (chattering). Le phénomène de chattering n'est pas souhaitable car il peut exciter les modes non modélisés à haute fréquence dans le système de contrôle non linéaire [95] [96] [97].

Pour remédier à ce phénomène une commande qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu est nécessaire. On propose l'application de la logique floue en mode glissant pour le réglage de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

La commande floue en mode glissant combine les avantages de deux techniques. La commande par logique floue est introduite ici afin d'améliorer les performances dynamiques du système et permet de réduire les vibrations résiduelles en hautes fréquences [98,66].

Dans cette technique la fonction de saturation (sat) est remplacée par un système d'inférence flou pour lisser l'action de commande [99].

Dans ce chapitre, nous appliquons la commande floue en mode glissant au contrôle de la vitesse du MADA pour réduire le phénomène de chattering et pour la donne une bonne robustesse lors de l'application du couple de charge et la variation paramétrique de la MADA.

5.2. Commande par mode glissant floue (commande hybride)

Dans le chapitre 3, il a été montré que la commande par mode glissant (SMC) maintient la robustesse et améliore les performances du système. Cependant, le phénomène de Chattering représente son principal défaut. Pour surmonter ce problème et améliorer les performances, une combinaison de commande par logique floue et commande par mode de glissement a été proposée [97]. Dans cette contribution, une nouvelle combinaison de la logique floue et la commande par mode de glissement à un entraînement par moteur à induction est présentée. Par conséquent un nouveau contrôleur flou en mode de glissement (CFMG) est formé avec la robustesse du contrôleur de mode de glissement (SMC) et la douceur de la logique floue (FLC).

Les fonctions de commutation du SMC et du FSMC sont montrées dans la figure 5.1. Dans cette technique la fonction de saturation est remplacée par un système d'inférence flou pour lisser l'action de commande [66,99].

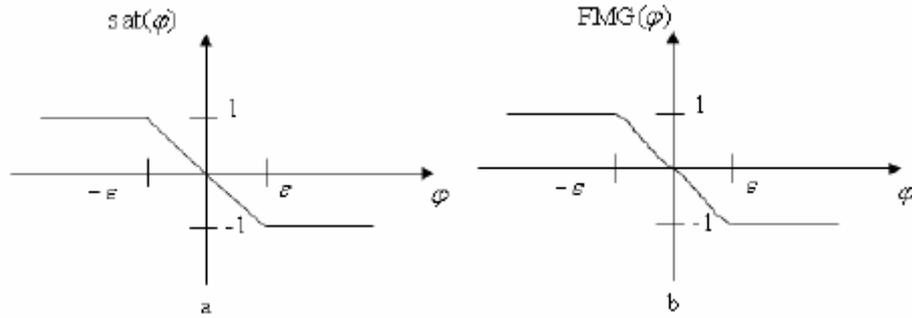


Fig 5.1 Les fonctions de commutation (a) mode glissant (b) flou en mode glissant

Le schéma fonctionnel du contrôleur de flou en mode glissant est montré dans la figure 5.2.

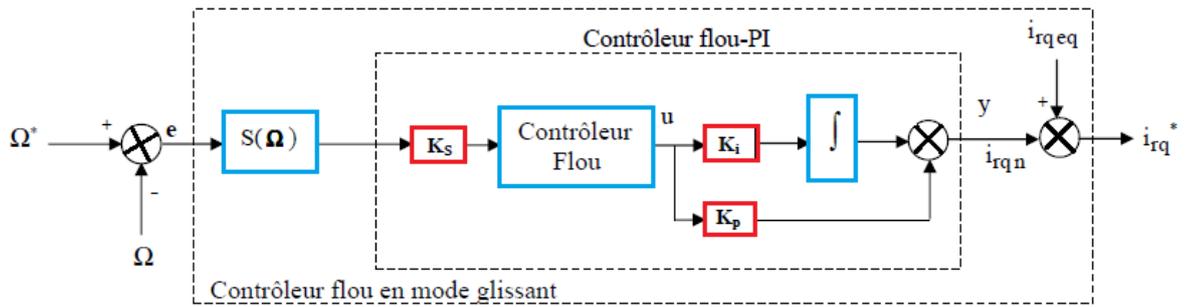


Fig 5.2 Contrôleur flou en mode glissant de vitesse détaillé

5.3 Synthèse du régulateur flou-PI

Pour ce faire nous reprenons le schéma interne du régulateur flou-PI, figure 5.2.

On a :

$$u = K_s \cdot S \tag{5.1}$$

Avec :

$$S = K_{I_{rq}} \cdot \text{sat}(S(\Omega)) \tag{5.2}$$

On remplace l'équation (5.2) dans l'équation (5.1), on obtient :

$$u = K_s \cdot K_{I_{rq}} \cdot \text{sat}(S(\Omega)) \tag{5.3}$$

La sortie flou-PI est :

$$y = K_p .u + \int K_i .u \tag{5.4}$$

On introduit l'équation (5.3) dans l'équation (5.4), on trouve :

$$y = K_p .(K_s .k_{i_{rq}} .sat(S(\Omega))) + \int K_i .(K_s .k_{i_{rq}} .sat(S(\Omega))) \tag{5.5}$$

Où : K_s est le gain de surface de vitesse, K_p est le facteur proportionnel; K_i est le facteur intégral, $k_{i_{rq}}$ constant négative, $S(\Omega)$ est la surface de vitesse, u est la sortie floue.

Les fonctions d'appartenance pour l'entrée (S) et la sortie (u) du contrôleur de FLC sont obtenues par l'erreur d'essai pour assurer la performance optimale et qui sont montrées dans la figure 5.3.

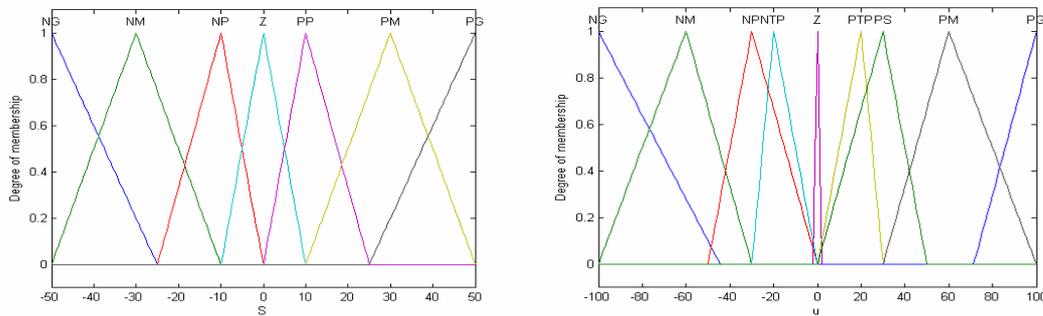


Fig 5.3 Les fonctions d'appartenance de l'entrée (S) et de la sortie (u) de logique floue

Les règles Si...Alors du contrôleur de logique floue et les sous ensembles d'appartenance floue sont comme qui ont été citées dans le chapitre quatre, mais l'idée ici est d'éliminer la variation d'erreur (la variation d'erreur dans ce cas est la variation de surface de vitesse). Pour l'application on a utilisé la méthode du centre de gravité pour déffuzifier la sortie floue.

5.4 Loi de commande

La structure d'un contrôleur flou en mode glissant comme un contrôleur en mode glissant comporte deux parties [66]. : la première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n), mais dans le cas d'un contrôleur flou en mode glissant on introduit la commande de la logique floue dans cette dernière partie (U_n) .

Alors, de troisième chapitre, on a :

$$i_{rqeq} = -\frac{j.L_s}{P.M.\phi_{sd}} \left(\dot{\Omega}^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) \tag{5.6}$$

et de la figure 5.3 on a :

$$i_{rqn} = y \tag{5.7}$$

On introduit l'équation (5.5) dans l'équation (5.7), on trouve :

$$i_{rqn} = K_P \cdot (K_S \cdot k_{i_{rq}} \cdot \text{sat}(S(\Omega))) + \int K_i \cdot (K_S \cdot k_{i_{rq}} \cdot \text{sat}(s(\Omega))) \tag{5.8}$$

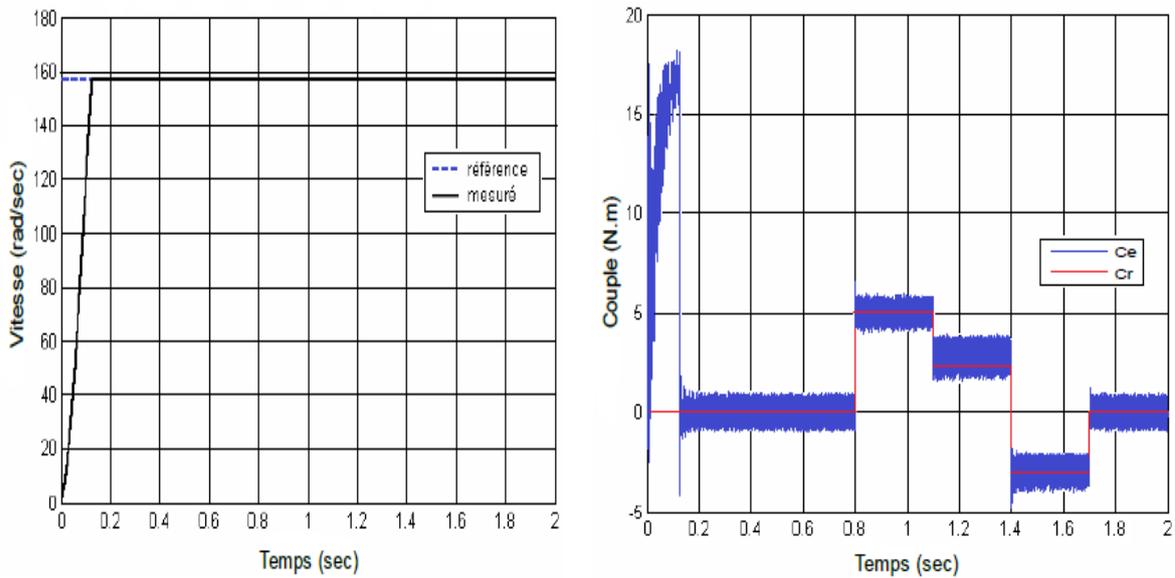
5.5 Résultats de simulation

5.5.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

La figure 5.4 représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec) = [0 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7];

C_r (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0];



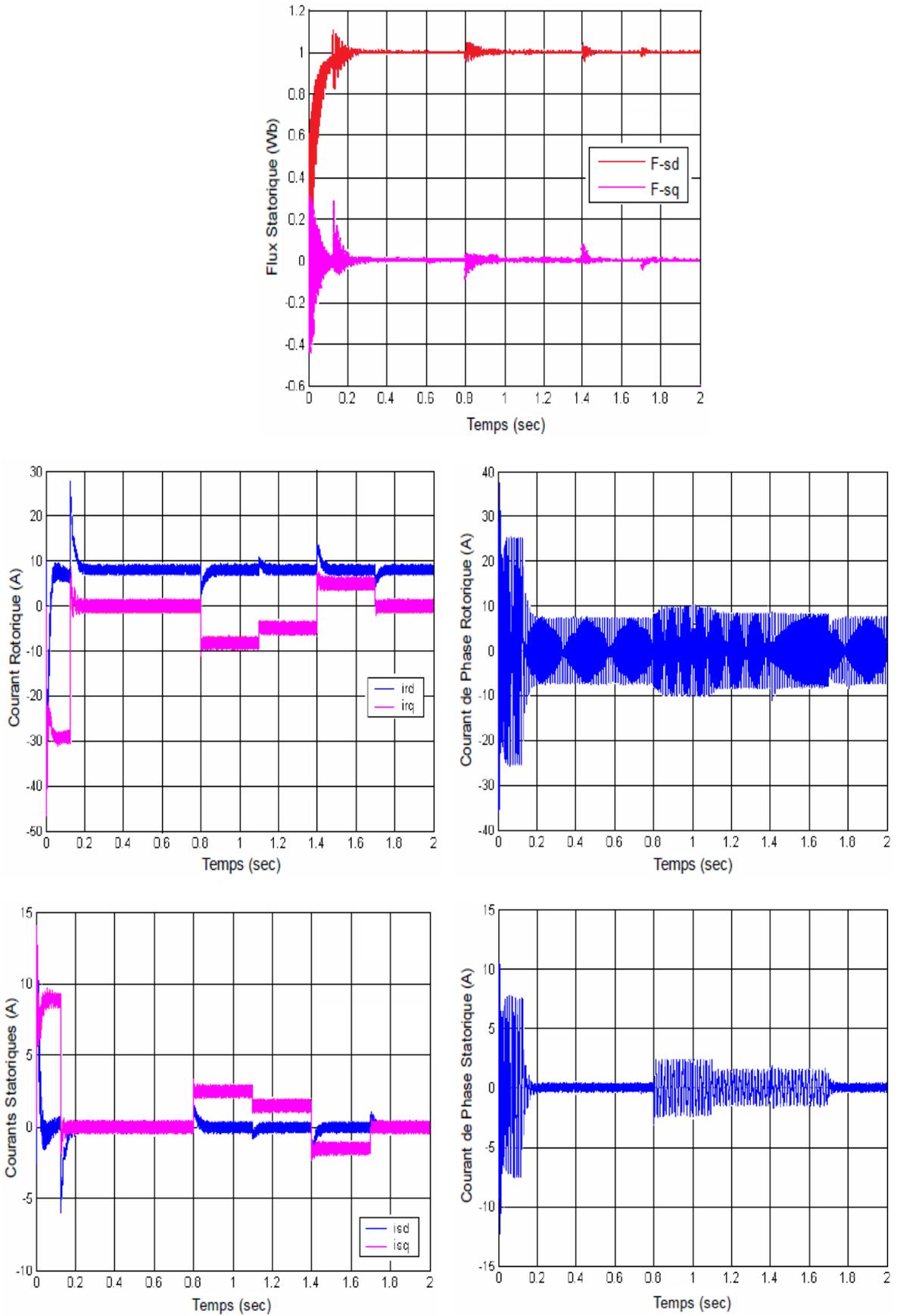


Fig 5.4 Résultats de simulation de régulation de vitesse par contrôleur flou en mode glissant lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

D'après les résultats de la figure 5.4, on constate que la commande par mode glissant floue appliquée dans la boucle de vitesse a une meilleure régulation de vitesse et a une meilleure de temps de réponse comparativement à la régulation de vitesse par mode glissant (chapitre trois) mais toujours pour les composantes du flux statorique sont sensible à l'instant de l'application des couples de charges (régime transitoire), et après se stabilisent. Alors on peut dire que les performances du réglage de vitesse sont très satisfaisantes.

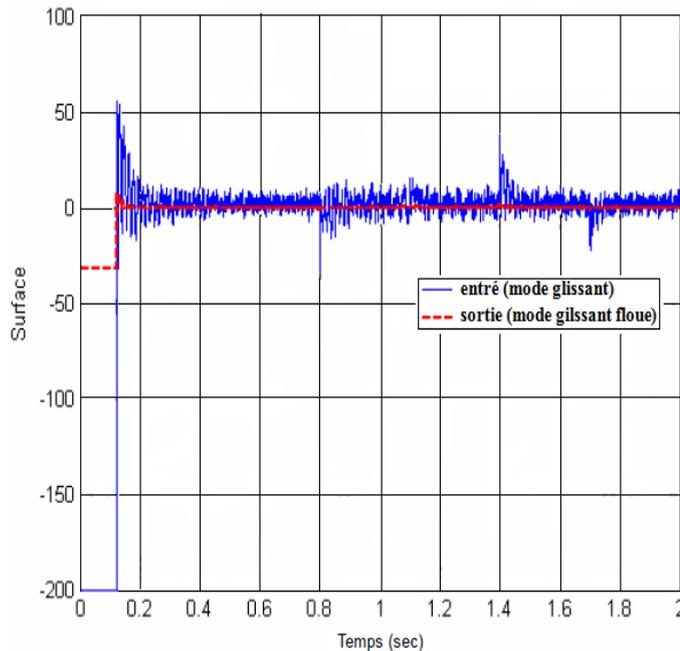


Fig 5.5 surface d'erreur de vitesse en mode glissant et celle de sortie de partie floue dans la commande par contrôleur floue en mode glissant

La figure 5.5 illustre la surface d'erreur de vitesse d'entrée et de sortie de partie floue dans la commande par floue en mode glissant, d'après cette figure il apparaît clairement l'efficacité de cette méthode dans la réduction de phénomène de chattering.

5.5.2 Tests de robustesse

5.5.2.1 Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande par contrôleur floue en mode glissant de la vitesse du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

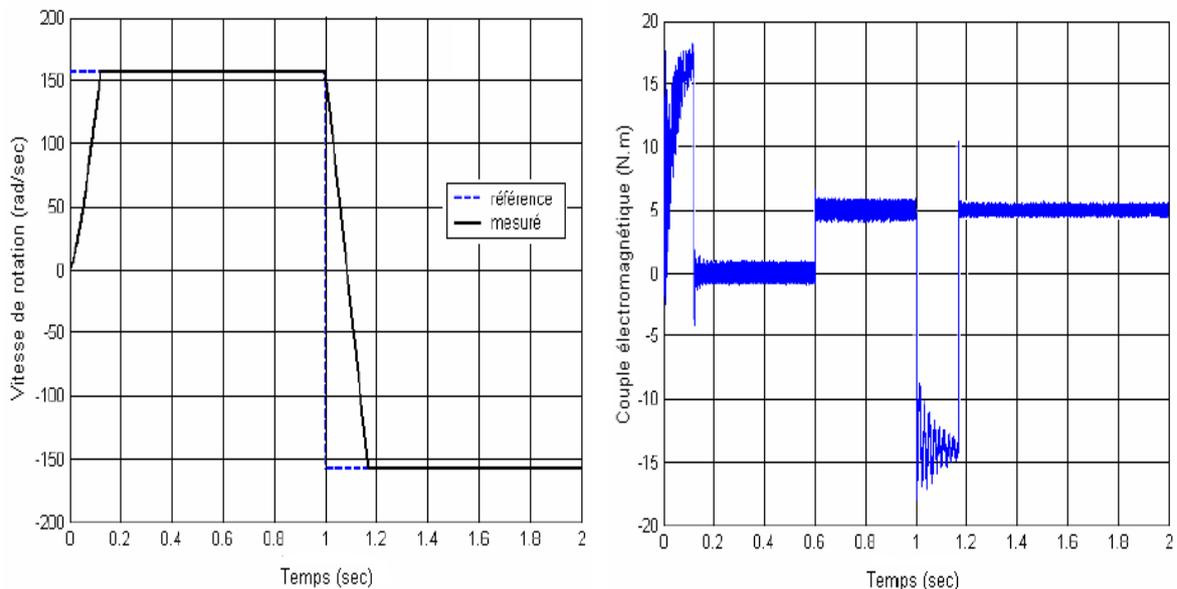
La figure 5.6 représente l'évolution des caractéristiques du MADA avec régulation de vitesse par contrôleur flou en mode glissant, suivi de l'inversion de la vitesse de 157 à -157 rad/sec à partir de l'instant $t = 1$ sec, avec un couple de charge de 5N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'application de couple de charge (de $t = 0$ à 0.6 sec), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure 5.4). Au delà de $t = 0.6$ sec, on applique un couple de charge de 5 N.m, on constate que n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse, les courbes des flux statoriques observent une variation pendant l'inversion de la vitesse et après se stabilisent.

A l'instant $t = 1$ sec la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative. Le couple électromagnétique atteint - 17 N.m environ au moment de l'inversion de la vitesse.

Ainsi, on peut constater l'amélioration du temps de réponse de la vitesse de la machine et l'efficacité de la commande par contrôleur flou en mode glissant. L'amélioration major de cette méthode est la diminution des broutements (chattering) comparativement à la commande par mode de glissement fig.3.15 (chapitre 3).



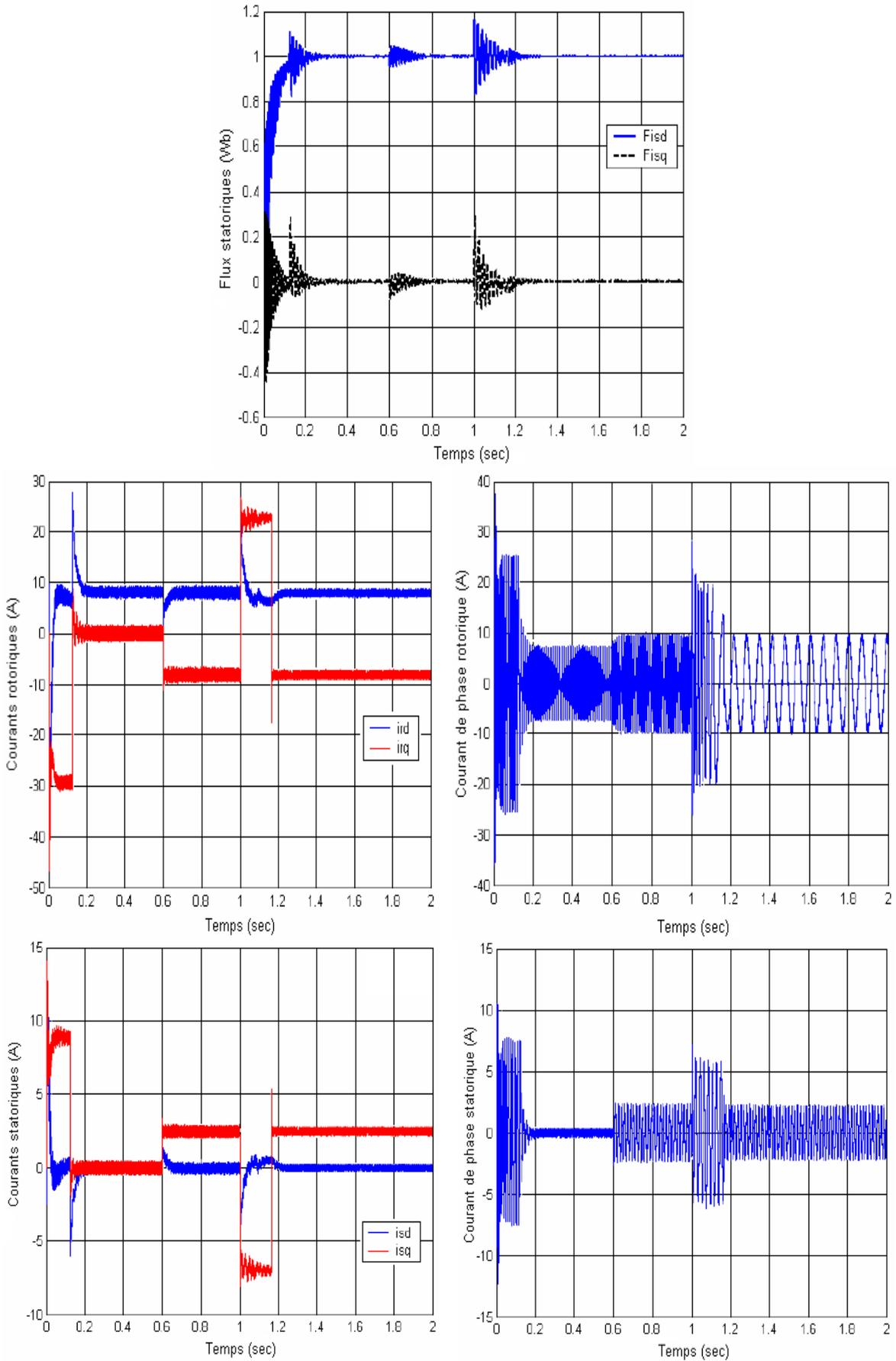
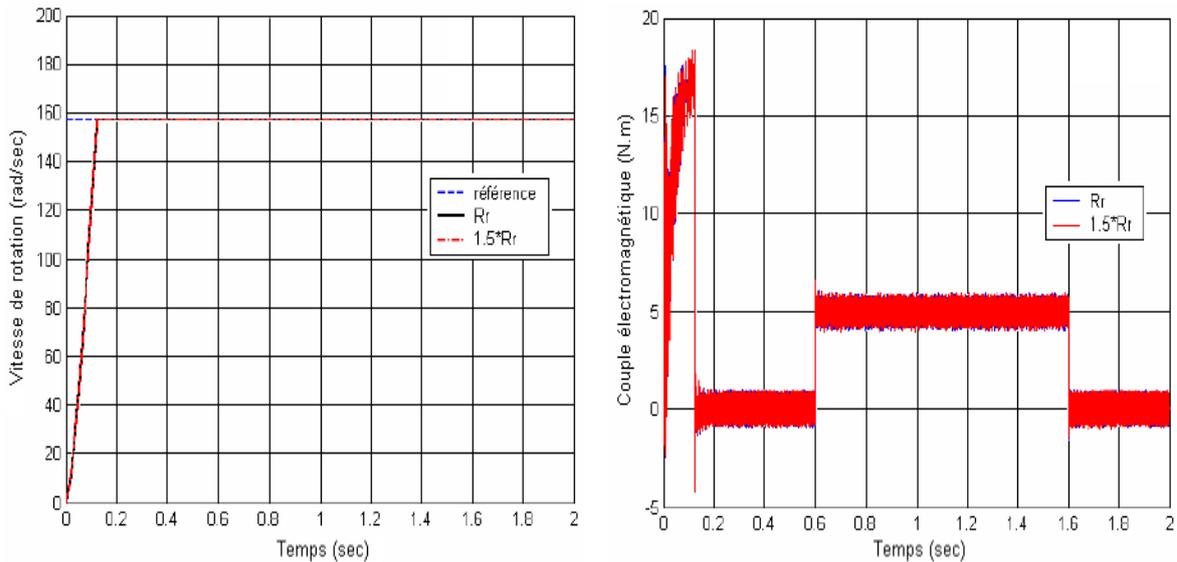


Fig 5.6 Réponse du système de régulation de vitesse par un contrôleur flou en mode glissant lors de l'inversion du sens de rotation

5.5.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

La figure 5.7 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statoriques, pour deux valeurs de résistance rotorique (R_r et $1.5 \cdot R_r$).

D'après les résultats obtenus, on peut constater aussi que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode glissant floue appliquée face à la variation de la résistance rotorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation. Aussi il y a une amélioration au niveau de la diminution des broutements (chattering) comparativement à la figure 3.16 (allure du couple électromagnétique) du chapitre trois.



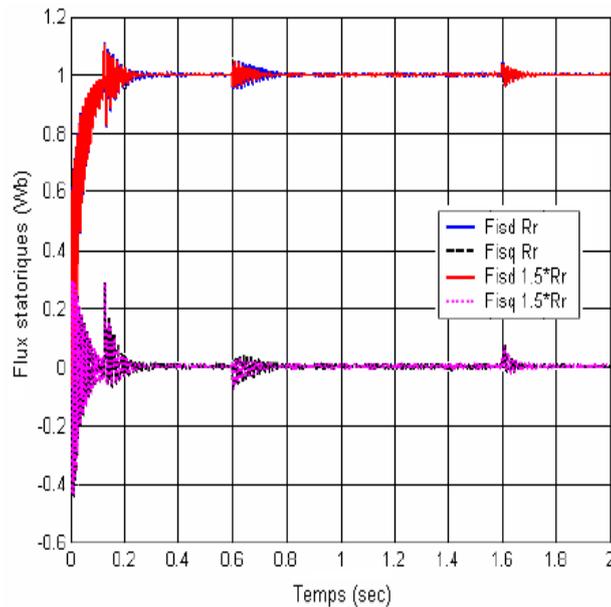


Fig 5.7 Résultats de simulation de régulation de vitesse par contrôleur flou en mode glissant du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

5.6 Etude comparative

Dans ce présent chapitre, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques par les deux types de commandes (SMC & FSMC). Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de telle méthode de commande.

Donc, le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telle que :

- Meilleures performances statiques et dynamiques.
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle (vitesse).
- Meilleures rejets de perturbations (couple de charge).
- Insensibilité aux variations paramétriques.
- Evolutions des courants dans les limites admissibles sans oscillations fortes sur le couple.

5.6.1 Comparaison des deux Types de Commande (SMC et FSMC)

Les différents résultats des tests déjà réalisés aux chapitres 3 et 5, sur chaque type de commande (SMC et FSMC), leurs performances seront consignées dans des tableaux récapitulatifs indiqués par la suite, il s'agit donc :

- Du temps de réponse correspondant à la durée pendant laquelle la réponse arrive dans un intervalle de $\pm 5\%$ autour du signal de référence.
- Du dépassement correspondant à $D\% = \frac{S_{\max} - S_{ref}}{S_{ref}} \cdot 100$

Avec :

S_{\max} : La valeur maximale de la réponse.

S_{ref} : La valeur de signal de référence.

S_f : La valeur finale de la réponse après l'établissement du régime permanent.

5.6.1.1 Notation

Les tableaux (5.1), (5.2) contiennent les notations suivantes :

t_{rv} : Temps de réponse de la vitesse.

$I_{r_max_d}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

$I_{r_max_inv}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

$I_{s_max_d}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

$I_{s_max_inv}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

$\phi_{s_max_d}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum au démarrage.

$\phi_{s_max_inv}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

Ce_{max_d} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

Ce_{max_inv} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic minimum à l'inversion de la vitesse.

P_{Ω} : La profondeur de la vitesse lors de l'application du couple de 5 N.m.

D_{Ω} : Le dépassement de la vitesse lors de l'application du couple de -3 N.m.

D_{Ce} : Le dépassement du couple lors de l'application du couple de 5 N.m.

ε_v : Erreur statique de la vitesse.

5.6.1.2 Comparaison au niveau de l'application du couple de charge

Les résultats de simulation de la régulation sont donnés aux chapitres 3 et 5, les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau 5.1, la machine est faite démarrée à vide, suivi d'une application de différents niveaux de couple de charge qui est appliqué au MADA par les temps comme suit :

Temps (Sec) = [0 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7];

C_r (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0];

Type de commande Performance	Commande par mode glissant (SMC)	Commande par mode glissant floue (FSMC)
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant le démarrage		
t_{rv} (sec)	0.194	0.127
$I_{r_max_d}$ (A)	33.5	37
$I_{s_max_d}$ (A)	13	12
$\phi_{s_max_d}$ (Wb)	1	1,11
Ce_{max_d} (N .m)	30	17.5
Performance du régime statique (permanent)		
ε_v (%)	0	0
Robustesse (rejet du couple de charge)		
P_Ω (%)	-0.0025	-0.0509
D_Ω (%)	0.28	0.057
D_{Ce} (%)	27.2	14

Tableau 5.1. Comparaison entre (SMC et FSMC) au niveau de l'application du couple de charge.

5.6.1.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

Pour le test de l'inversion de la vitesse sur la MADA, on introduit un changement de consigne de vitesse (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5N.m.

Le tableau 5.2 donne les performances correspondantes à chaque type de commande (SMC et FSMC).

Type de commande Performance	Commande par mode glissant (SMC)	Commande par mode glissant floue (FSMC)
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant l'inversion de la vitesse		
t_{rv} (sec)	1.1782	1.1633
$I_{r_max_inv}$ (A)	18.2	28
$I_{s_max_inv}$ (A)	5	6
$\phi_{s_max_inv}$ (Wb)	1.005	1.16
Ce_{max_inv} (N .m)	12.5	17

Tableau 5.2. Comparaison entre (SMC et FSMC) au niveau de l'inversion de la vitesse.

5.6.1.4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

L'insensibilité des deux techniques de commande contre les variations paramétriques est testée pour une augmentation sur la résistance rotorique, pour un fonctionnement en charge; après un démarrage à vide. Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de deux fois de la résistance nominale sont présentés dans les deux chapitres 3 et 5.

Les réponses de la vitesse et le couple obtenues par les deux types de commandes suivent parfaitement leurs références par contre la commande par mode glissant floue présente un temps de réponse plus faible que les types de commande qui restent, Le flux dans les deux types de commande reste toujours constant (en comparant avec la valeur nominale), ce qui confirme la robustesse des deux types de commandes .

5.6.2 Conclusion de la comparaison des deux types de Commande

5.6.2.1 Commande par mode glissant (SMC)

- ✓ Performances de régime transitoire et statique et performances de poursuite sont satisfaisantes.

- ✓ Performances de la robustesse sont satisfaisantes et le rejet des perturbations est rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.
- ✓ Phénomène de chattering est très important (Réalisé).

5.6.2.2 Commande par mode glissant floue (FSMC)

- ✓ Performances de régime transitoire et statique et performances de poursuite sont très satisfaisantes.
- ✓ Performances de la robustesse sont très satisfaisantes et le rejet des perturbations est très rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.
- ✓ Phénomène de chattering est réduit (plus petit).

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle commande robuste basée sur la combinaison des principes SMC et FLC , Les différents résultats de la simulation obtenue montrent la haute performance et la robustesse du contrôleur sur la présence de la variation des paramètres et des perturbations externes (Couple de charge). Le contrôle de la vitesse donne une dynamique rapide réponse sans dépassement et zéro erreur en régime permanent. Le découplage entre le flux et le couple (vitesse) est maintenu en ce qui concerne les variations des paramètres et perturbation externe. Dans l'état d'équilibre, le problème de chattering est diminué par rapport à la commande cité au chapitre 3.

En fin nous fait une comparaison entre les résultats obtenus des deux types des commandes (SMC et FSMC).

On conclure d'après ce chapitre que La Commande Hybride Glissant Floue présente une amélioration par rapport la commande par la logique floue et la commande par mode de glissement et présente une meilleure robustesse que celle de la commande vectorielle par régulateur classique (PI), cette robustesse garantie une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'objectif principal de ce mémoire est de d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association de la logique floue, à la Commande du mode glissant. Il s'agit de développer une loi de commande hybride par mode glissant floue pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains, perturbés et réduire le phénomène de chatterning.

Dans un premier temps, une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ont été présentés. Afin de mieux maîtriser la machine.

Le deuxième point a été consacré à la modélisation de cette dernière, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

La commande par orientation de flux statorique a été présentée. Les résultats obtenus montrent que cette régulation présente des bonnes performances en termes de poursuite et de rejet de perturbation. Cependant, l'inconvénient majeur connu de cette commande est bien que sa sensibilité aux variations paramétriques de la machine où le découplage est affecté.

Le troisième point a été consacré à la commande par mode glissant a été étudiée d'où Les résultats obtenus ont montrés que le régulateur par mode de glissement offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiate et quasi total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite. Une régulation de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé broutement (chattering).

Le quatrième point a été consacré à la commande par deux autres techniques basées sur la logique floue type 1 et type 2. Les résultats de simulation obtenus mettent bien en évidence les performances de ces techniques de commande, et ils ont montré la supériorité des régulateurs flous type-2 par rapport aux régulateurs flous type-1 et CVD et surtout en présence des incertitudes (variations paramétriques).

Dans le cinquième point, nous avons proposé une autre nouvelle technique intelligente combinant l'approche de la commande floue et les techniques de commande par mode glissant. notre objectif principal est de montrer l'apport de cette nouvelle stratégie de commande par rapport à la commande par mode de glissement, l'application de celle-ci au moteur asynchrone à double alimentation a permis le rejet total des perturbations, une insensibilité aux variations paramétriques, et enfin une réduction du phénomène de broutement (chattering).

Suggestions et perspectives

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

- Application des techniques de réglage de l'automatique 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, Commande sans capteur de vitesse, commande par la méthode du backstepping, commande hybride glissante-backstepping etc ...
- Utiliser des observateurs tels que, le filtre de KALMAN ou l'observateur de type MRAS pour estimer le flux et la vitesse de la MADA avec plus de précision.
- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique ; L'utilisation d'un cycloconvertisseur dans le circuit rotorique ;
- Validation des résultats par d'études expérimentales.

Annexe

Données du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) [4].

Valeurs nominales : 0.8 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min

Paramètre :

R_s (Résistance du stator) = 11.98 Ω

R_r (Résistance du rotor) = 0.904 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.414 H

L_r (Inductance de rotor) = 0.0556 H

M (Inductance mutuelle) = 0.126 H

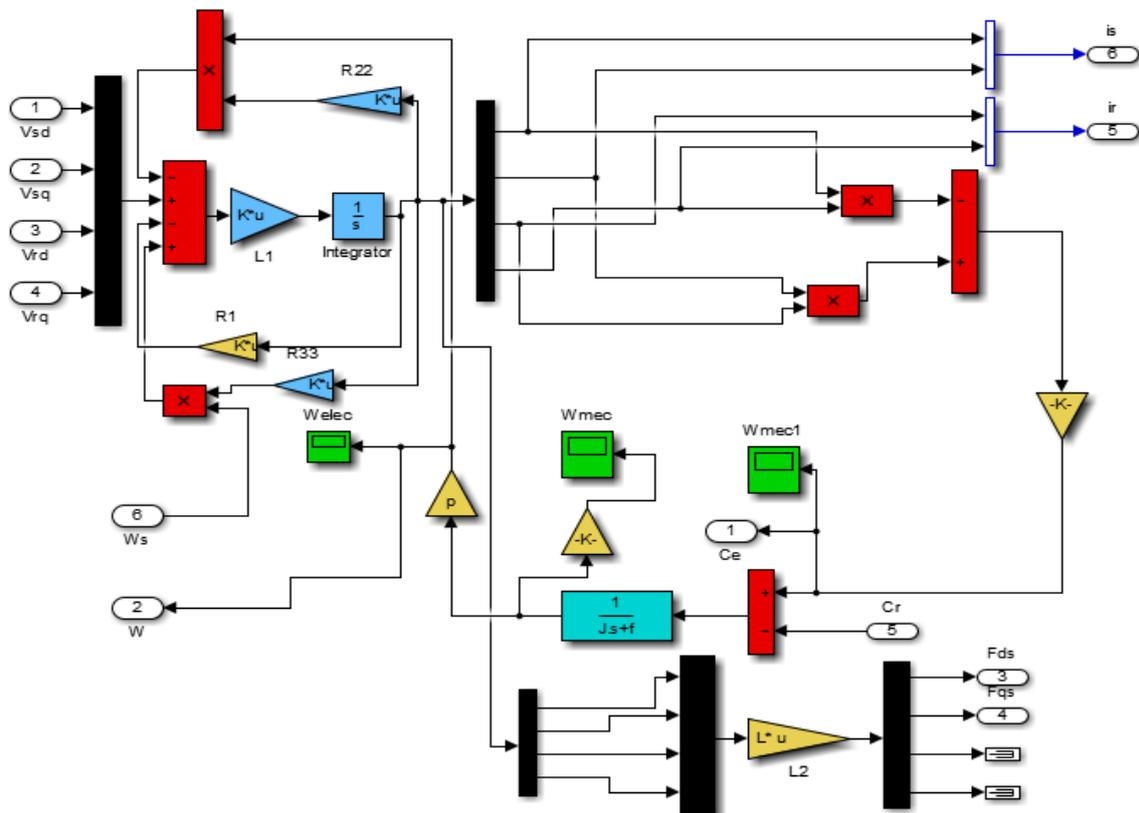
$P = 2$

Constantes mécaniques :

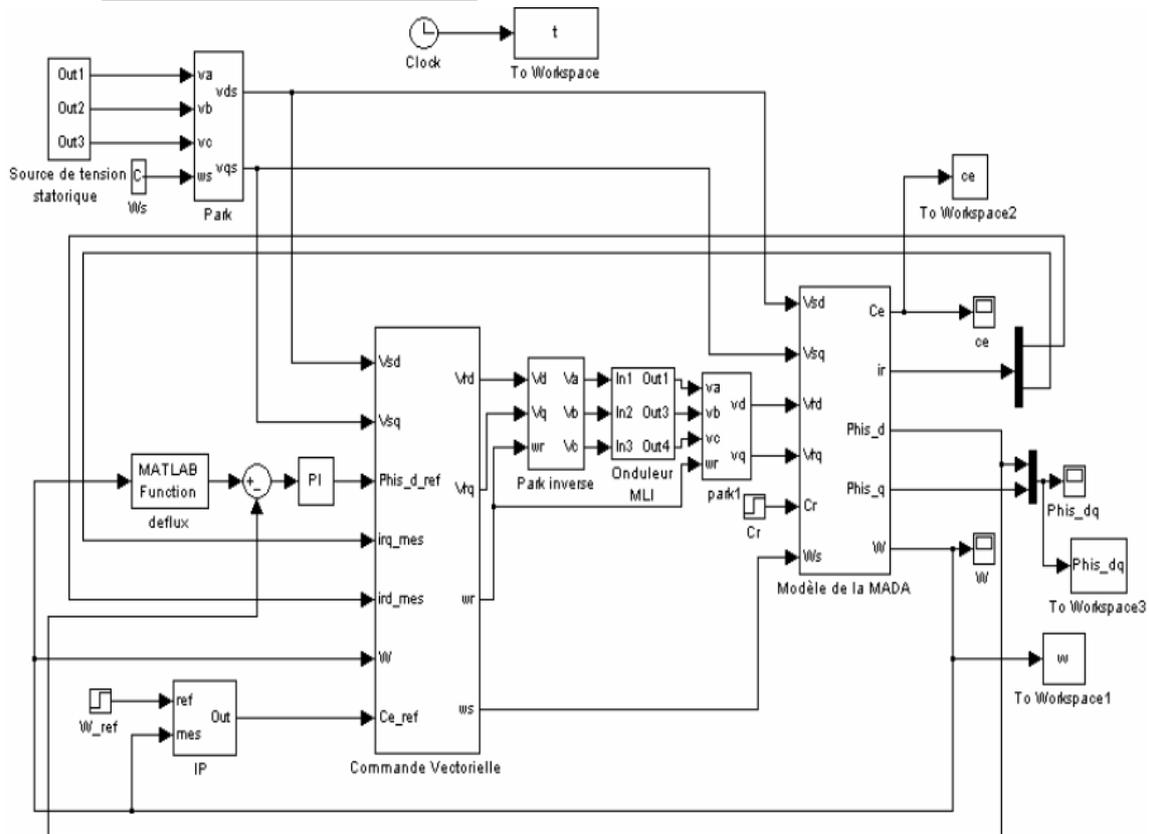
J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.00 I.S.

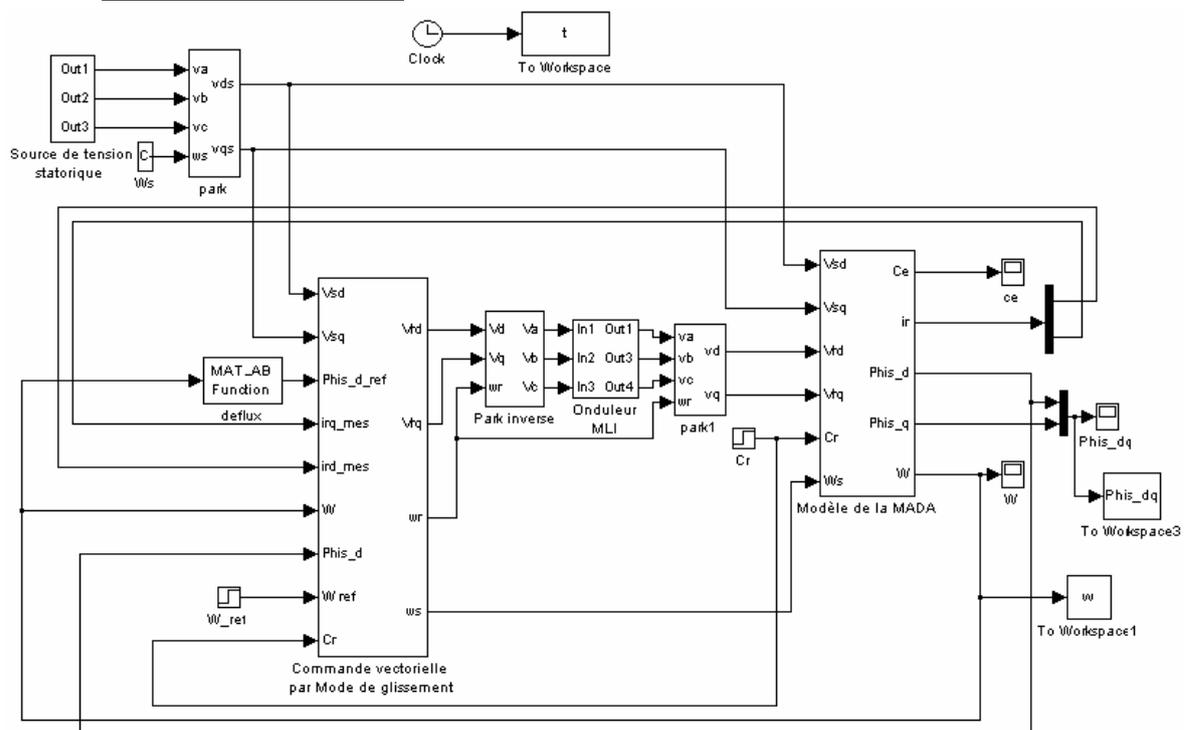
➤ Le modèle de la MADA sous SIMULINK/MATLAB.



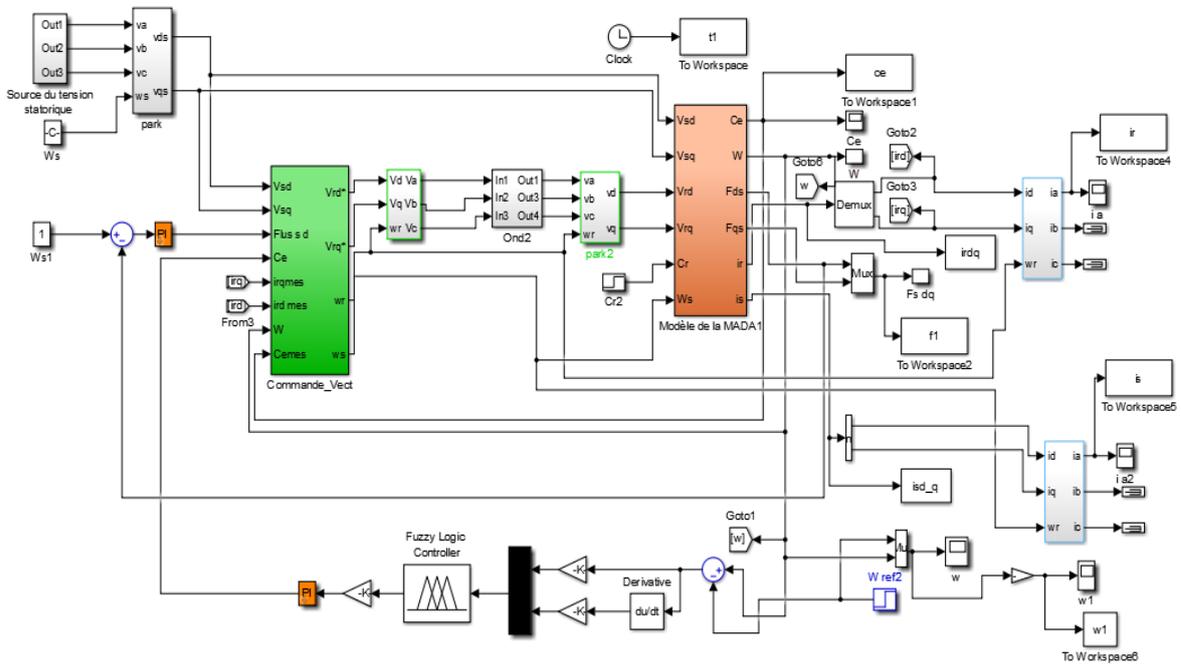
➤ Le modèle de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA sous SIMULINK/MATLAB.



➤ Le modèle de la commande par mode de glissement du MADA Sous SIMULINK/MATLAB.



➤ Le modèle de la commande par Logique floue du MADA Sous SIMULINK/MATLAB.



Publications et Communications

Publications :

1. **A.Saidi**, Lamia Youb, F Nacéri , and S Belkacem , " A Fuzzy Adaptive Control of Doubly Fed Induction Machine (DFIM) ," MATEC Web of Conferences , [https : //doi.org/10.1051/mateconf/201820803008](https://doi.org/10.1051/mateconf/201820803008) , 2018
2. **Saidi Abderazak** , Nacéri Farid, " Speed control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy adaptive ," Int. J. Intelligent Engineering Informatics, Vol. 7, No. 1, 2019
3. **Saidi Abderazak** , Nacéri Farid, Sundarapandian Vaidyanathan , " A new robust adaptive fuzzy synergetic control for nonlinear systems with an application to an inverted pendulum ," Int. J. Modelling, Identification and Control, Vol. 33, No. 2, 2019
4. **Saidi Abderazak** , Nacéri Farid, " A New Robust Control For Doubly Fed Induction Machine Based On Type-2 Fuzzy Logic Controller," Journal of Advanced Research in Science and Technology , Volume 6, Numéro 1, Pages 845-857, 2019
5. **Abderazak SAIDI**, Farid NACERI, Lamia YOUB, Mihai CERNAT, Luis GUASCH PESQUER3, " Two Types of Fuzzy Logic Controllers for the Speed Control of the Doubly-Fed Induction Machine," Advances in Electrical and Computer Engineering, Volume 20, Number 3, 2020

Communications :

1. **Saidi Abderazak** , Nacéri Farid, " Comparative study between Sliding mode controller and Fuzzy Sliding mode controller in a speed control for doubly fed induction motor," the 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)December16-18, 2016, Hammamet, Tunisia. DOI: 10.1109/CEIT.2016.7929044 IEEE.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques :

- [1] C. Carlos, “Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones,” Edition 1, Hermes Science Europe, 2000.
- [2] E. Vazquez-Sanchez, J. Sottile and J.G-Gil, , “A Novel Method for Sensorless Speed Detection of Brushed DC Motors ,” Applied. Sciences. 2017, 7, 14; doi:10.3390/app7010014
- [3] J. P. Caron, et J. P. Hautier, “Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone,” Edition Technique, Paris , 1995.
- [4] S. Drid, “Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d’une Machine A Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d’Alimentation : Théorie & Expérimentation,” Thèse de doctorat de l’université de Batna , Novembre 2005.
- [5] K. Loukal, “Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux,” Thèse de doctorat 3ème cycle L.M.D, Université de M’SILA, Algérie, 2017.
- [6] G. Salloum, “ Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ,” Thèse de doctorat, l’institut national polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [7] G. Khojet el khil, “ Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ,” Thèse de doctorat, l’institut national polytechnique de Toulouse, France, 2006.
- [8] I.F Soran, “ The Steady State and Transient Performances of a Double Fed Asynchronous Machine (DFAM) ,” EPE Conference, Vol. 2, pp. 395-399, Firenze, 1991.
- [9] L XU , W Cheng, “ Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme ,” IEEE transaction On Industry Application, Vol. 31, No 3, pp. 636-642, May/June 1995.
- [10] M. Heller, W Schumacher, “ Stability Analysis of Doubly-Fed Induction Machines in Stator Flux Reference,” Frame Proc. EPE, Trondheim, Vol. 2, pp. 707-710, 1997.
- [11] C. Kel Kelber , W. Schumacher, “ Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machine,” Proc. VSS Hy European Conference on Variable Speed in Small Hydro, Grenoble, January 2000.

- [12] C. Batlle, A. D. Cerezo et R. Ortega, “ A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine ,” Proc. of American Control Conference, New York, USA, July 2007, pp. 5438-5443.
- [13] I. Shapoval, S. Peresada et J. Clare, “ Torque and reactive power control of doubly fed induction machine with matrix converter ,” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, England, June 30-July 2 2008, pp. 2469-2474.
- [14] M. Machmoum, M. Cherkaoui, F.M Sargos , A.Rezzoug, “Modeling of a Doubly-Fed Asynchronous Machines Application to a Voltage Supply New Trends, R. Le Doeuf and J. Robert (eds.),” Elsevier Science Publishers B.V. IMACS, 1991, pp. 71-76.
- [15] M. Machmoum, R. L. Doeuff, F. M. Sargos, M. Cherkaoui, “Steady-state analysis of a doubly fed asynchronous machine supplied by a current-controlled cycloconverter in the rotor,” IEE Proc-B., Vol. 139, No. 2, pp. 114-122, Mar. 1992.
- [16] C.Asmar, “Contribution à une Etude Générale des Machines à Double Alimentation Application,” Thèse de Doctorat d’Etat, Institut National Polytechnique, Toulouse, 1987.
- [17] E.Ruppert Filho , V.A. Bravo Sanchez , “On the Wound-Rotor Induction Machine Control ,” IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, Milwaukee, pp. 3-9, May 1997.
- [18] A. Masmoudi, A. Toumi, M. Kamoun, “Power on analysis and efficiency Optimization of a doubly fed synchronous machine,” Proceedings of Electric Machines and Power Systems, Vol. 21, pp. 473-491, 1993.
- [19] D. Ramuz , “Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs ,” Thèse de Doctorat, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences Techniques et Gestion de l’Industrie, France, 2000.
- [20] S . Drid , M.S. Nait-Said, M .Tadjine , “Double Flux Oriented Control for the Doubly Fed Induction Motor,” Electric Power Components and Systems“, Taylor & Francis Inc., 33:1081-1095, 2005.
- [21] P.E. Vidal, “Commande non-Linéaire d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

- [22] H. Azaza, A. Masmoudi, "Implementation of a Dual Vector Control Strategy in a Doubly-Fed Machine Drive," *European Transactions on Electrical Power* 2005; N° 15, pp. 541-555, 2005.
- [23] T. Ayoub, "Analyse et commande quatre quadrants de la machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat, l'école de génie de l'université du Québec en Abitibi Témiscaminque, Canada, 2013.
- [24] F. Poitiers, "Étude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de L'Énergie Éolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau," Thèse de Doctorat en et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [25] A. Petersson, L. Harnefors et T. Thiringer, "Evaluation of current control methods for wind turbines using Doubly-Fed Induction Machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 39, No. 3, January 2005, pp. 227-235.
- [26] D. Ramuz, "Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs," Thèse de Doctorat, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'Industrie, France, 2000.
- [27] Y. Bekakra, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [28] R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques," Ellipses 2011.
- [29] A. Miloudi, "Étude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone," thèse Doctorat Science, Université Oran, Juin 2006.
- [30] A. Kheldoun, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté," Thèse de Doctorat, université Boumerdès 2007.
- [31] R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des Machines Electriques," Livre, Edition Technosup, Univ Batna, 2012.
- [32] J. Belhadj, "Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone-Structures d'observation, Application aux systèmes multimachines- multiconvertisseurs," Thèse de Doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, Tunisie, juillet 2001.

- [33] D. Youcef, “Commande directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle,” Thèse de Doctorat en Electrotechnique, universite djillali liabes de Sidi Bel abbes ,Algérie, 2015.
- [34] M.Zelechowski, “Space Vector Modulated_Direct Torque Controlled (DTC –SVM) Inverter_Fed Induction Motor Drive,” Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology ,Warsaw, Poland, 2005.
- [35] C.DE Almeida martins, “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée» ,Thèse de Doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [36] R.Zaimeddine, “ Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux,” Thèse de Doctorat de l’école nationale polytechnique d’Alger, Algérie, juillet 2007.
- [37] A. Zemmit, S Messalti, et A Harrag, “ Innovative improved Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine (DFIM) using Artificial Neural Network (ANN-DTC) ,” International Journal of Applied Engineering Research; Volume 11, Number 16 ; pp 9099-9105, 2016.
- [38] A. Zemmit , “ Contribution à la commande de la machine asynchrone à double Alimentation (MADA) par les techniques intelligentes ,”Thèse de doctorat 3ème cycle L.M.D, Université de M’SILA, Algérie, 2017.
- [39] A. Boyette, “Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne,” Thèse de doctorat de l’université de Henri Poincaré, Nancy I Décembre 2006.
- [40] JE. Mazur, “Mathematical Models and the Experimental Analysis of Behavior ,” Journal of the Experimental Analysis of Behavior, 2006 Mar; 85(2): 275–291.
- [41] L . Benalia, “commande en tension des moteurs a induction double alimentes,” Thèse de doctorat en électrotechnique de l’université de Batna, 2010.
- [42] R. Abdessemed , “ Modélisation des Machines Electriques ,” Presses de L’université de Batna, Algérie, 1997.
- [43] P. Bastiani , “ Stratégie de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative : Application à la Traction Électrique ,”Thèse De Doctorat en Génie Électrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France,2001.

- [44] A. Chaïba, “Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l’intelligence artificielle”, Thèse de doctorat de l’université de Batna, 2010 .
- [45] I. Vechiu, O. Curea , H. Camblong, “Transient Operation of a Four-Leg Inverter for Autonomous Applications with Unbalanced Load,” Article in IEEE Transactions on Power Electronics , March 2010.
- [46] A. Houaria, “Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation,” Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, Algérie, 2011.
- [47] M. S Tekam , A. K. Sharma, “Comparative Study of Field Oriented Control and direct Torque Control of induction Motor,” International Journal of Scientific Development and Research (IJS DR) , July 2018 , Volume 3, Issue 7.
- [48] P. Vas, “Vector Control of AC Machine ,” Ed Oxford University Press, 1990.
- [49] M. Jannati ,N. Rumzi N. Idris,M. J. Abdul Aziz, “ Vector Control of Star-Connected 3-Phase Induction Motor Drives under Open-Phase Fault Based on Rotor Flux Field-Oriented Control,” Electric Power Components and Systems Volume 44, 2016 - Issue 20.
- [50] B. Akin, M Bhardwaj , “Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motors,” Texas Instruments , Version 1.1 – Feb 2010.
- [51] J. Arza, “Control Vectoriel Sans Capteur Mécanique d’une Machine Roue Asynchrone,” Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble – INPG, Français, 1999.
- [52] S. Peresada, A. Tilli, and A. Tonielli, “speed and flux control for dfoc of doubly Fed induction machine using sliding mode controller,” Acta Electrotechnica et Informatica, vol. 10, no. 4, 2010, 75–81.
- [53] I. Kh. Bousserhane, A. Hazzab, M. Rahli, M. Kamli, “direct field- oriented control using backstepping strategy With fuzzy rotor resistance estimator for induction motor speed control,” Issn 1392– 124x information technology and control, vol.35, no.4, 2006.
- [54] Kh. Abed, “techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone,” Thèse de doctorat en Sciences en Electrotechnique de l’université de Constantine, 2010.

- [55] A. Boukhelifa, “les éléments d’optimisation du pilotage d’une machine en vue d’un contrôle vectoriel,” thèse de Doctorat d’État en électrotechnique de l’ENPT, 2007.
- [56] A. Y. Yousef , S.M. Abdelmaksoud, “Review on Field Oriented Control of Induction Motor,” International Journal For Research in Emerging Science and Technology , Volume-2, Issue-7, July-2015
- [57] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Speed Control of Doubly Fed Induction Machine Using Fuzzy Logic Controller,” Proceedings of First International Conference on Electrical Engineering (CIGET’09), 25-26 Octobre 2009, University of Tebessa, Algeria.
- [58] P. Lopez et A. S. Nouri, “Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants,” Springer, 2006.
- [59] S. Kazak , “State-of-the-art in control engineering ,” Journal of Electrical Systems and Information Technology ,Volume 1, Issue 1, May 2014, Pages 1-9
- [60] D. Liu, Z. Tang, Z.Pei, “Variable Structure Compensation PID Control of Asymmetrical Hydraulic Cylinder Trajectory Tracking ,” Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering ,Volume 2015, Article ID 890704, 9 pages
- [61] E. Tahoumi, “ New robust control schemes linking linear and sliding mode approaches,” Automatic. École centrale de Nantes, 2019. English.
- [62] Ph. Cristian Iascu, “Direct Control of Sensorless Induction (Motor Drivers): A sliding-Mode Approach,” IEEE Transactions on industry applications, vol.40, April, 2004.
- [63] S. Zeghlache, “ Commande non linéaire d’un appareil à vol vertical ,” Thèse de doctorat, Université de M’sila, Algérie, 2014.
- [64] H. Bühler, “Réglage par Mode de Glissement ,” Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse. 1986.
- [65] R.Abdessemed, A.L.Nemmour, VF.Tomachevitch, “Cascade Sliding Mode Control of a Stator Field Oriented Double Fed Asynchronous Motor Drive (DFAM) ,” In: Archives of electrical engineering, Vol. LI, N°03, pp. 371-387, 2002.

- [66] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Comparison between Sliding Mode and Fuzzy Logic Controls in a Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine,” 10th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA’2009, December 20-22, 2009, Hammamet, Tunisia.
- [67] I. Yaichi , “Contribution à l’amélioration de la qualité d’énergie électrique d’un système éolien basé sur la MADA ,” Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi –Bel-Abbes, Algérie, 2019.
- [68] J.S. Fang , J.S. Hong Tsai , J.J.Yan , S.M. Guo, “Adaptive Chattering-Free Sliding Mode Control of Chaotic Systems with Unknown Input Nonlinearity via Smooth Hyperbolic Tangent Function,” Hindawi , Mathematical Problems in Engineering, Volume 2019, Article ID 4509674, 9 pages
- [69] L. A. Zadeh, “Fuzzy Sets”, Information and Control, 8, 338, 1965.
- [70] L. A. Zadeh, “A Rationale for Fuzzy Control”, J. Dynamic Syst., Meas and Control, Vol. 94, Series G, 3, 1972.
- [71] L. A. Zadeh, “Making the Computers Think Like People”, IEEE Spectrum, 1994.
- [72] J. Yan, M. Ryan & J. Power, “Using fuzzy logic”, Prentice Hall International (UK), 1994.
- [73] E. Mamdani, “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controllers”, Inter. Jour. on Man-Machine Studies, Vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [74] E. H. Mamdani , “Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant”, Proc. of IEE, Vol. 121, No. 12, 1974.
- [75] H. Bühler, “Réglage par logique floue”, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [76] P. Borne, J. Rozinoer, J. Y. Dieulot, “Introduction à la logique floue”, Edition technip, 1998.
- [77] W. J.M. Kickert and E.H. Mamdani , “Analysis of a fuzzy logic controller”, Fuzzy Sets and Systems, 1, 29–44, 1978.
- [78] J. J. Buckley, “Theory of the fuzzy controller: an introduction”, Fuzzy Sets and Systems, 51, 249–258, 1992.
- [79] M. Nezar, “Diagnostic des associations convertisseurs statiques- machines asynchrones en utilisant les techniques de l’intelligence artificielle”, thèse de doctorat d’état de l’université de Batna, 2006.

- [80] M. Braae and D.A. Rutherford, “Theoretical and linguistic aspects of the fuzzy logic controller”, *Automatica*, 15, 553–577, 1979.
- [81] U. Hohle and L.N. Stout, “Foundations of fuzzy sets”, *Fuzzy Sets and Systems*, 40, 257–296, 1991.
- [82] L. Baghli , “Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [83] M. Mizumoto , “Fuzzy controls under various fuzzy reasoning methods”, *Information Sciences*, 45, 129–151, 1988.
- [84] H. Hellendoorn , “Closure properties of the compositional rule of inference”, *Fuzzy Sets and Systems*, 35, 163–183, 1990.
- [85] T.A Runkler , “Selection of appropriate defuzzification methods using application Specific properties”, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 5, 72–79, 1997.
- [86] A. Bouguerra, “Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical ”, thèse de doctorat, Université de M'sila, Algérie, 2015.
- [87] A. Bensenouci, A. M. Abdel Ghany, and M.N. Syed-Ahmad, “Optimized Variable-Structure Fuzzy-Based PI Controller for a DC Servomotor Position Control,” *Proc. of the 2nd Saudi Technical Conference & Exhibition, STCEX2002*, Riyadh, Saudi Arabia, Oct.26-30, 2002.
- [88] A. Siahbazi, A.Barzegar, M.Vosoogh, A. M.Mirshekaran, S.Soltani, “Design Modified Sliding Mode Controller with Parallel Fuzzy Inference System Compensator to Control of Spherical Motor ,” *I.J. Intelligent Systems and Applications*, 2014, 03, 12-25.
- [89] A. Khemis, “Contribution à la commande adaptative de la machine à induction par l’application des techniques floues type-2,” thèse de doctorat, Université de Batna 2, Algérie, 2018.
- [90] Karnik, N. N. e Mendel, J.M, “Introduction to Type-2 Fuzzy Logic Systems,” *Fuzzy Systems Proceedings, IEEE World Congress on Computational Intelligence*, vol. 2, Anchorage, AK, pp. 915-920, 1998.
- [91] K.Loukal et L. Benalia, “Interval Type-2 Fuzzy Logic Control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM) ,” *Advances in Fuzzy System journal*, Vol.2016 (2016),Déc. 2015.

- [92] K. Chafaa, “Structures d’identification et de commande des systèmes non linéaires basees sur les techniques floues,” Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, 2006.
- [93] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, “Fuzzy modeling using Kalman Filter , “IET Control Theory & Applications, Vol.1,No.1,2007, pp. 58 – 64.
- [94] H. A. Hagra, “A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots ,” IEEE Trans. Fuzzy Syst, Vol. 12, No. 4, 2004, pp. 524-539.
- [95] W. Pingfang, S. Yuming and J. Zhicheng , “Passivity-Based Fuzzy Sliding Mode Control System for Induction Motors ,” IEEE International Conference on Control and Automation Guangzhou, CHINA 2007.
- [96] Z. Junhui, W. Mingyu, L. Yang, Z. Yanjing and L. Shuxi, “The Study on the Constant Switching Frequency Direct Torque Controlled Induction Motor Drive with a Fuzzy Sliding Mode Speed Controller ,” IEEE the Natural Science Foundation of Chongqing (CSTC 2007BB3169) 2007.
- [97] L. Linsheng, L. Jianning , “Chattering-Free Fuzzy Sliding Mode Control Strategy For Uncertain Discrete Systems with Input Saturation,” IEEE Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications 2008.
- [98] E. Nechadi, M. N. Harmas, A. F. Hamida, K. Zehar, “Stabilisation d’un Système Electro énergétique par Contrôleur Flou en Mode Glissant,” 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications, March 27-31, 2005 – TUNISIA.
- [99] S. M. Gadoue, D. Giaouris, and J.W. Finch, “Genetic Algorithm Optimized PI and Fuzzy Sliding Mode Speed Control for DTC Drives,” Manuscript received March 22, 2007.

ملخص : الغرض من هذا العمل هو تقديم مساهمة في العمل الذي نفذ بالفعل في إطار رابطة المنطق الغامض، والتحدث بدقة، وضع انزلاق. وهي مسألة تطوير قانون مراقبة هجين من قبل أوضاع منزلقة غامضة لحل مشاكل السعي لتحقيق النظم غير الخطية غير المؤكدة، والحد من ظاهرة تشاتيرنيغ. في الجزء الأول، قدمنا نظرة عامة موجزة عن البحث المخصص للألة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة، ثم النمذجة والتحكم في المساحات عن طريق اتجاه تدفق الإحصائيات والتحكم عن طريق انزلاق وضع DFIM. نحن نقدم قانون مراقبة مختلط عن طريق أوضاع منزلقة غامضة تنطبق على DFIM. للتحقق من صحة كل طلب. أخيراً تم تقديم دراسة مقارنة لنوعي التحكم (SMC و FSMC). النتائج التي تم الحصول عليها من تقنيات التحكم القوية المستندة إلى النظم الغامضة للترجمة المزدوجة غير المتزامنة إلى أداء ديناميكي أفضل من السرعة، وعزم الدوران والتدفق.

الكلمات المفتاحية : محرك تغذية مضاعف للمحرك غير المتزامن (DFIM)، التحكم في المتجهات، المنظم الكلاسيكي، المنطق الغامض، هيكل التحكم المتغير (وضع انزلاق)، وحدة تحكم وضع انزلاق غامض.

Résumé– Ce travail a pour but d’apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l’association de la logique floue, à la rigueur du mode glissant. Il s’agit de développer une loi de commande hybride par modes glissants floue pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains, perturbés et réduire le phénomène de chatterning. Dans une première partie, on a présenté un bref tour d’horizon sur la recherche dédiée à la machine asynchrone à double alimentation, puis la modélisation et la commande vectorielle par orientation de flux statorique et la commande par mode glissant de la MADA. Nous proposons une loi de commande hybride par modes glissants floue appliquées à la MADA. Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Finalement une étude comparative des deux Types de Commande (SMC et FSMC) a été présentée. Les résultats obtenus de ces techniques de commande robustes basées sur les systèmes flous de la machine asynchrone à double alimentation se traduisent par de meilleures performances dynamiques de la vitesse, couple et du flux.

Mots–Clé: Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Commande vectorielle, Régulateur classique, Logique floue, Commande à structure variable (mode de glissement), Contrôleur flou en mode glissant.

Abstract

The purpose of this work is to make a contribution to the work already carried out within the framework of the association of fuzzy logic, strictly speaking, sliding mode. It is a question of developing a hybrid control law by fuzzy sliding modes to solve the problems of pursuit of uncertain, disturbed nonlinear systems and to reduce the phenomenon of chatterning. In the first part, we presented a brief overview of the research dedicated to the asynchronous double-feed machine, then modeling and vector control by stator flow orientation and control by sliding mode of the DFIM. We propose a hybrid control law by fuzzy sliding modes applied to the DFIM. Simulations are performed to validate each order. Finally a comparative study of the two Command Types (SMC and FSMC) was presented. The results obtained from these robust control techniques based on the fuzzy systems of the double-feed asynchronous machine translate into better dynamic performance of speed, torque and flux.

Key–words: Doubly Fed Asynchronous (Induction) Motor (DFIM), Vector-Control, Classical Regulator, Fuzzy Logic, Variable Structure Control (Sliding Mode) , Fuzzy Sliding Mode Controller.