



**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

THESE

Présentée par M^{me} : **LOUKAL Keltoum**

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en 3^{ème} cycle L.M.D
Spécialité : Electrotechnique

Thème :

**Commande Robuste des Machines Asynchrones à
Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type
Deux**

Soutenue le 22/04/2017 devant le jury composé de :

CHAOUCH Souad	Professeur - Université de Batna 2 -	Présidente
BENALIA Leila	Maitre de conférence A – Université de Batna 2 -	Encadreuse
MESSALTI Sabir	Maitre de conférence A – Université Mohamed Boudiaf – M'Sila-	Examineur
ZEGHLACHE Samir	Maitre de conférence A – Université Mohamed Boudiaf – M'Sila-	Examineur
BELHAMDI Saâd	Maitre de conférence A – Université Mohamed Boudiaf – M'Sila-	Examineur
HARRAG Abdelghani	Maitre de conférence A – Université de Sétif 1 –	Examineur

Remerciements

Avant tout, je remercie **الله**, le tout puissant, pour m'avoir assisté et armé de patience afin d'accomplir ce modeste travail.

Je ne saurais présenter cette étude sans remercier tous ceux qui ont contribué à son aboutissement. Je tiens en tout premier lieu à remercier chaleureusement mon encadreuse **Mme BENALIA Leila**, maître de conférences A à l'Université de Batna 2 pour les conseils, les encouragements et les efforts qu'elle m'a prodigué durant la réalisation de ce travail.

Je tiens ensuite à remercier Mme **CHAOUCH Souad**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour l'honneur qu'elle me fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse. Mes remerciements s'adressent également à Mr **MESSALTI Sabir**, Maitre de conférences A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, Mr **ZEGHLACHE Samir**, Maitre de conférences A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, Mr **BELHAMDI Saâd**, Maitre de conférences A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila et Mr **HARRAG Abdelghani**, Maitre de conférences A à l'Université de Sétif 1 qui ont bien voulu me faire l'honneur d'examiner ce travail et d'être membres du jury.

Enfin, je tiens à remercier **ma famille** qui pendant toute ma vie a été à mes côtés pour m'encourager à atteindre mes objectifs académiques et personnels. Ma reconnaissance va aussi à mes amis.

Merci à tous !

Dédicaces

بسم الله والصلاة والسلام على رسول الله محمد صلى الله عليه وسلم أما بعد:

الشكر لله عز وجل على توفيقه ثم:

- إلى الوالدين العزيزين الكريمين, أبي محمد وأمي مسعودة حفظهما الله.
- إلى زوجي الفاضل عبد الرحمان وابني محمد رابح وابنتي روميضاء.
- إلى إخوتي : عمار و باديس.
- إلى أختي سارة.
- إلى عائلة زوجي.

إلى جميع الأصدقاء والزملاء. لكم جميعا الشكر الجزيل.

Table des matières

Remerciements	
Table des Matières	i
Liste des Figures	viii
Liste des Tableaux	xiii
Notations et Symboles	xiv
Liste de publication et de communication	xviii
Introduction Générale	1

Chapitre 1

Etat de l'art et notions de base

1.1 Introduction	5
1.2 Revue de littérature	6
1.2.1 Fonctionnement en génératrice	6
1.2.2 Fonctionnement pour application moteur	8
1.2.2.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	8
1.2.2.2 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur	9
1.2.2.3 MADA alimentée par convertisseurs indépendants	10
1.3 Description de la machine asynchrone à double alimentation	13
1.4 Les différentes structures d'alimentation de la MADA	14
1.4.1 Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »	14
1.4.2 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée	15
1.4.3 Machine asynchrone à double alimentation (pont à diodes et pont à thyristor « structure de Kramer »)	15
1.4.4 Machine asynchrone à double alimentation (pont à diodes et pont à transistor « structure de Kramer »)	16

1.4.5 Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	16
1.4.6 Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	17
1.5 Modes de fonctionnement de la MADA	18
1.5.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	18
1.5.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	19
1.5.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	19
1.5.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	20
1.6 Avantages et inconvénients de la MADA	20
1.6.1 Avantages de la MADA	20
1.6.2 Inconvénients de la MADA	21
1.7 Conclusion	22
1.8 Références bibliographiques	23

Chapitre 2

Modélisation et Commande Vectorielle de La MADA

2.1 Introduction	26
2.2 Principe de fonctionnement de la MADA	27
2.3 Mise en équation de la MADA	28
2.3.1 Hypothèses simplificatrices et conventions	28
2.3.2 Modèle de la MADA	29
2.3.2.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique	29
2.3.2.2 Equations électriques de la MADA	29
2.3.2.3 Equations magnétiques	30
2.3.2.4 Equations mécaniques de la MADA	31
2.4 Transformation de Park	32
2.4.1 Application de la transformation de Park à la MADA	33

2.4.2 Choix du référentiel	35
2.4.2.1 Référentiel lié au stator	35
2.4.2.2 Référentiel lié au rotor	35
2.4.2.3 Référentiel lié au champ tournant	36
2.5 Simulation de la MADA alimentée par le réseau électrique	38
2.6 Résultats de simulation	39
2.7 Interprétation des résultats	41
2.8 Association onduleur MLI a la machine	42
2.8.1 Modélisation de l'alimentation de la machine par onduleur	42
2.8.1.1 Modélisation du redresseur	42
2.8.1.2 Modélisation du filtre	44
2.8.1.3 Modélisation de l'onduleur	45
2.9 Stratégie de commande par MLI sinus-triangle	47
2.9.1 Association onduleur de tension –machine	49
2.10 Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI	49
2.11 La commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation	50
2.12 Principe de la commande vectorielle	51
2.13 Commande vectorielle par orientation du flux statorique	52
2.13.1 Commande vectorielle directe et indirecte	53
2.13.1.1 Commande vectorielle directe	54
2.13.1.2 Commande vectorielle indirecte	54
2.13.2 Bloc de défluxage	55
2.14 La régulation	55
2.14.1 Calcul des régulateurs	57
2.14.1.1 Régulateur du courant I_{rd}	57
2.14.1.2 Régulateur du courant I_{rq}	58
2.14.1.3 Régulation de vitesse	59
2.15 Schéma de simulation	60
2.16 Résultat de simulation	61
2.16.1 Tests de robustesse	63
a- Variation au niveau de la résistance statorique	63
b- Variation au niveau de la résistance rotorique	64

c-Variation au niveau du moment d'inertie	65
2.17 Interprétation des résultats	66
2.18 Conclusion	67
2.19 Références bibliographiques	68

CHAPITRE 3

Commande par mode de glissement de la MADA

3.1 Introduction	71
3.2 Théorie de la commande par mode de glissement	71
3.2.1 Choix des surfaces de glissement	72
3.2.2 Condition de glissement	73
3.2.3 Calcul de la commande	74
3.2.4 Phénomène du chattering	75
3.2.5 Différentes structures du contrôle par mode de glissement	76
3.2.5.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	77
3.2.5.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	77
3.2.5.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	78
3.3 Application à la machine asynchrone à double alimentation	78
3.3.1 Surface de régulation de la vitesse	79
3.3.2 Surface de régulation du flux statorique	80
3.3.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation	81
3.3.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation	82
3.4 Résultats de Simulation	83
2.4.1 Tests de robustesse	84
a- Variation au niveau de la résistance statorique	84

b- Variation au niveau de la résistance rotorique	86
c-Variation au niveau du moment d'inertie	87
3.5 Interprétation des résultats	88
3.6 Conclusion	88
3.7 Références bibliographiques	89

CHAPITRE 4

Commande par la logique floue type 1 & 2 de la MADA

4.1 Introduction	90
4.2 Principe d'un contrôleur flou	90
4.2.1 Fuzzification	91
4.2.2 Inférence	91
4.2.3 Défuzzification	92
4.3 Application de la logique floue type-1 pour le réglage de vitesse de la MADA	92
4.3.1 Définition des entrées / sorties	92
4.3.2 Définition des fonctions d'appartenance	93
4.3.3 Base de Règle	94
4.3.4 Défuzzification	95
4.4 Résultats de Simulation	95
4. 4.1 Tests de robustesse	97
a- Variation au niveau de la résistance statorique	97
b- Variation au niveau de la résistance rotorique	98
c- Variation au niveau de moment d'inertie	99
4.5 Interprétation des résultats	101
4.6 Généralités sur la logique flou type-2	102
4.6.1 Représentation d'un ensemble flou type-2	102
4.6.2 Types d'ensembles flous type-2	104

4.6.2.1 Ensemble type-2 gaussien	104
4.6.2.2 Ensemble type-2 triangulaire	104
4.6.2.3 Ensemble type-2 Intervalle	104
4.7 Structure d'un système flou type-2	104
4.7.1 Fuzzification	105
4.7.2 Base de règle	105
4.7.3 Inférence	106
4.7.4 Réduction de type	107
4.7.5 Défuzzification	107
4.8 Application de la logique floue type-2 pour le réglage de vitesse de la MADA	108
4.9 Résultats de simulation	109
4.9.1 Tests de robustesse	110
a- Variation au niveau de la résistance statorique	111
b- Variation au niveau de la résistance rotorique	112
c-Variation au niveau du moment d'inertie	113
4.10 Interprétation des résultats	114
4.11 Conclusion	114
4.12 Références bibliographiques	115

CHAPITRE 5

Commande adaptative par la logique floue type 1 & 2 de la MADA

5.1 Introduction	118
5.2 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur classique par la logique Floue	118
5.3 Application de la commande IP à gain adaptatif par la logique floue type-1 pour régler la vitesse de la MADA	119
5.4 Résultats de simulation	121
5.4.1 Tests de robustesse	123
a- Variation au niveau de la résistance statorique	123
b- Variation au niveau de la résistance rotorique	124
c-Variation au niveau du moment d'inertie	125

5.5 Interprétation des résultats	126
5.6 Commande IP à gain adaptatif par la logique floue type-2 de la MADA	127
5.7 Résultats de simulation	128
5.7.1 Tests de robustesse	130
a- Variation au niveau de la résistance statorique	130
b- Variation au niveau de la résistance rotorique	131
c-Variation au niveau du moment d'inertie	133
5.8 Interprétation des résultats	134
5.9 Étude comparative entre les résultats de simulations des différentes lois de commande développées	134
5.10 Conclusion	138
5.11 Références bibliographiques	139
Conclusion générale	140
Annexe	142
Résumé	

Liste des figures

Chapitre 01

Figure. 1.1. Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice.	7
Figure. 1.2. Machine utilisée en moteur avec un onduleur.	8
Figure. 1.3. Machine utilisée en moteur avec un cycloconvertisseur.	9
Figure. 1.4. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun.	10
Figure. 1.5. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus indépendants.	11
Figure. 1.6. Alimentation de la MADA par deux cycloconvertisseurs.	12
Figure. 1.7. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.	13
Figure. 1.8. Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor.	14
Figure. 1.9. MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique.	15
Figure. 1.10. MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor.	15
Figure. 1.11. MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI.	16
Figure. 1.12. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.	17
Figure. 1.13. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.	17
Figure. 1.14. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.	18
Figure. 1.15. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.	19
Figure. 1.16. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.	19
Figure. 1.17. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.	20

Chapitre 02

Figure. 2.1. Différents modes de Fonctionnement de la MADA.	27
Figure. 2.2. Représentation de la structure de principe de la MADA triphasée.	29
Figure. 2.3. Transformation de Park.	33

Figure. 2.4. Choix du référentiel.	36
Figure. 2.5. Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension par le réseau.	38
Figure. 2.6. Courbes de simulation de la MADA ($V_r= 12V$, $f_r= 5Hz$, $C_r= 5N.m$)	39
Figure. 2.7. Courbes de simulation de la MADA ($V_r= 12V$, $f_r= 15Hz$, $C_r= 5N.m$)	40
Figure. 2.8. Courbes de simulation de la MADA ($V_r= 12V$, $f_r= 15Hz$, $C_r= 10N.m$)	41
Figure. 2.9. Redresseur à diodes.	43
Figure. 2.10. Tension redressée.	43
Figure. 2.11. Représentation du filtre.	44
Figure. 2.12. Schéma de l'onduleur de tension.	45
Figure. 2.13. Schéma d'un bras de l'onduleur.	46
Figure. 2.14. Principe de la technique Sinus-Triangle.	49
Figure. 2.15. Association MADA-deux onduleurs de tension à MLI Sinus-Triangle.	49
Figure. 2.16. Réponses du système avec double onduleurs statorique et rotorique avec $C_r=5 \text{ N.m}$ à $t=2\text{sec}$	50
Figure. 2.17. Principe de la commande vectorielle.	52
Figure. 2.18. Profil du flux statorique de consigne (défluxage).	55
Figure. 2.19. Schéma de compensation.	57
Figure. 2.20. Schéma de régulation du courant I_{rd}^* .	57
Figure. 2.21. Schéma de régulation du courant I_{rq}^* .	58
Figure. 2.22. Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.	59
Figure. 2.23. Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique.	60
Figure. 2.24. Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t= [0.6, 1.6] \text{ sec}$.	62
Figure. 2.25. Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.	64
Figure. 2.26. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale.	65
Figure. 2.27. Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale.	66
Chapitre 03	
Figure. 3.1. Convergence du système glissant.	72

Figure. 3.2. Représentation de la fonction sign.	75
Figure. 3.3. Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).	75
Figure. 3.4. Fonction «smooth».	76
Figure. 3.5. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	77
Figure. 3.6. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	77
Figure. 4.7. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	78
Figure. 3.8. Schéma de principe pour la commande par mode glissant du MADA.	79
Figure. 3.9. Résultats de simulation de la Commande par mode glissant suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.	84
Figure 3.10. Test de robustesse pour une variation de RS de +100% de sa valeur nominale	85
Figure 3.11. Test de robustesse pour une variation de Rr de +100% de sa valeur nominale	86
Figure 3.12. Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale	87

Chapitre 04

Figure. 4.1. Structure d'un régulateur flou.	91
Figure. 4.2. Structure du contrôleur du type PI-flou type-1.	93
Figure. 4.3. Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $de(k)$.	94
Figure. 4.4. Fonctions d'appartenance pour la commande $U(k)$.	94
Figure. 4.5. La surface.	95
Figure. 4.6. Résultats de simulation de la Commande par logique floue type-1 suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.	96
Figure 4.7. Test de robustesse pour une variation de RS de +50%, commande de vitesse de la MADA par la par logique floue type-1.	98
Figure 4.8. Test de robustesse pour une variation de Rr de +50%, commande de vitesse de la MADA par la par logique floue type-1.	99
Figure 4.9. Test de robustesse pour une variation de J de +50%, commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-1.	100
Figure 3.10. Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.	103
Figure 3.11. Structure d'un système flou type-2.	105

Figure. 3.12. Structure du contrôleur du type PI-flou type-2.	108
Figure. 3.13. Fonctions d'appartenance $e(k)$, $de(k)$ et $u(k)$.	108
Figure. 3.14. La surface.	109
Figure. 3.15. Résultats de simulation de la Commande par logique floue type-2 suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.	110
Figure 3.16. Test de robustesse pour une variation de RS de +50%, commande de vitesse de la MADA par la logique floue type2.	111
Figure 3.17. Test de robustesse pour une variation de Rr de +50%, commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-2.	112
Figure 3.18. Test de robustesse pour une variation de J de +50%, commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-2.	113

Chapitre 05

Figure. 5.1. Structure générale du régulateur flou adaptatif appliqué aux régulateurs classiques développés en simulation.	119
Figure. 5.2. Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$.	120
Figure. 5.3. Fonctions appartenance de paramètre K_p .	120
Figure. 5.4. Surface K_p .	121
Figure. 5.5. Résultats de simulation de la commande IP adaptative par la commande adaptative par logique floue type-1 sous un charge à $t = [0.6, 1.6]$.	122
Figure. 5.6. Gain K_p .	123
Figure. 5.7. Test de robustesse pour une variation de RS de +100% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type1.	124
Figure .5.8. Test de robustesse pour une variation de Rr de +100% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique type-1.	125
Figure. 5.9. Test de robustesse pour une variation de J de +50% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type-1.	126
Figure. 5.10. Fonctions d'appartenance $e(k)$, $\Delta e(k)$ et $u(k)$.	127

Figure. 5.11. Surface K_I .	128
Figure. 5.12. Résultats de simulation de la commande adaptative par logique floue type-2 sous un charge à $t= [0.6, 1.6]$.	129
Figure. 5.13. Gain K_p .	130
Figure. 5.14. Test de robustesse pour une variation de RS de +100% et une charge à $t= [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type2.	131
Figure. 5.15. Test de robustesse pour une variation de Rr de +100% et une charge à $t= [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique type-2.	132
Figure. 5.16. Test de robustesse pour une variation de J de +50% et une charge à $t= [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type-2.	133
Figure. 5.17. La commande u et l'erreur de vitesse de la commande Vectorielle du MADA.	135
Figure. 5.18. La commande u et l'erreur de vitesse de la commande par mode glissant de la MADA.	135
Figure. 5.19. La commande u et l'erreur de vitesse de commande par la logique floue type-1 de la MADA.	136
Figure. 5.20. La commande u et l'erreur de vitesse de commande par la logique floue type-2 de la MADA.	136
Figure. 5.21. La commande u et l'erreur de vitesse de commande adaptative par la logique floue type-1 de la MADA.	136
Figure. 5.22. La commande u et l'erreur de vitesse de commande adaptative par la logique floue type-2 de la MADA.	137
Figure. 5.23. Superposition et comparaison des vitesses de rotation de MADA sous un charge $Cr=5N.m$ à $t= [0.6 1.6]$.	138

Liste des tableaux

Chapitre 04

Table. 4.1 –Table de règle. 94

Chapitre 05

Table. 5.1. Table de règle. 121

Table. 5.2. Étude comparative entre les commandes développées pour MADA 135

Notations et Symboles

Notations & Acronymes:

- MADA** : Machine Asynchrone à Double Alimentation.
- MCC** : Machine à Courant Continu.
- AC** : Courant Alternatif.
- RST** : RST vient du nom des 3 polynômes devant être déterminés afin d'obtenir une commande efficace. La synthèse de ce type de correcteur s'effectue par placement de pôles. La résolution du système met en œuvre un polynôme de poursuite, et un polynôme de filtrage.
- LQG** : Linéaire Quadratique Gaussienne
- f.m.m*** : Force magnétomotrice.
- MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsion.
- IGBT** : Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor bipolaire à grille isolée).
- GTO** : Gate Turn-Off Thyristor (Thyristor commandé à l'ouverture).
- FOC** : Field Oriented Control (Commande vectoriel par orientation de flux).
- DTC** : Direct torque control (commande directe du couple).
- Matlab** : Matrix Laboratory.
- LQG** : Linear Quadratic Gaussian.
- PWM** : Pulse Width Modulation .
- FTBF** : Fonction de Transfert en Boucle Fermée
- FTBO** : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
- FLC** : Fuzzy Logic Controller.
- PID** : Proportionnel Intégral Dérivé
- IT2FLC** : Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller.

Symboles :

- R_s : Résistance d'une phase statorique (Ω).
- R_r : Résistance d'une phase rotorique (Ω).

L_s	: Inductance propre d'une phase statorique (H).
L_r	: Inductance propre d'une phase rotorique (H).
M	: Inductance cyclique mutuelle (H).
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique (H)
m_s	: Inductance mutuelle entre phases statoriques (H)
m_r	: Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H)
L_{ss}	: Matrice des inductances statoriques
L_{rr}	: Matrice des inductances rotoriques
V_s	: Tension appliquée au stator (V)
V_r	: Tension appliquée au rotor (V)
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante du temps statorique (s)
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique (s)
σ	: Coefficient de fuite totale (%)
p	: Nombre de paires de pôles
J	: Inertie des masses tournantes (Kgm ²)
f	: Coefficient de frottement visqueux (Nms/rd)
C_e	: Couple électromagnétique de la machine (N.m)
C_r	: Couple de charge (N.m)
s	: Indice des axes correspondant au stator.
r	: Indice des axes correspondant au rotor.
a, b, c	: Indices correspondant aux trois phases a, b, c.
(a, b, c)	: Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés.
(d, q)	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(x, y)	: Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor.
(α, β)	: Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
θ_s	: Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) (rad)

θ_r	: Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) (rad)
θ	: Position angulaire du rotor par rapport au stator (rad)
I_{sd}	: Courant statorique sur l'axe d (A)
I_{sq}	: Courant statorique sur l'axe q (A)
I_{rd}	: Courants rotorique sur l'axe d (A)
I_{rq}	: Courant rotorique sur l'axe q (A)
I, i	: Courant (A)
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants des phases statoriques (A)
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants des phases rotoriques (A)
V_{sd}	: Tension statorique sur l'axe d (V)
V_{sq}	: Tension statorique sur l'axe q (V)
V_{rd}	: Tension rotorique sur l'axe d (V)
V_{rq}	: Tension rotorique sur l'axe q (V)
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions d'alimentations des phases statoriques (V)
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions d'alimentations des phases rotoriques (V)
U_c	: Source de tension continue de l'onduleur (V).
V_{abcM}	: Tension de demi -bras A, B ou C (V)
V_{abc}	: Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C (V)
$V_{réf123}$: Tension de références 1, 2 ou 3 (sinusoïdal) (V)
V_m	: Amplitude de la tension de référence (V)
V_p	: Porteuse triangulaire (V)
V_{pm}	: Amplitude de la porteuse triangulaire (V)
φ_{sd}	: Flux statorique sur l'axe d (Wb)
φ_{sq}	: Flux statorique sur l'axe q (Wb).
φ_{rd}	: Flux rotorique sur l'axe d (Wb)
φ_{rq}	: Flux rotorique sur l'axe q (Wb)

φ_{snom}	: Flux statorique nominal (Wb)
$\varphi_{réf}$: Flux de référence (Wb)
U_{eq}	: Commande équivalente
U_s	: Commutation de la commande (stabilisante)
SAT	: Fonction de saturation
sign	: Fonction de signe
S	: Surface de glissement
k_p, k_i	: Paramètres du régulateur PI
T_e	: Période d'échantillonnage
S	: Opérateur de Laplace
τ_i, τ_d	: Constante de temps du régulateur (s)
S_{abc}	: Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur
m	: Indice de modulation
r	: Taux de modulation
$f_{réf}$: Fréquence de la tension de référence (Hz)
f_p	: Fréquence de la porteuse triangulaire (Hz)
f_s	: Fréquences statorique (Hz).
f_r	: Fréquences rotorique (Hz).
ω	: Pulsation électrique du rotor = $p \Omega$ (Rad/s)
ω_s	: Pulsation statorique (Rad/s)
ω_r	: Pulsation rotorique (Rad/s)
ω_s	: Pulsation d'alimentation (Rad/s)
ω_c	: Pulsation de coupure (Rad/s)
Ω_{nom}	: Vitesse mécanique nominale (Rad/s).
Ω	: Vitesse mécanique (Rad/s).
N	: Vitesse (tr/min)
x^*	: Consigne ou valeur de référence de la variable x

Liste de publications et de communications

- **Keltoum LOUKAL**, Leila BENALIA. " Interval Type-2 Fuzzy Logic Control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM) ", Hindawi Publishing Corporation, Advances in Fuzzy systems, Volume 2016 (2016), pp. 1–10, (December 2015). " indexed **Thomson & Scopus**", <http://dx.doi.org/10.1155/2016/8273019>

- **Keltoum LOUKAL**, Leila BENALIA. " Interval Type-2 Fuzzy Gain-Adaptive Controller of A Doubly Fed Induction Machine (DFIM) ", Journal of Fundamental and Applied Sciences, Vol.2, No.8, pp. 470–493, (May 2016). " indexed **Thomson**", <http://dx.doi.org/10.4314/jfas.v8i2.20>

- **LOUKAL Keltoum**, BENALIA Leila, " Speed Control of a Doubly Fed Induction Motor Based on Fuzzy Logic Controller ", the First National Conference on Electronics and New Technologies (NCENT'2015) May 19-20, M'sila, Algeria.

- **LOUKAL Keltoum**, BENALIA Leila, BOUGUERRA Abderrahmen. " Speed Control of a Doubly-Fed Induction Motor (DFIM) Based on Fuzzy Sliding Mode Controller ", The International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol.10, No.3, pp. 20–29, (30 June 2017). " indexed **Scopus**", **DOI: 10.22266/ijies2017.0630.03**

- **LOUKAL Keltoum**, BENALIA Leila, BOUGUERRA Abderrahmen, " Speed Control of a Doubly Fed Induction Motor Based on Fuzzy Gain-Adaptive IP ", International Journal of Information Technology and Electrical Engineering, accepté, en attente pour la publication.

Introduction générale

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances, il existe d'autres solutions utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit des machines asynchrones 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].

Dans notre travail on s'intéresse à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA' alimentée en tension, dont l'objectif principal est d'appliquer des techniques de commandes robustes telle que la commande par mode glissant et la commande par la logique floue type 1 et 2 afin d'améliorer les performances.

La machine à double alimentation est constituée principalement d'un bobinage polyphasé au stator et au rotor. De nombreuses applications utilisent une machine de ce type. On peut avoir la cascade hypo synchrone, la variation de la résistance rotorique, le fonctionnement en générateur avec une vitesse mécanique variable, l'alimentation au stator et au rotor par un convertisseur, ou le stator par un réseau fixe et le rotor par une alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant, cette dernière présente beaucoup

d'avantages par rapport à celle en tension, car elle procure une grande souplesse et une plus grande simplicité de fonctionnement [2, 4].

La commande vectorielle à flux orienté a été réalisée par Blaschke [2, 5] sous le titre Commande découplée : découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a mis en valeur quelques faiblesses de cette méthode face aux perturbations dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des machines, ou qu'ils varient au cours du fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Il devient important d'utiliser des méthodes de commandes robustes, linéaires ou non linéaires pour remédier à ce problème.

Le réglage par les modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par : le choix des surfaces de glissement ; la définition des conditions d'existences et de convergences du régime glissant et par la détermination de la loi de commande.

La théorie de la logique floue a été établie par L. Zadeh [2, 6]. Cette logique permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, beaucoup de chercheurs ont travaillé sur cette nouvelle logique, ils ont bâtis son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1.

Afin d'atteindre l'objectif principal fixé, différents sous objectifs sont définis comme suit :

- 1) Synthèse d'une loi de commande vectorielle par orientation de flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

- 2) Synthèse d'une loi de commande par le mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation.
- 3) Synthèse d'une loi de commande par la logique floue type-1 & 2.
- 4) Proposition d'une loi de commande adaptative basée sur la logique floue type-1 & 2.

Structure de la thèse :

Ce travail qui comprend cinq chapitres est organisé comme suit :

- Le **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.
- Le **chapitre 2** est consacré à la modélisation et à la commande vectorielle de la MADA où des résultats seront présentés.
- Le **chapitre 3** est l'objet de la commande par mode glissant 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.
- En se basant sur le régulateur floue type-1 & 2, nous proposerons dans le **chapitre 4**, deux lois de commande robustes. Les deux techniques proposées sont appliquées sur la MADA.
- Le **chapitre 5** exposera une autre stratégie de commande est la commande IP à gains adaptatifs par deux techniques, la logique floue type-1 & 2 et présentera leurs performances.

Finalement, ce travail sera clôturé par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, ainsi que des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Références bibliographiques

- [1] L. Benalia. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, **2010**.
- [2] 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**.
- [3] 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**.
- [4] M. Cherkaoui. « Contribution à la modélisation, à l'étude et à la commande des machines alternatives application à une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, **1990**.
- [5] N. Ezziani. « Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, **2010**.
- [6] K. Chafaa. « Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues », Thèse de doctorat, Université Batna, Algérie, **2006**.

CHAPITRE 1

État de l'art et notions de base

1.1 Introduction

Dans les pays industrialisés, plus de la moitié de l'énergie électrique est utilisée pour la production de la force contre électromotrice destinée aux entraînements électriques à vitesse variable. 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.

Ces dernières décennies, l'évolution de l'électronique de puissance et l'évolution de la microinformatique permettent l'utilisation des machines à courant alternatif dans les applications à vitesse variables [1].

La machine asynchrone à cage, traditionnellement conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance, 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 [2].

La machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rotorique, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine. Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard, le montage en cascade hypo-synchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement. Enfin, suite à une large évolution des composantes de

l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergées pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse : la première consiste à coupler le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur de tension ; dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, structure présentant une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage [2, 3, 4].

Avant d'aborder l'étude et la commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, nous allons présenter d'abord un état de l'art des travaux sur cette dernière, en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages.

1.2 Revue de littérature

La littérature atteste un grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine asynchrone à double alimentation (MADA) pour diverses applications, en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [1].

Dans ce chapitre une synthèse des travaux qui ont été réalisés, va permettre de situer nos travaux par rapport à ceux qui ont été déjà faits.

1.2.1 Fonctionnement en génératrice

Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.).

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 1.1) [1-3].

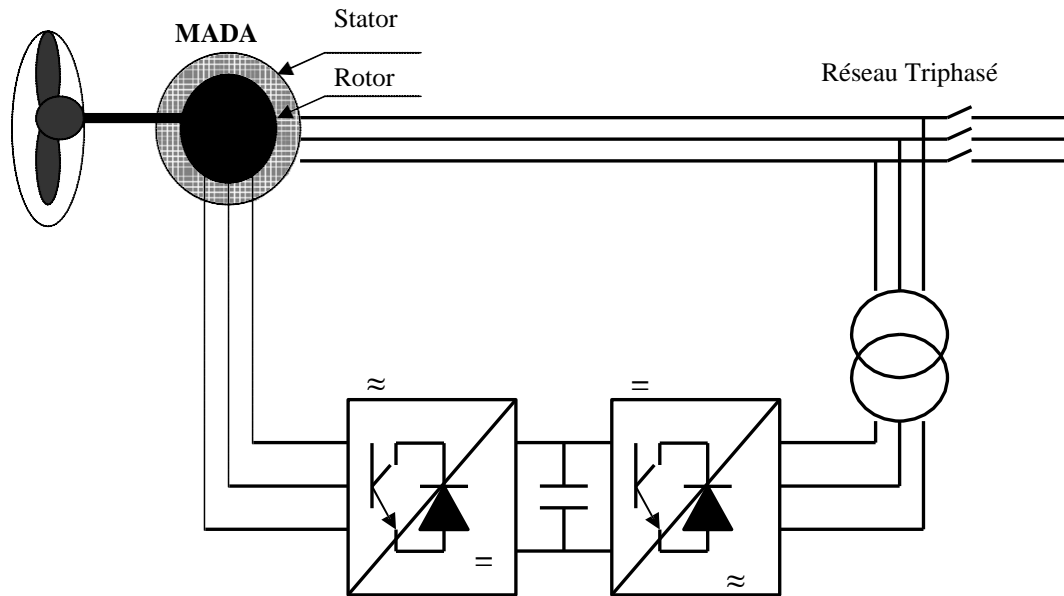


Figure. 1.1. Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice [2].

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

POITIER [5] donne 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 [6], 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.

BOUMARAF dans [7] traite la commande de la machine asynchrone à double alimentation via trois différentes structures de commande : la commande à flux statorique orienté (FOC) et la commande par la logique floue ainsi que la commande directe du couple (DTC). Cette dernière a été présentée comme une alternative à la commande par orientation du flux statorique. Il conclut que la double DTC présente des performances statiques et dynamiques acceptables, et une bonne robustesse. Mais elle présente un inconvénient majeur

d'être relativement sensible aux oscillations effectuées par les deux onduleurs, et une variation gênante du courant statorique de ligne qui peut détruire la machine.

1.2.2 Fonctionnement en moteur

Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel par orientation du flux notamment l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer, mais pour P. Vidal [4] qui oriente ses travaux vers une commande non linéaire de la MADA. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont soit les cycloconvertisseurs soit des onduleurs à base d'IGBT [1, 7]. Pour cette application de la MADA, il existe plusieurs configurations de fonctionnement [8].

1.2.2.1 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. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La Figure 1.2 présente le schéma de principe de cette catégorie de MADA [3, 8].

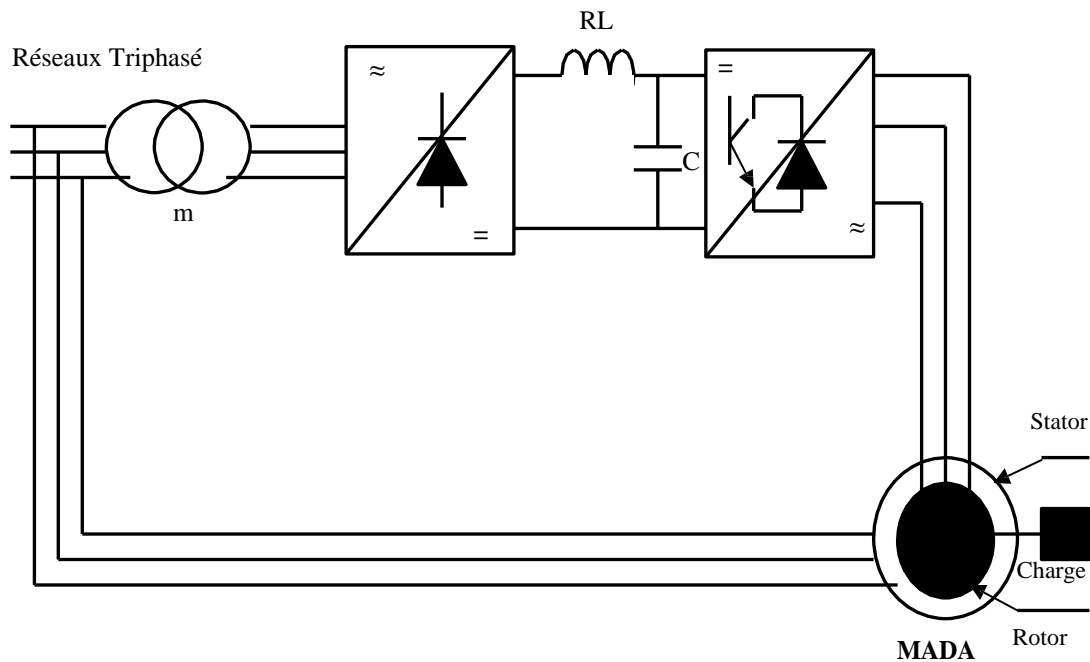


Figure. 1.2. Machine utilisée en moteur avec un onduleur [2].

Dans [9], 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 [10], 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).

1.2.2.2 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur

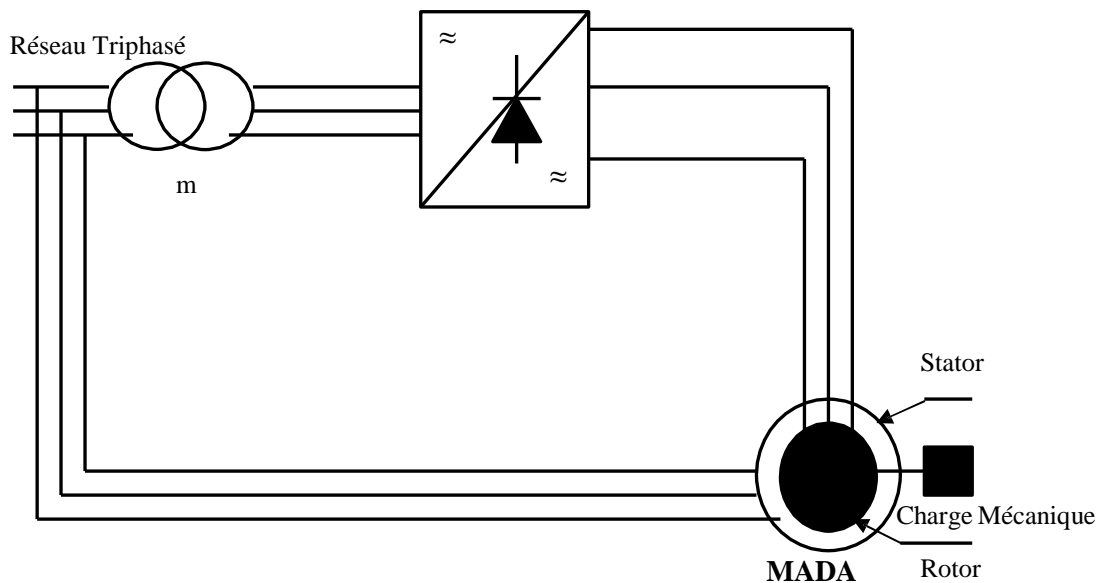


Figure.1.3. Machine utilisée en moteur avec un cycloconvertisseur [2].

Dans [11], DALAL et al proposent une étude de simulation sur la commande de la vitesse par des régulateurs PI du moteur asynchrone à rotor bobiné dont le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur matriciel afin de réaliser une commande avec un facteur de puissance unitaire. La technique de commande MLI vectorielle est adoptée pour la commande du convertisseur matriciel. Cette étude est validée par simulation. D'après les résultats de simulation, les auteurs constatent que le réglage de la puissance de glissement par un convertisseur matriciel apporte une amélioration significative au niveau de la qualité de puissance du système considéré par rapport au cycloconvertisseur. Ceci est prouvé par un courant quasiment sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur matriciel, ainsi qu'une tension presque sinusoïdale à la sortie de celui-ci, qui permet d'avoir un courant sinusoïdal dans le rotor, et ce qui conduit à une amélioration du rendement et une réduction du taux d'harmoniques dans le système.

1.2.2.3 MADA alimentée par convertisseurs indépendants

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

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

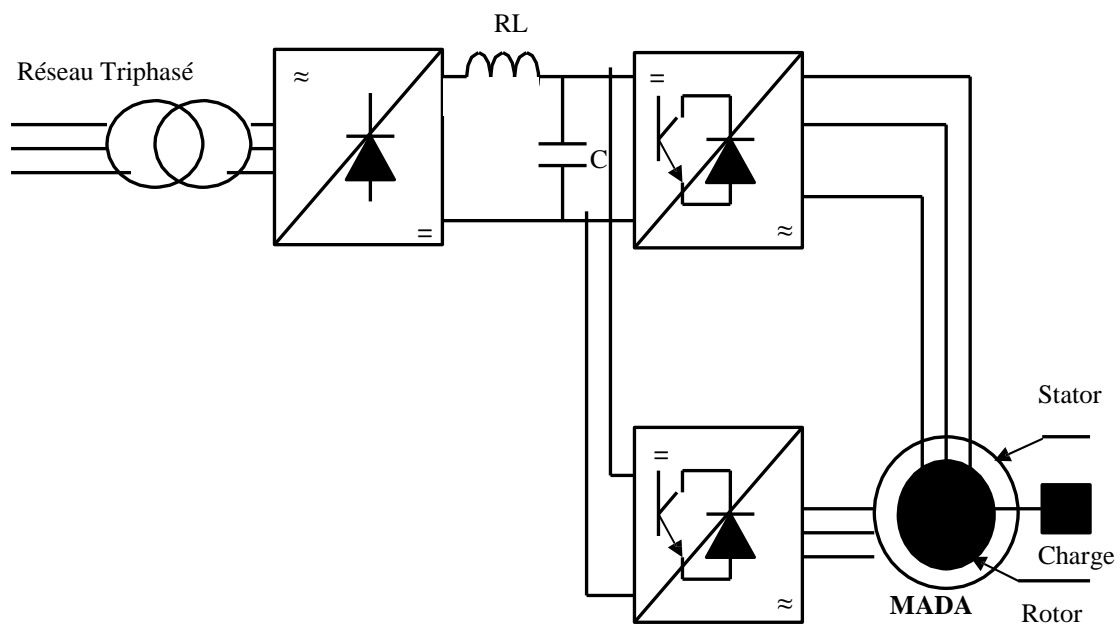


Figure.1.4. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun [2].

Dans [4], 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.

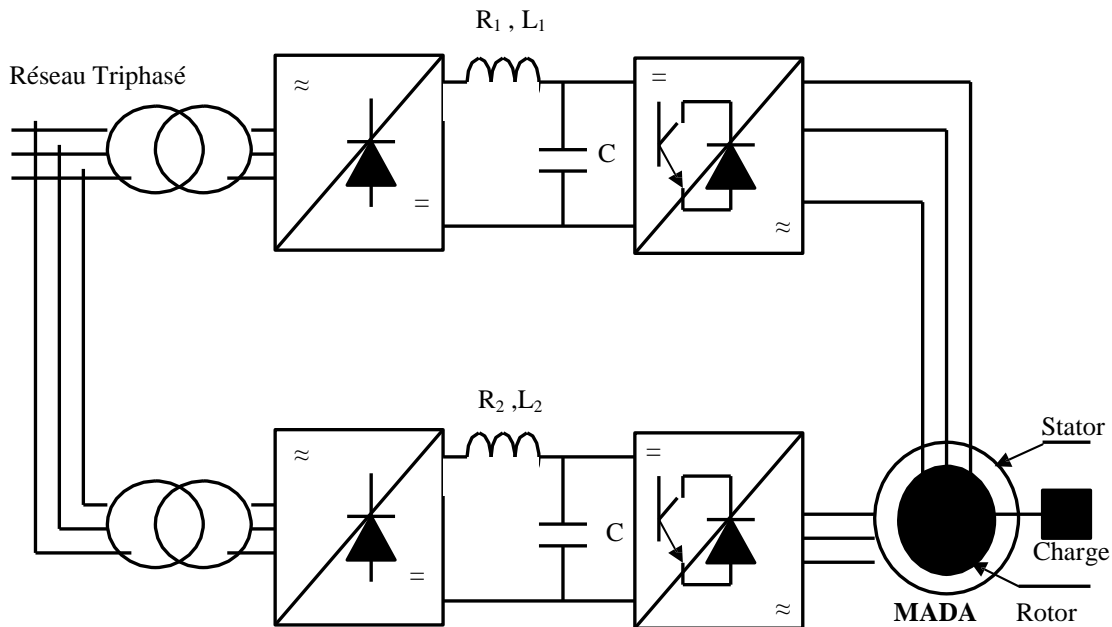


Figure.1.5. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus indépendants [2].

RAMUZ dans sa thèse [12], 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.

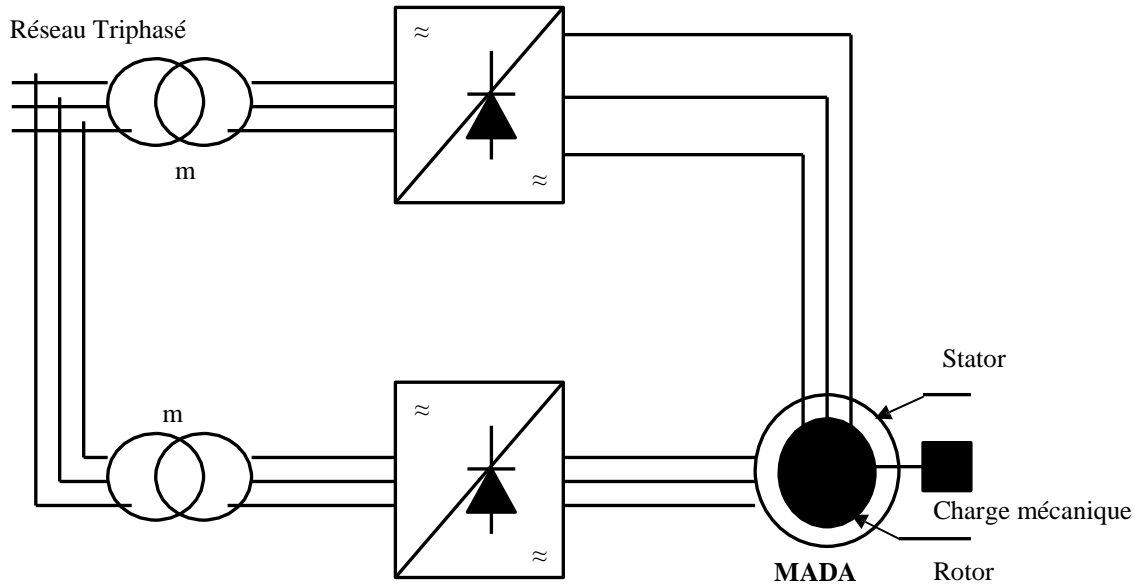


Figure.1.6. Alimentation de la MADA par deux cycloconvertisseurs [3].

KHOJET dans [13] 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.

BENNANI dans [14], du fonctionnement, de la modélisation, du contrôle, d'une étude analytique et de l'optimisation des performances de la MADA. Il trouve des lois de commande par différentes façons et pour plusieurs fonctions objectives qui peuvent optimiser les performances de la machine (rendement, facteur de puissance, taille du convertisseur). Il montre aussi que le mode de fonctionnement de la machine dépend principalement des caractéristiques de la source extérieure (tension, déphasage et fréquence).

Dans la thèse de [15], BEKAKRA propose des méthodes de commande linéaire et non linéaire de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) pour les deux modes de fonctionnements moteur et génératrice. Pour le cas linéaire, il a appliqué les lois de commande classique de type PI qui donne des bons résultats. Dans le cas non linéaire ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, pour cela il a fait deux commandes (par mode glissant et logique flou type 1). L'étude comparative entre les

deux commandes, montre que la régulation par ces méthodes présente des performances meilleures en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation.

1.3 Description de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. Le rotor de cette machine est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent se frotter des balais lorsque la machine tourne [16].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [17, 18]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor.

Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure. 1.7) [19, 20].

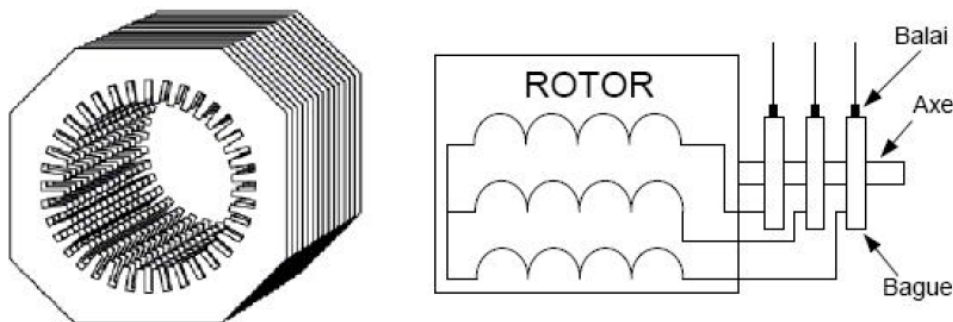


Figure.1.7. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA [15].

1.4 Les différentes structures d'alimentation de la MADA

1.4.1 Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor [21-22]. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau, mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

La Figure 1.8 montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné pilotée par le rotor.

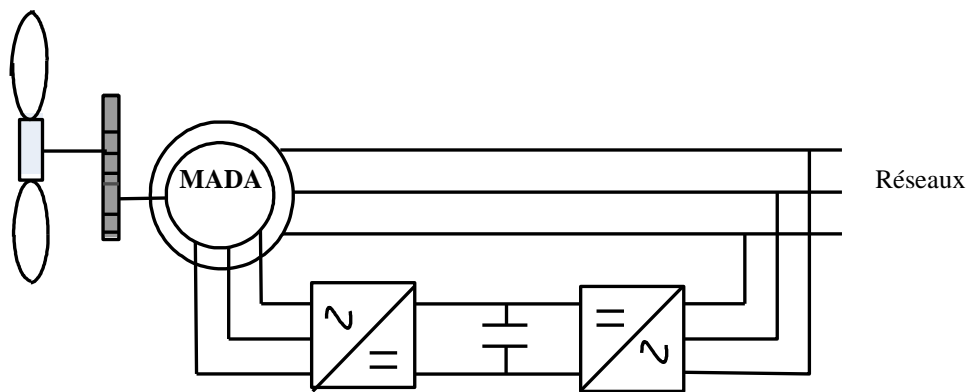


Figure.1.8. Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor [22].

1.4.2 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la Figure 1.9, le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone.

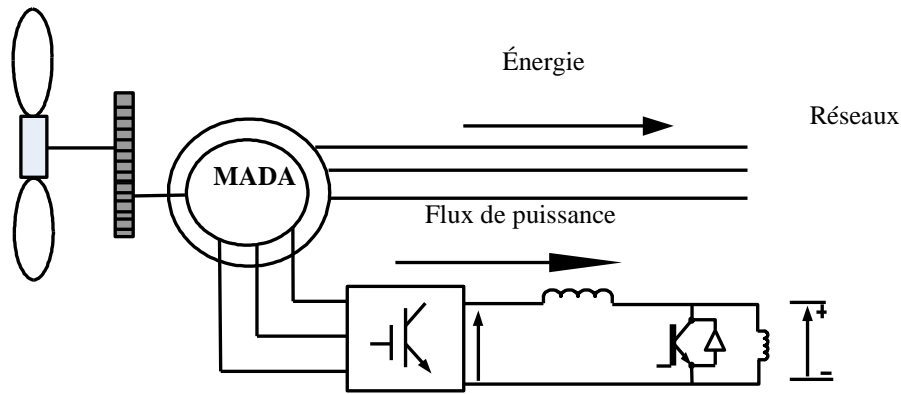


Figure.1.9. MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique [22].

1.4.3 Machine asynchrone à double alimentation (pont à diodes et pont à thyristor « structure de Kramer »)

Une première structure pour l'alimentation électrique consiste à utiliser un pont à diodes et un pont à thyristors, cette structure est appelée « montage de Kramer ». Les tensions entre bagues sont redressées par le pont à diodes. L'onduleur à thyristors non autonome applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage [23]. Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone (Figure 1.10). Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau.

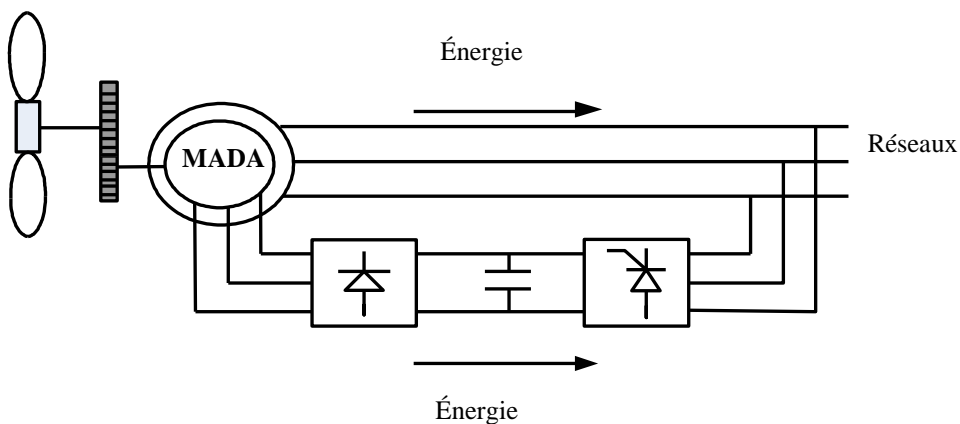


Figure.1.10. MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor [22].

1.4.4 Machine asynchrone à double alimentation (pont à diodes et un onduleur MLI « structure de Kramer »)

Les onduleurs à commutation naturelle constitués des thyristors de la structure précédente sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) constitués par des transistors de puissance, comme il est illustré sur la (Figure 1.11).

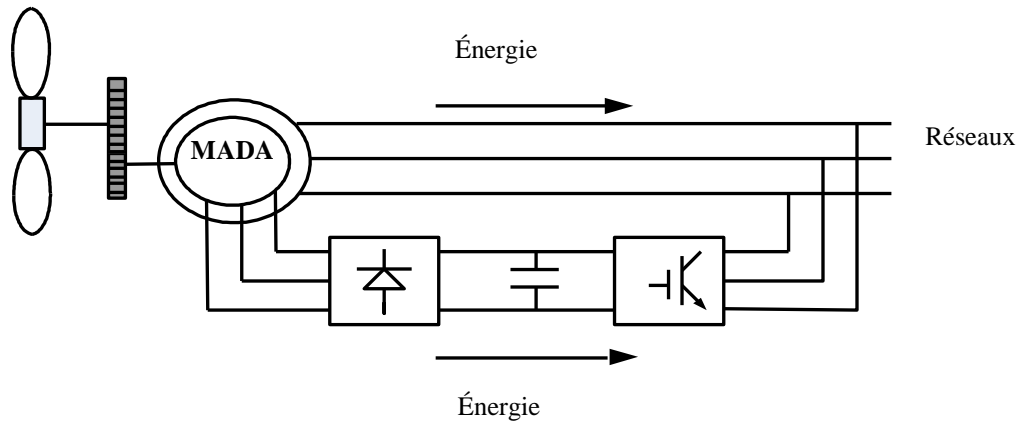


Figure.1.11. MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI [22].

1.4.5 Machine Asynchrone à Double Alimentation structure de Scherbius avec Cycloconvertisseur

L'association redresseur- onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (Figure 1.12), cette configuration possède les mêmes caractéristiques que la précédente, sauf que l'énergie de glissement peut être transférée dans les deux sens. Ce montage est aussi connu sous la dénomination «topologie statique Scherbius » celui-ci utilisé dans la figure ci-dessous est conçu pour des valeurs de fréquence rotorique très inférieures à celle du réseau autrement dit pour des glissements très faibles. Ainsi, ceci permet l'utilisation de thyristor qui est intéressant du point de vue coût. Comme le flux de la puissance est bidirectionnel, il est possible d'augmenter ou de diminuer l'énergie de glissement et ainsi faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur [15].

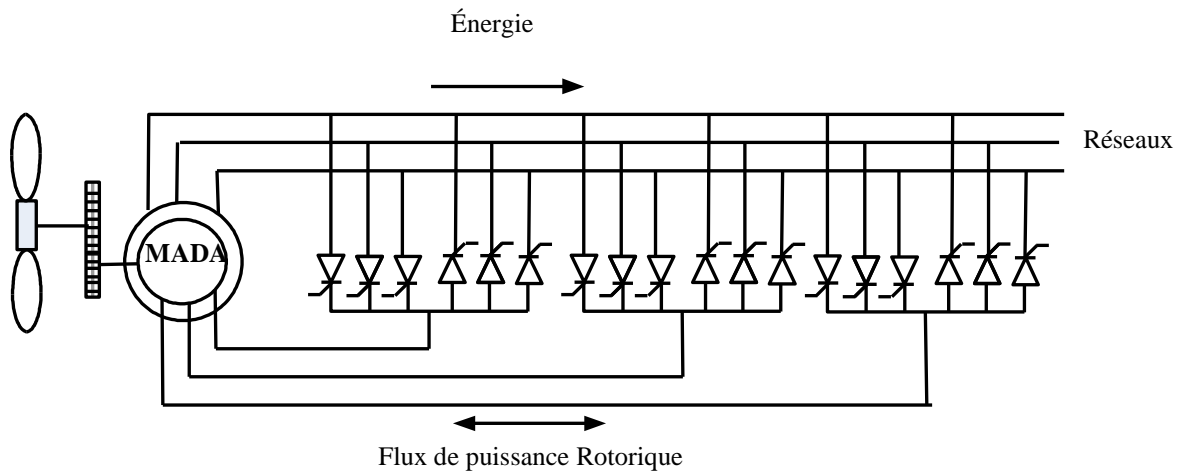


Figure.1.12. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [22].

1.4.6 Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Une autre structure intéressante (Figure 1.13) utilise deux ponts triphasés d'IGBT commandables à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [24]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en modulation de largeur d'impulsions, dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

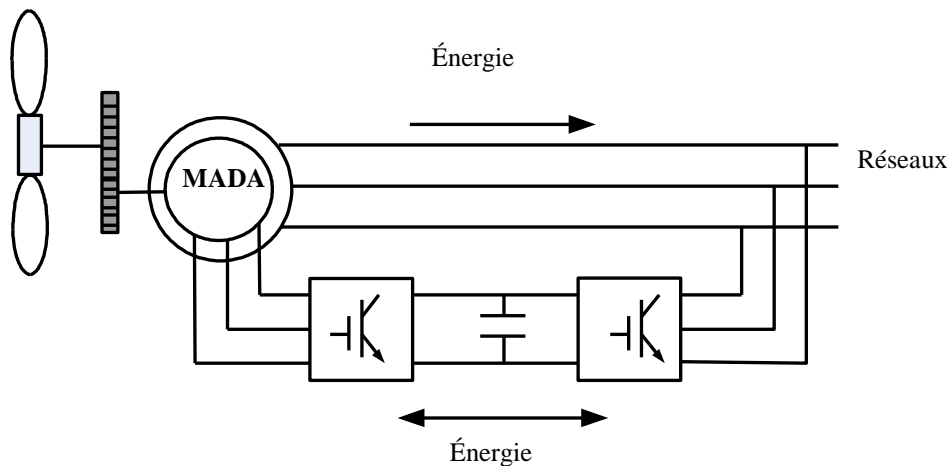


Figure.1.13. structure de Scherbius avec convertisseurs MLI [22].

1.5 Modes de Fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA peut fonctionner en moteur ou en générateur, mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement mais la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [15, 25].

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

1.5.1 Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone

La Figure 1.14 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [26].

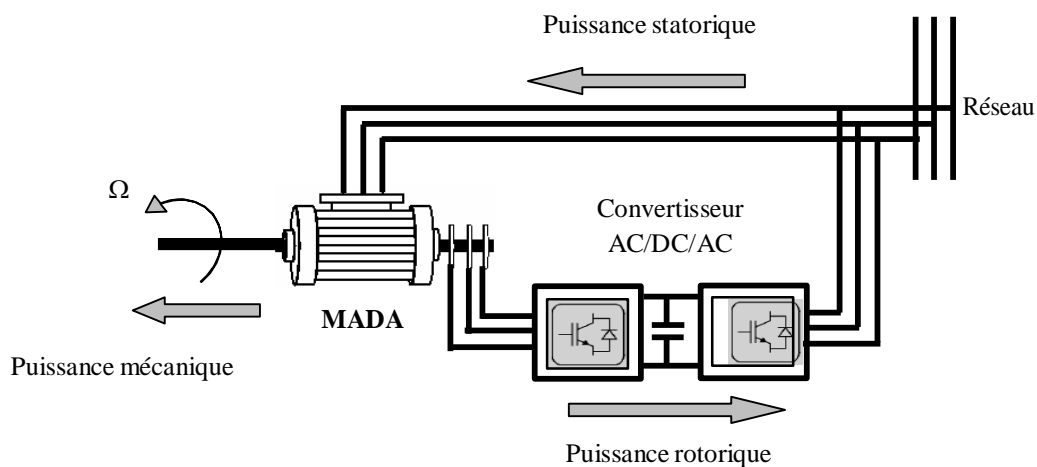


Figure.1.14. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [15].

1.5.2 Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone

La Figure 1.15 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [15,26].

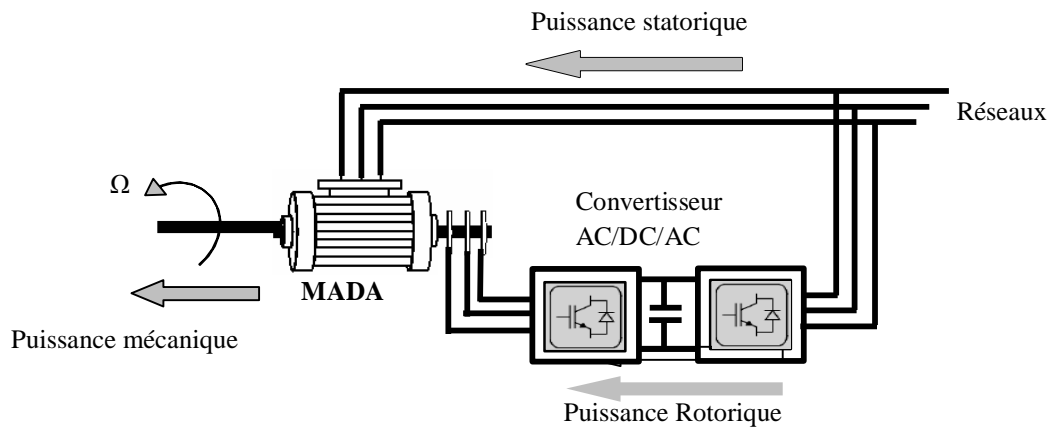


Figure.1.15. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [15].

1.5.3 Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone

La Figure 1.16 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [15].

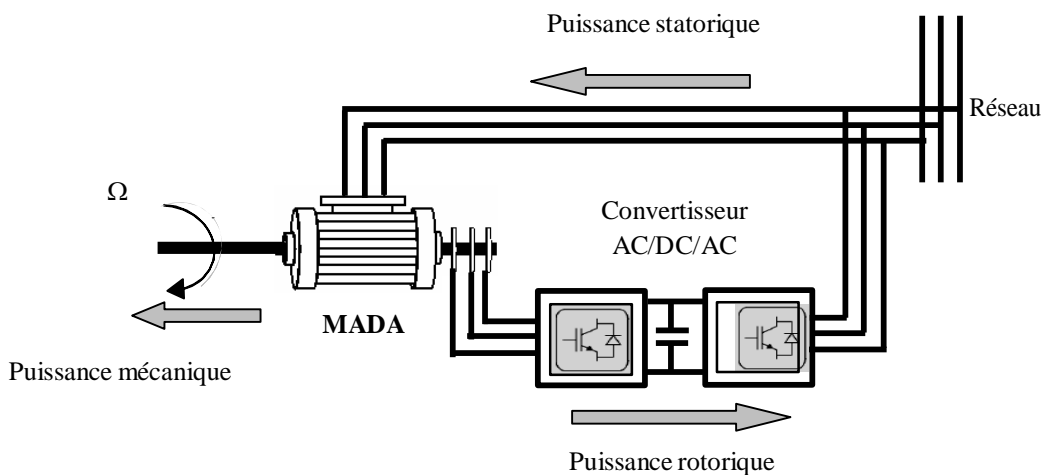


Figure.1.16. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [15].

1.5.4 Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone

La Figure 1.17 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [15].

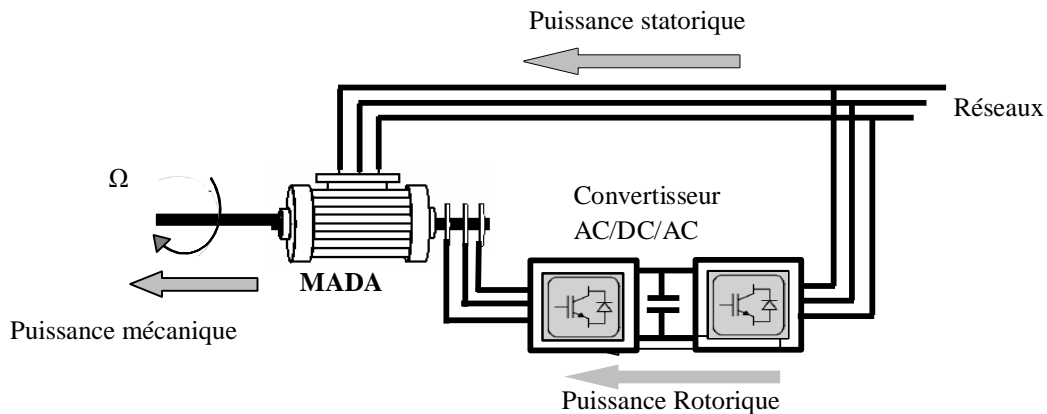


Figure.1.17. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [15].

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement.

1.6 Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

1.6.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [12, 15,27] :

- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- La partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmenter son rendement .

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- L'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.
- La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donnent ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La large gamme de vitesse accessible à couple et à flux constant.
- Cette machine peut assurer tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable. Par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone à rotor court-circuité en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs. La gestion des modes dégradés est plus facile.

1.6.2 Inconvénients de la MADA

On peut citer les inconvénients suivants [2, 27] :

- 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

1.7 Conclusion

Dans le présent chapitre, un état de l'art sur les machines asynchrones à double alimentation 'MADA' a été présenté. Aussi, les différents types de la MADA, les modes de fonctionnement qui portent principalement sur le fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur le fonctionnement en moteur, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients ont été affichés et discutés.

La suite de ce chapitre est principalement consacrée à la modélisation et la commande vectorielle par orientation de flux statorique de cette machine.

1.8 Références bibliographiques

- [1] 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**.
- [2] 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**.
- [3] S. Drid. « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie & expérimentation », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, **2005**.
- [4] P.E. Vidal. « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, **2004**.
- [5] F. Poitiers. « Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, **2003**.
- [6] 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.
- [7] F. Boumaraf. « Commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, **2009**.
- [8] B. Hopfensperger et D.J. Atkinson. « Doubly fed A.C. Machines: classification and comparison », Proc. EPE, Graz, Autriche, August **2001**, pp.1-17.
- [09] 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.

- [10] 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.
- [11] A. K. Dalal, P. Syam, A. K. Chattopadhyay. « Use of matrix converter as slip power regulator in doubly-fed induction motor drive for improvement of power quality », IEEE Proc. Power India Conference, New Delhi, India, **2006**.
- [12] 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**.
- [13] G. Khojet el khil. « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, **2006**.
- [14] H. Bennani. « Machine asynchrone à double alimentation : les lois de commande en régime permanent », Mémoire de Magister, Université Laval, France, **2011**.
- [15] 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**.
- [16] J.B. Ekanayake, L. Holdsworth, X.G. Wu et N. Jenkins. « Comparison of fixed speed and doubly fed induction wind turbines during power system disturbances », IEE Proc.- Generation, Transmission and Distribution, Vol. 150, No. 3, May **2003**, pp. 343-352.
- [17] F. Labrique et G. Segulier. « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Tome 1 et Tome 2, Ed. DUNOD, **1989**.
- [18] M. Pinard. « Commande Electronique des Moteurs Electriques », Ed. DUNOD, Série EEA, **2004**.
- [19] A. Talha, M.O. Mahmoudi, D. Beriber et E.M. Berkouk. « Study and control of two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade, Application to double stator induction machine », IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, **2004**, pp. 3894-3899.

- [20] Z. Boudjema. «Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou ». Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie. **2010**.
- [21] R.J.M. Hernan de Battista et C.F. Chrstiansen. « Dynamical sliding mode power control of wind driven induction Generators», IEEE Transactions on energy Conversion, Vol. 15, No. 4, December **2000**, pp. 451-457.
- [22] I. Hamzaoui. « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, **2010**.
- [23] S. El Aimani. « Modélisation de Différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, **2005**.
- [24] A. Boyette. « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne», Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, France, Décembre **2006**.
- [25] Y. Bekakra. « Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées », Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie, **2010**.
- [26] S.A.E. Arjoun. « Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ». Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel Abbes, Algérie, **2010**.
- [28] R. Abdessemed. « Modélisation et simulation des machines électriques » Ellipses **2011**.

CHAPITRE 2

Modélisation et Commande Vectorielle de La MADA

2.1 Introduction

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. 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.

Notre objectif est de présenter mathématiquement une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'état selon le choix des différents repères. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q) , soit fixe au stator (α, β) . Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées [1, 2].

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces dernières dans un repère (d, q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [3].

Le principe du contrôle vectoriel réside dans l'orientation du flux dans la machine au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes (d, q) . Conventionnellement nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d , l'axe en quadrature portera par conséquent le courant qui participera à la création du couple électromagnétique dans la machine. Donc le contrôle des courants suivant l'axe ' d ' va déterminer l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivants l'axe ' q ' nous assure le couple nécessaire [4].

2.2 Principe de fonctionnement de la MADA

Pour le fonctionnement de la MADA, elle est excitée simultanément au stator et au rotor respectivement, avec deux fréquences imposées par deux sources d'alimentations. Une certaine synchronisation entre les deux champs est exigée pour garantir une certaine stabilité de la machine. Le caractère synchrone de ce type de machine demeure dans la mesure où la vitesse du rotor ne sera ni synchronisée avec la vitesse du champ du stator ni avec celui du rotor, mais elle sera donnée par leur combinaison linéaire, telle que [1, 3] $\omega = p\Omega = \omega_c \pm \omega_r$, (-) pour le fonctionnement hypersynchrone et (+) pour le fonctionnement hyposynchrone.

Comme la MADA peut fonctionner en moteur et en génératrice aux vitesses hyposynchrone et hypersynchrone, on peut distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine comme il est illustré par la Figure. 2.1:

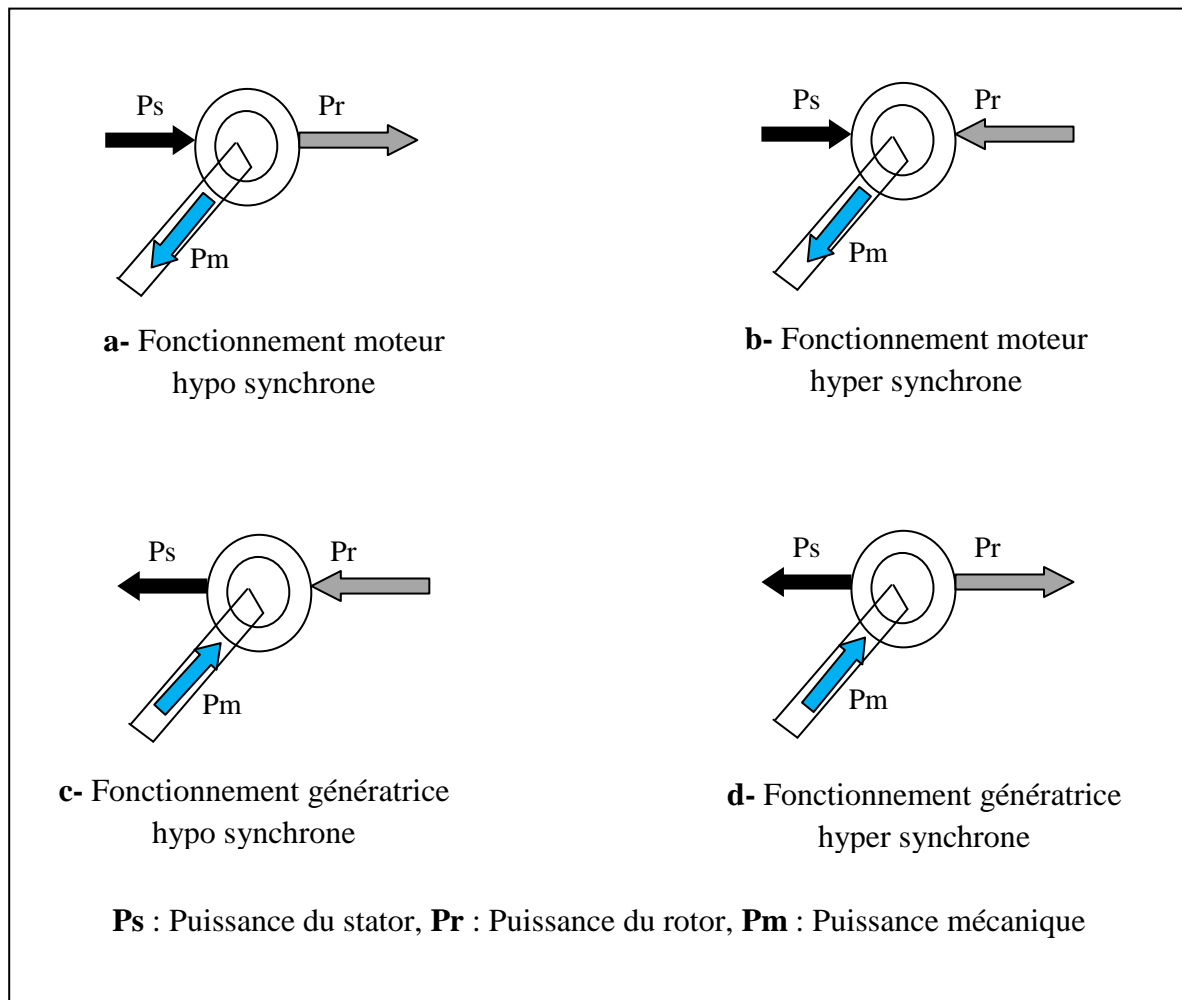


Figure. 2.1. Différents modes de Fonctionnement de la MADA [2, 4].

La Figure (2.1.a) montre le fonctionnement en moteur hyposynchrone, dont la puissance P_r est fournie par le rotor, ce régime est généralement connu comme un mode de récupération d'énergie de glissement. Dans le cas où la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en hypersynchrone, dans ce cas la puissance P_r devient absorbée par le rotor comme illustre la Figure (2.1.b). Dans le cas où la machine fonctionne en mode génératrice hyposynchrone comme nous montre la Figure (2.1.c), la puissance P_r est absorbée par le rotor et si la vitesse augmente de sorte que la génératrice fonctionne en hypersynchrone dans ce cas là, la puissance P_r est fournie par le rotor comme illustre la Figure (2.1.d) [3].

2.3 Mise en équation de la MADA

Avant d'aborder la commande vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, il faut réaliser sa modélisation [4-6]. Cette modélisation va nous permettre de comprendre ses principes de fonctionnement physique et d'établir un modèle d'action conduisant au calcul des correcteurs pour réaliser sa commande vectorielle ainsi que sa simulation en régimes dynamique et permanent. Ce même modèle est utilisé pour dimensionner les convertisseurs alimentant la machine.

2.3.1 Hypothèses simplificatrices et conventions

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis pour la plus part des applications ; ces hypothèses sont les suivantes :

- l'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, donc l'effet d'encoche est négligé ;
- la saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité constante.
- les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables ;
- les pertes mécaniques sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- La composante homopolaire du courant est nulle. ;
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale [3].

2.3.2 Modèle de la MADA

2.3.2.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme il est indiqué en Figure 2.2.

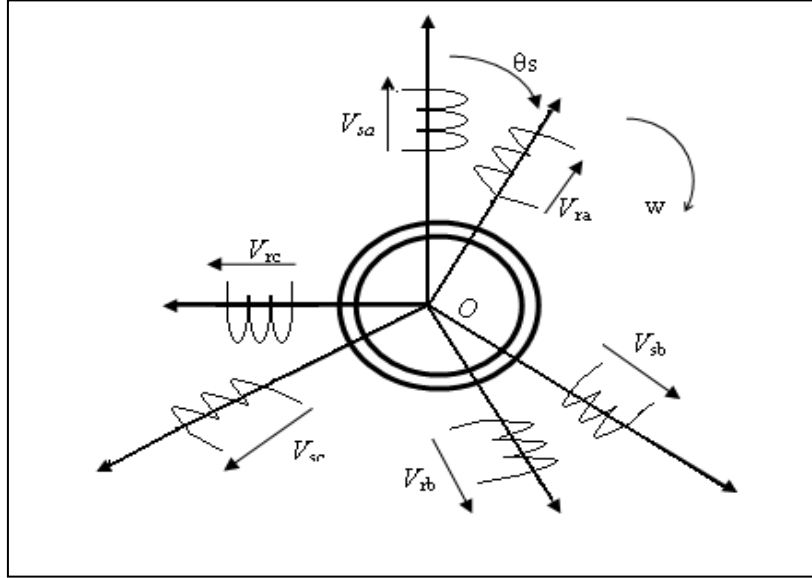


Figure. 2.2. Représentation de la structure principale de la MADA .

2.3.2.2 Équations électriques de la MADA

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements [7-9] :

- pour les enroulements statoriques :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (2.1)$$

- et pour les enroulements rotoriques :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.2)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

De même pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

On résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée:

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abcs}] \\ [V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abcr}] \end{cases} \quad (2.5)$$

2.3.2.3 Équations magnétiques

Le flux total comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux /inductance propre).

$$\varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (2.6)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \dots \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & \vdots & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & \vdots & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & \vdots & m_3 & m_2 & m_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_1 & m_2 & m_3 & \vdots & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & \vdots & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & \vdots & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \dots \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où:

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec :

m_{sr} : est l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une rotorique.

2.3.2.4 Équations mécaniques de la MADA

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (2.9)$$

Avec :

$[i]$: Matrice de courant total ;

$[L]$: Matrice inductance totale ;

p : est le nombre de paire de pôle.

$$L = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

et

$$[i] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constant lorsque l'angle θ vari, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_e = p [i_s]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [i_r] \quad (2.12)$$

On peut exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant C_r opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie J de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux f :

$$C_e = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (2.13)$$

2.4 Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système diphasé (repère d, q, o) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution [10].

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct d et axe en quadrature q). La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[x_{dqo}] = [P(\theta)] \cdot [x_{abc}] \quad (2.14)$$

Les nouvelles variables x_d et x_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T \quad (2.16)$$

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1] \quad (2.17)$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [11, 12].

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations Figure .2.3. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (2.18)$$

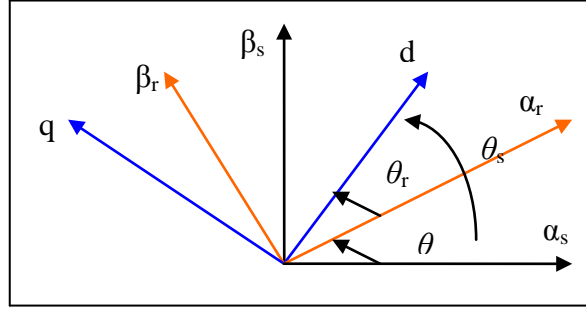


Figure. 2.3. Transformation de Park.

Ce qui permet d'écrire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.19)$$

Où $\int w_s dt = \theta_s$ et $\int w_r dt = \theta_r$ sont les angles de transformation de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

2.4.1 Application de la Transformation de Park à la MADA

En appliquant la transformée de Park pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), en remplaçant dans la matrice de Park θ par θ_s pour les équations du stator et θ par θ_r pour celles du rotor, on obtient :

- pour le stator :

$$\begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_s = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_s \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_s = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_s \quad (2.21)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dgo} \end{bmatrix}_s = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_s \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} \varphi_s \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{dgo} \end{bmatrix}_s \quad (2.22)$$

- pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_r = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} = [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_r \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_r = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_r \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dgo} \end{bmatrix}_r = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_r \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} \varphi_r \end{bmatrix} = [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{dgo} \end{bmatrix}_r \quad (2.25)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & i_{so} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} & i_{ro} \end{bmatrix}^T \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & V_{so} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} V_{rd} & V_{rq} & V_{ro} \end{bmatrix}^T \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dgo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} \varphi_{sd} & \varphi_{sq} & \varphi_{so} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} \varphi_{dgo} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd} & \varphi_{rq} & \varphi_{ro} \end{bmatrix}^T \quad (2.28)$$

Les flux dans ce système d'axes s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (2.29)$$

et les tensions :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.30)$$

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance [3].

La puissance transmise entre deux armatures pour développer le couple s'écrit comme suite:

$$P_e = M \omega \times \text{img} \left[\bar{i}_r * \bar{i}_s \right] \quad (2.31)$$

Le couple électromagnétique alors:

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = pM \times \text{img} \left[\bar{i}_r * \bar{i}_s \right] \quad (2.32)$$

Alors:

$$C_e = p(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.33)$$

$$C_e = p(\varphi_{rq} i_{rd} - \varphi_{rd} i_{rq}) \quad (2.34)$$

$$C_e = pM(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.35)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (2.36)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (2.37)$$

2.4.2 Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_r avec le rotor et qui fait également un angle électrique θ_s avec le stator mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux [13]. Le flux rotorique, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme [13].

2.4.2.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [3, 14].

2.4.2.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor, tournant à une vitesse ω donc ($\omega_{coor} = \omega = p.\Omega$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes

transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [13, 14].

2.4.2.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d , q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où ($\omega_{coor} = \omega_s$; ($\omega_r = \omega_s - \omega$)). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue (Figure. 2.4).

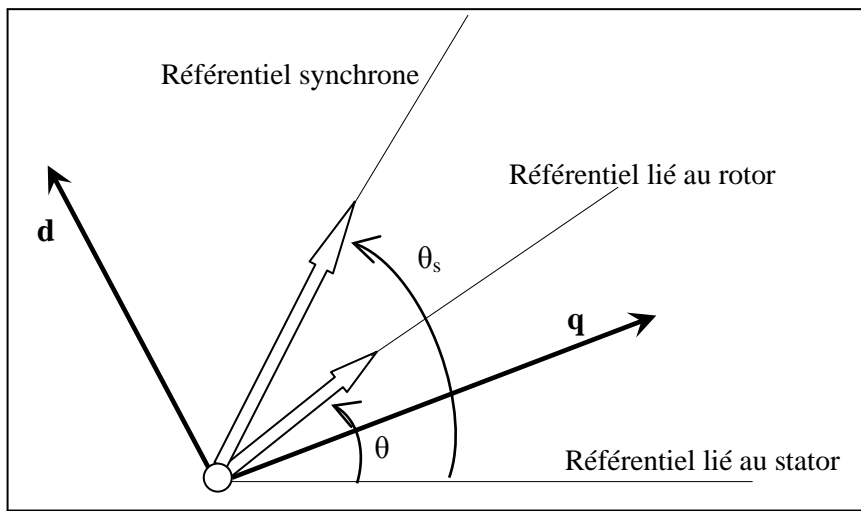


Figure. 2.4. Choix du référentiel [13].

Dont le système d'équation devient comme suit [14]:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ -\omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases}$$

Alors, le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX\end{aligned}\quad (2.40)$$

Avec :

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T \quad (2.41)$$

$$U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T \quad (2.42)$$

Par une représentation matricielle :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2.43)$$

On pose :

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

Alors l'équation (2.40) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (2.44)$$

Par analogie de l'équation (2.44) avec l'équation (2.40) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \quad \text{et} \quad B = [L]^{-1}$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & a\omega + \omega_s & a_3 & a_5\omega \\ -a\omega - \omega_s & -a_1 & -a_5\omega & a_3 \\ a_4 & -a_6\omega & -a_2 & -\frac{\omega}{\sigma} + \omega_s \\ a_6\omega & a_4 & \frac{\omega}{\sigma} - \omega_s & -a_2 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & -b_3 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Avec:

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma} \quad a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad a_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \quad a_4 = \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} \quad a_5 = \frac{M}{\sigma L_s} \quad a_6 = \frac{M}{\sigma L_r} \quad b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$b_2 = \frac{1}{\sigma L_r} \quad b_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

2.5 Simulation de la MADA alimentée par le réseau électrique

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.

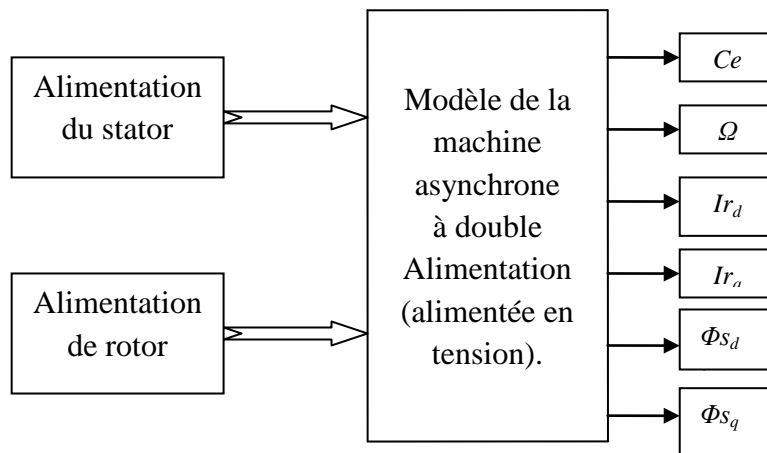


Figure. 2.5. Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension par le réseau.

2.6 Résultats de simulation

La simulation de la machine asynchrone à double alimentation en mode moteur a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la MADA sont donnés dans l'annexe (A1). Les résultats de simulation obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous, dont on présentant plusieurs cas.

1^{er} cas : $V_r= 12V$, $F_r= 5Hz$ et $C_r= 5N.m$

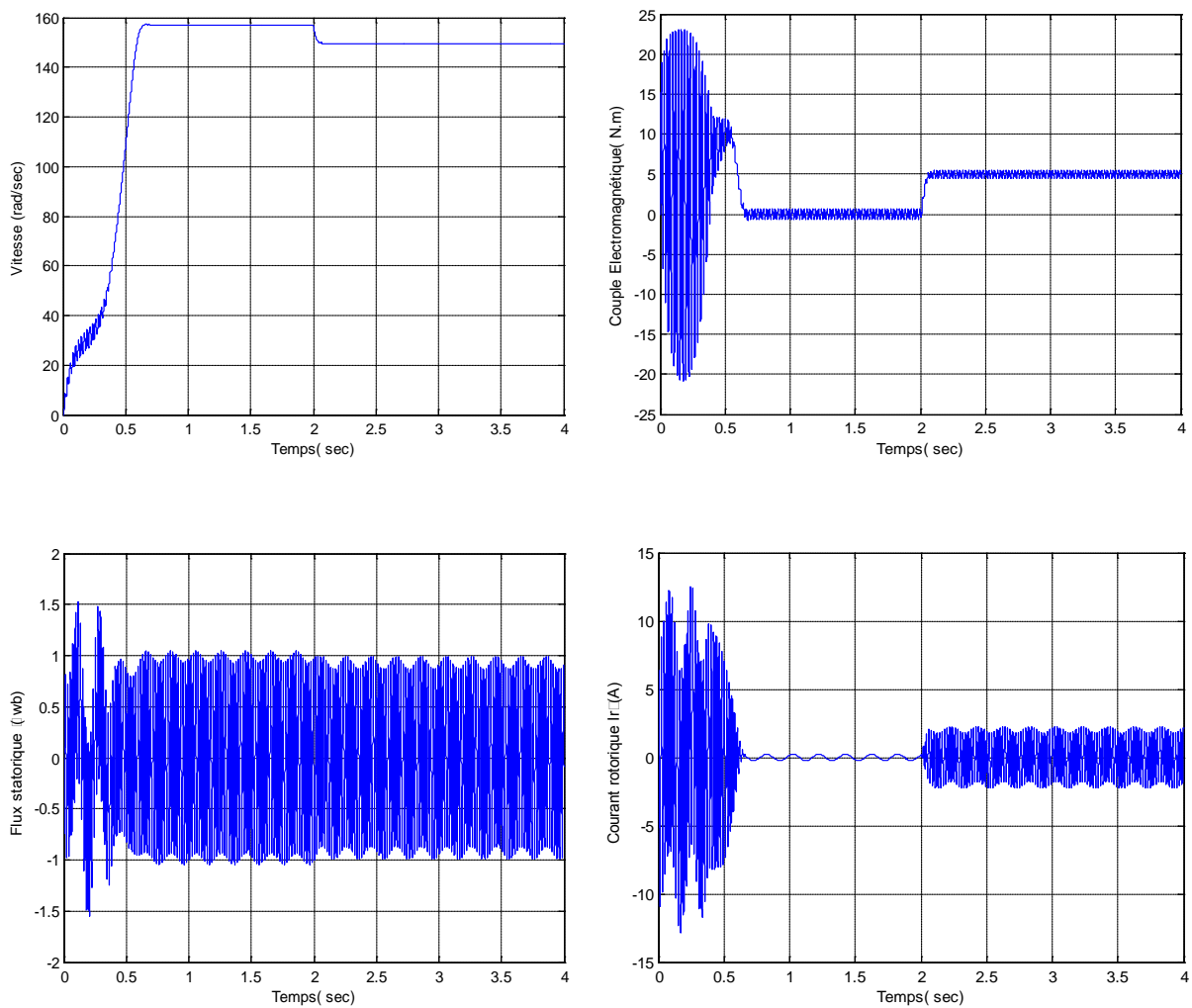


Figure. 2.6. Courbes de simulation de la MADA
($V_r= 12V$, $f_r= 5Hz$, $C_r= 5N.m$)

2^{ème} cas : Vr= 12V, Fr= 15Hz et Cr= 5N.m

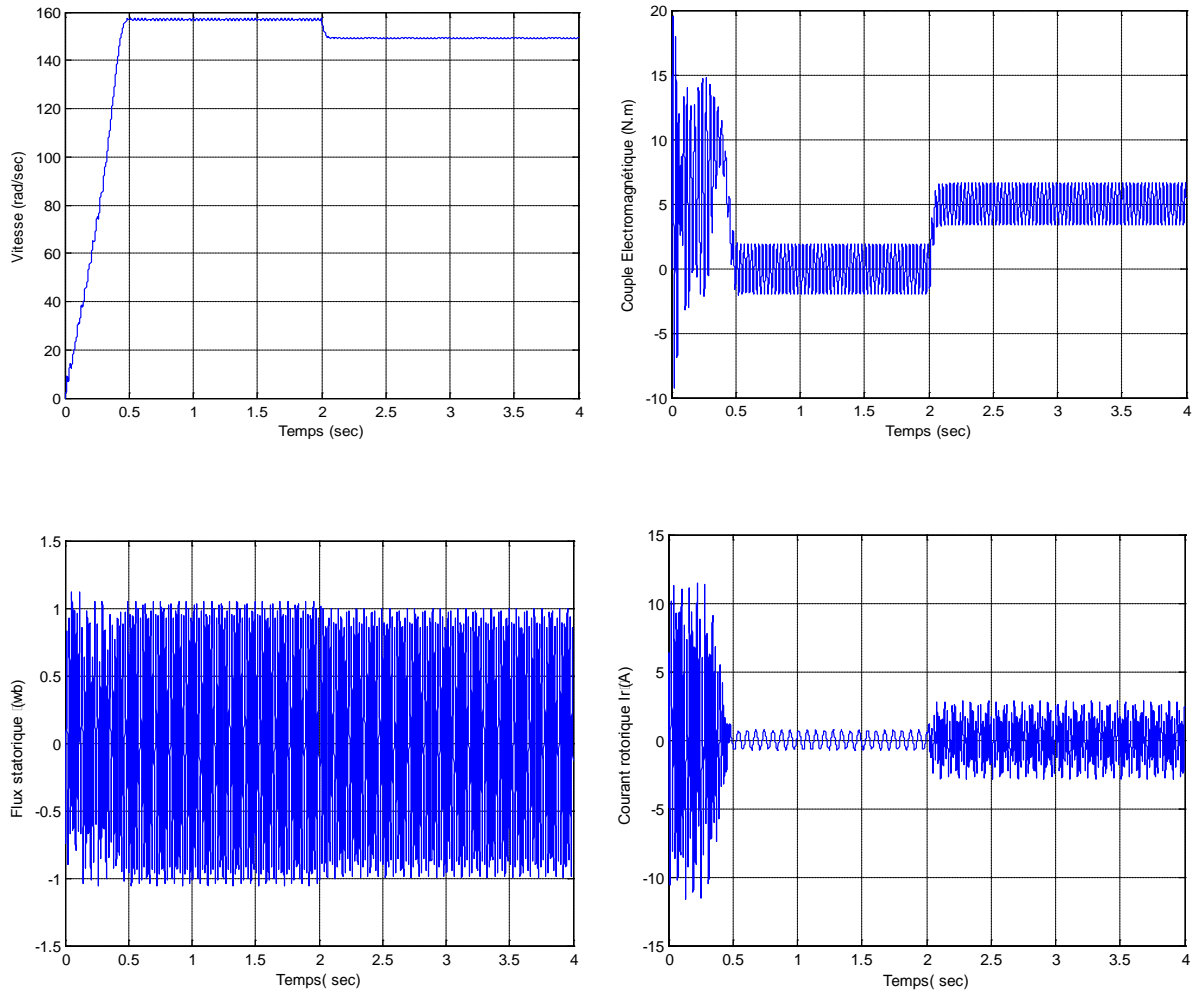
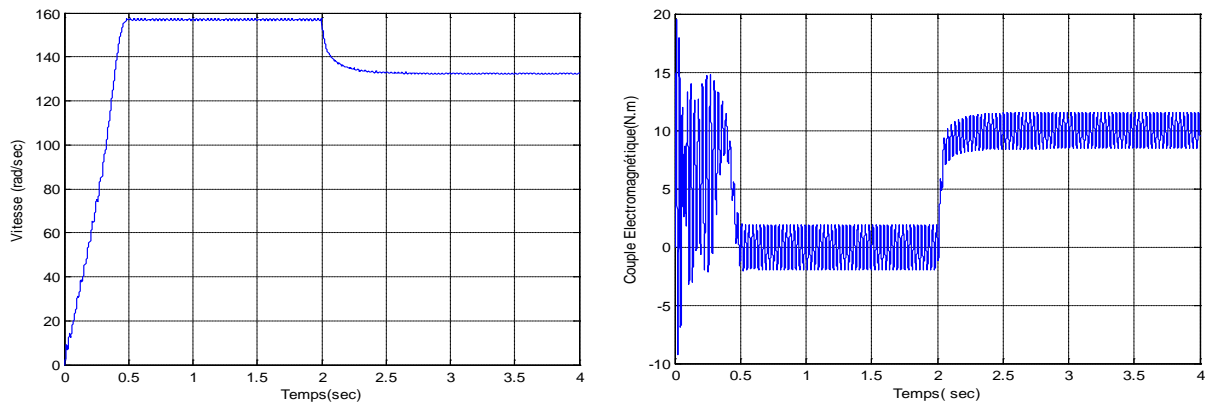


Figure. 2.7. Courbes de simulation de la MADA
(Vr= 12V, fr= 15Hz, Cr= 5N.m)

3^{ème} cas : Vr= 12V, Fr= 15Hz et Cr= 10N.m



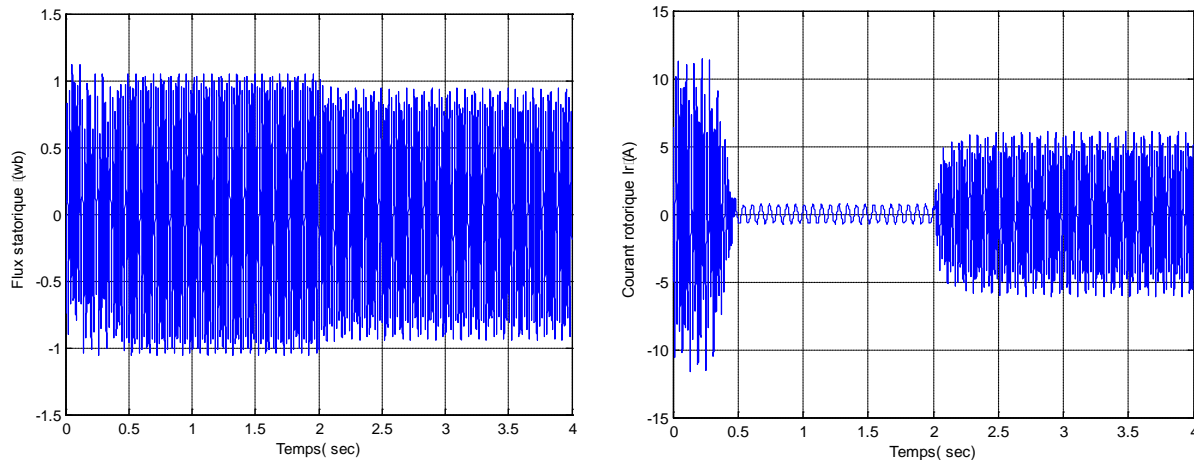


Figure. 2.8. Courbes de simulation de la MADA
($V_r= 12V$, $f_r= 15Hz$, $C_r= 10N.m$)

2.7 Interprétation des résultats

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de fréquence et couple résistant. La tension d'attaque de la MADA à $t = 0$ coté stator c'est la tension du réseau électrique à fréquence et tension constantes ($V= 220v$; $f= 50Hz$). Du côté rotorique, on va étudier le cas où on maintient la tension constante et on fait varier la fréquence.

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

- Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'une charge de $5(N.m)$ à l'instant $2 (s)$, nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de $5 (N.m)$ qui compense l'effet de charge et des frottements et la vitesse de rotation diminue.
- Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, leur amplitude atteint la valeur $11.5A$. Après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent.
- On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux.

- D'après les Figures (2.6) et (2.7), on remarque que l'augmentation au niveau de la fréquence rotorique f_r implique des oscillations au niveau des grandeurs de la machine.
- On peut signaler aussi que la machine peut supporter le double de sa charge nominale comme il est démontré sur la Figure (2.8).

2.8 Association onduleur MLI à la machine

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu.

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche des laboratoires [15].

Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation). Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [15].

2.8.1 Modélisation de l'alimentation de la machine par onduleur

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI.

2.8.1.1 Modélisation du redresseur

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

pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, représenté sur la Figure 2.9 [2, 3].

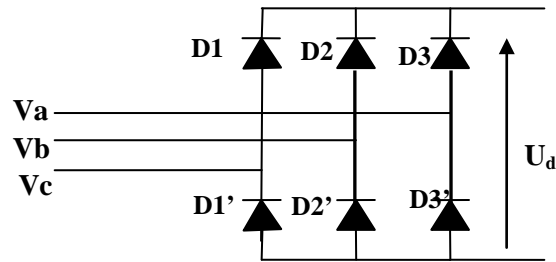


Figure. 2.9. Redresseur à diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2' et D_3' conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j) ; j = 1, 2, 3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Max}(V_j) ; j = 1, 2, 3 ; i = 1, 2, 3.$$

$$D_i' \text{ Conduit si } V_i' = \text{Max}(V_j) ; j = 1, 2, 3 ; i = 1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j = 1, 2, 3.$$

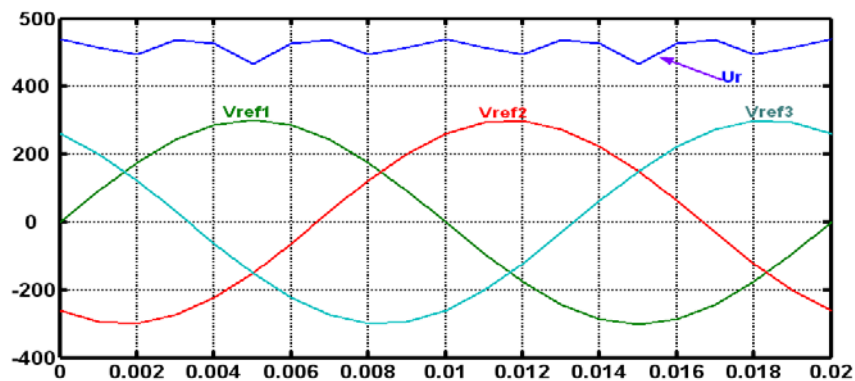


Figure. 2.10. Tension redressée.

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

2.8.1.2 Modélisation du filtre

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L l'ensemble (C, L) constitue un filtre passe bas.

Le schéma représentatif est donné par la Figure 2.11 [1, 3, 11].

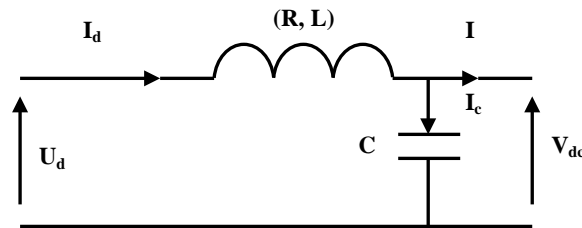


Figure. 2.11. Représentation du filtre.

Les équations du filtre sont les suivantes :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L}(U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (2.48)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(I_d - I) \quad (2.49)$$

- Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrer 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 pulsation de coupure égale à : $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi f_c$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante [16, 17]:

Donc : $LC > 2.53 \cdot 10^{-6}$

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est : $\omega_c = 2\pi f_c$

2.8.1.3 Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension transforme un signal constant en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence.

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

Le schéma de l'onduleur est représenté par la Figure 2.12.

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandables, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [18].

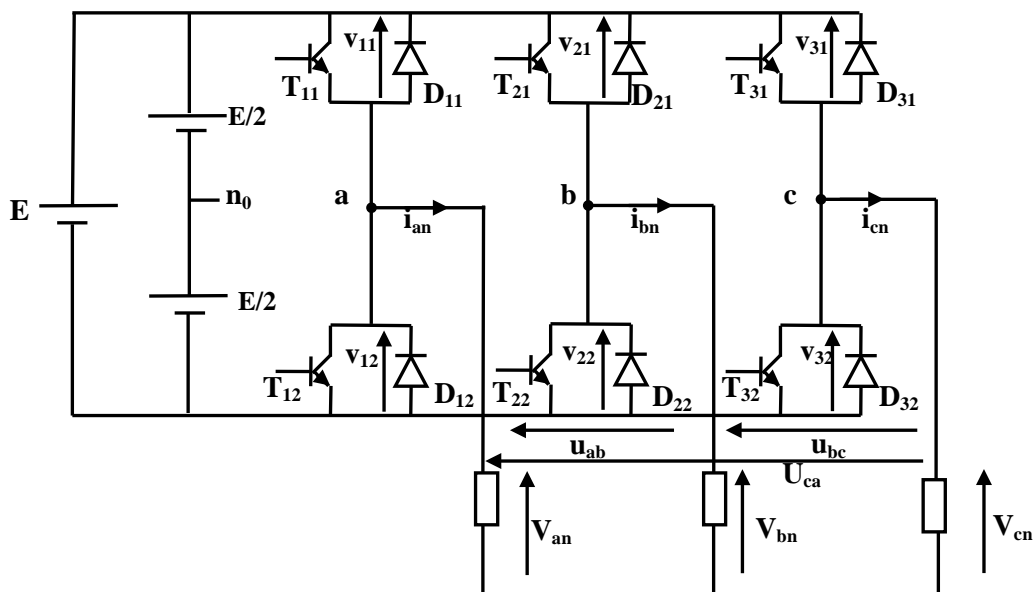


Figure. 2.12. Schéma de l'onduleur de tension [1].

Un bras de l'onduleur est représenté par la Figure. 2.13.

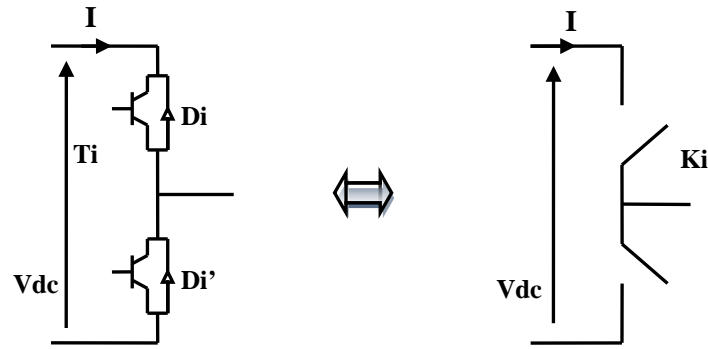


Figure. 2.13. Schéma d'un bras de l'onduleur [3].

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

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (2.50)$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$U_{ab1} = V_{as1} - V_{bs1} = V_{dc} (F_1 - F_2) \quad (2.51)$$

$$U_{bc1} = V_{bs1} - V_{cs1} = V_{dc} (F_2 - F_3) \quad (2.52)$$

$$U_{ca1} = V_{cs1} - V_{as1} = V_{dc} (F_3 - F_1) \quad (2.53)$$

$$U_{ab2} = V_{as2} - V_{bs2} = V_{dc} (F_4 - F_5) \quad (2.54)$$

$$U_{bc2} = V_{bs2} - V_{cs2} = V_{dc} (F_5 - F_6) \quad (2.55)$$

$$U_{ca2} = V_{cs2} - V_{as2} = V_{dc} (F_6 - F_4) \quad (2.56)$$

Dans l'hypothèse où les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasé équilibré, alors, de l'équation (2.51) et (2.52) on trouve :

$$V_{bs1} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (2.57)$$

De l'équation (2.52) et (2.53) on trouve :

$$V_{cs1} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (2.58)$$

Et de l'équation (2.49) et (2.51) on trouve :

$$V_{as1} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (2.59)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

2.9 Stratégie de commande par MLI Sinus-Triangle

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [17, 19].

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

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); c = 1, 2, 3 \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); c = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (2.62)$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & si \quad 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & si \quad \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.63)$$

Où: $T_p = \frac{1}{f_p}$

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

T_p : Période de la porteuse (en seconde),

V : Amplitude de la tension de référence (en V),

V_{ref} : Tension de référence (en V),

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

f_p : fréquence de la porteuse (en Hz).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f), $m = \frac{f_p}{f}$.
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}), $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$.

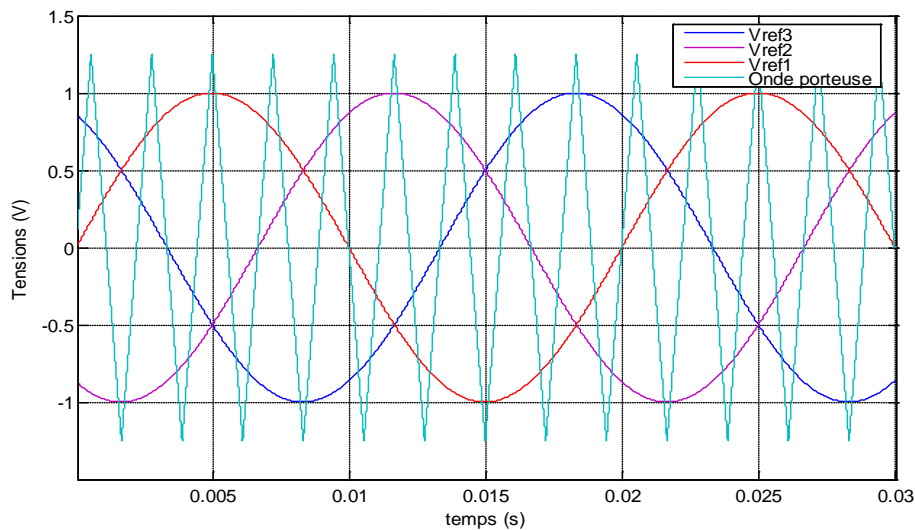
La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant [17, 19]:

Pour l'onduleur N°1 :

$$\begin{cases} \text{si } V_{ref11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon } & f_{11} = 0, \\ \text{si } V_{ref12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon } & f_{12} = 0, \\ \text{si } V_{ref13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon } & f_{13} = 0, \end{cases} \quad (2.64)$$

Pour l'onduleur N°2 :

$$\begin{cases} \text{si } V_{ref21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon } & f_{21} = 0, \\ \text{si } V_{ref22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon } & f_{22} = 0, \\ \text{si } V_{ref23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon } & f_{23} = 0, \end{cases} \quad (2.65)$$



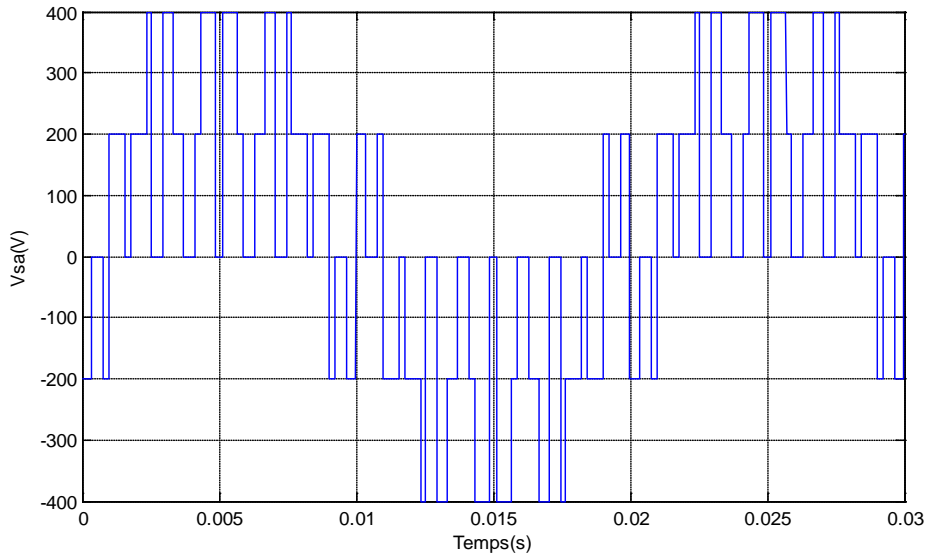


Figure. 2.14. Principe de la technique Sinus-Triangle.

2.9.1 Association onduleur de tension –machine

La Figure 2.15 représente l'association l'onduleur de tension –Machine (MADA), où les tensions de références sinusoïdales V_{a1} , V_{b1} , V_{c1} , V_{a2} , V_{b2} et V_{c2} sont comparées au signal de la porteuse U_p , afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.

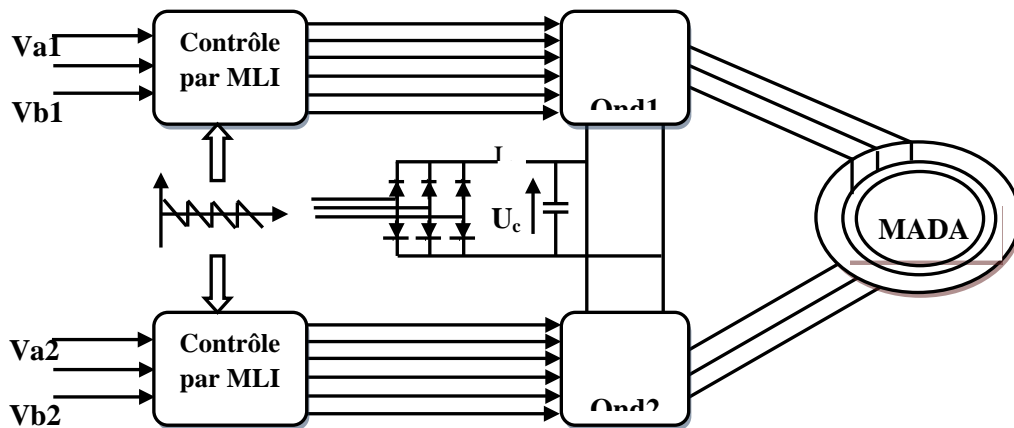


Figure. 2.15. Association MADA-deux onduleurs de tension à MLI Sinus-Triangle [3].

2.10 Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI

La Figure (2.16), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs, un du côté statorique (220V,50Hz) et l'autre du côté rotorique ($V_r= 12 \text{ V}$, $f_r= 5 \text{ Hz}$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t= 2\text{sec}$.

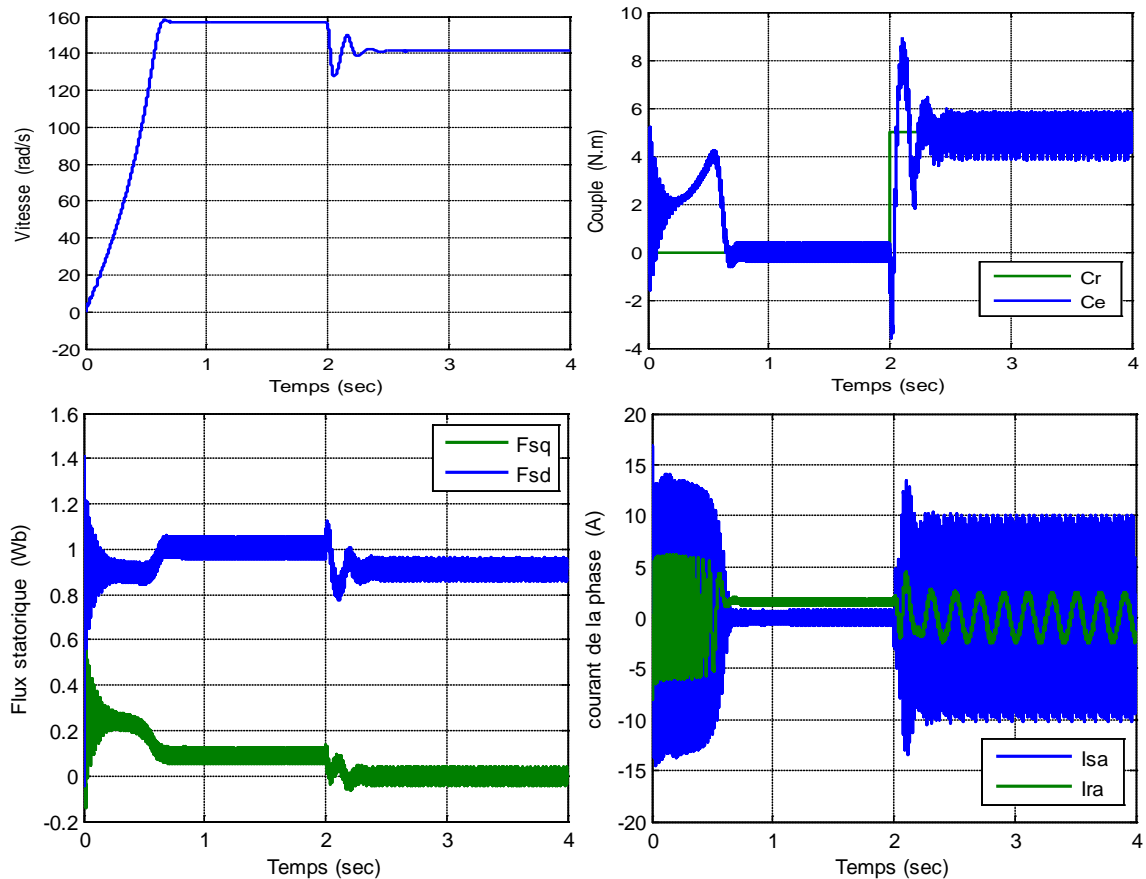


Figure. 2.16. Réponses du système avec deux onduleurs statorique et rotorique avec $Cr=5$ N.m à $t=2$ sec

Les résultats représentés par la Figure.2.16 sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs. Le problème du couplage entre le flux et le couple existe toujours. Afin de régler ce problème le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

Dans la partie suivante on va étudier la régulation de la vitesse par la technique de la commande par orientation du flux.

2.11 La commande par orientation du flux de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA'

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 [1, 20].

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 [1, 21] :

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).

2.12 Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimilé le comportement de la machine asynchrone à double alimentation à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects Figure. 2.17.

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire [2, 3] ;

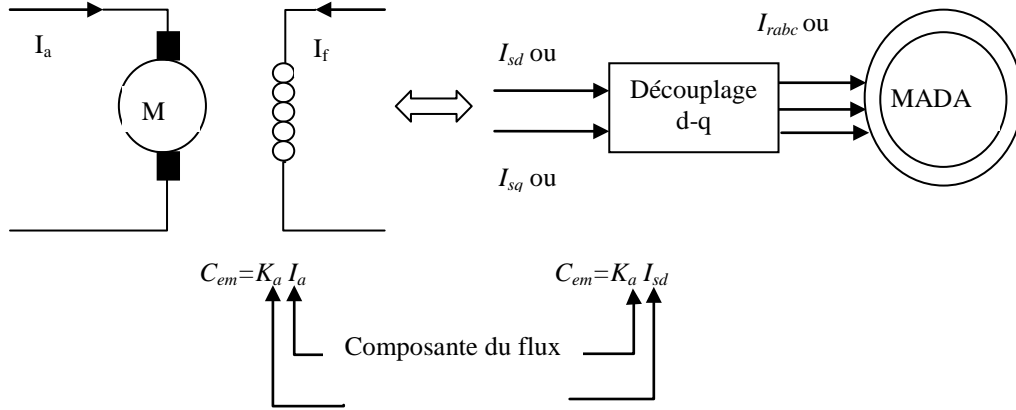


Figure. 2.17. Principe de la commande vectorielle.

2.13 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La machine asynchrone est un système multivariable régit par des équations différentielles. L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certain hypothèses, permet de simplifier ces équations et donc d'appréhender une meilleure compréhension du comportement physique de la machine.

Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{rd}, i_{rq}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple [2, 13].

Dans ce cas de commande où le type d'orientation de flux est statorique, on a comme condition :

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0, \text{ alors :}$$

$$\phi_{sq} = L_S i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad (2.66)$$

$$\text{Impose :} \quad i_{sq} = \frac{-M}{L_S} i_{rq} \quad (2.67)$$

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \quad (2.68)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{PM}{L_S} \phi_s i_{rq} \quad (2.69)$$

L'expression du flux statorique es donnée par :

$$\phi_{sd} = L_S i_{sd} + M i_{rd} \rightarrow \phi_s = M i_{rd} (i_{sd} = 0) \quad (2.70)$$

En introduisant l'expression du flux statorique dans l'expression du couple électromagnétique (2.68) on obtient :

$$C_e = k_t i_{rd} i_{rq} \quad (2.71)$$

$$\text{Avec : } k_t = \frac{pM^2}{L_s}$$

L'expression (2.70) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante i_{rq} contrôle le couple et le flux ϕ_s étant imposé par la composante i_{rd} [2, 3, 14].

Puisque $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$, on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (2.72)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \end{cases} \quad (2.73)$$

$$i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (2.74)$$

D'après le système d'équations (2.38) et (2.39) :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + V_{sq}}{\phi_s^*} \quad (2.75)$$

Et d'après l'équation (2.69) :

$$i_{rq} = \frac{C_e^*}{k_t \phi_s^*} \quad (2.76)$$

2.13.1 Commande vectorielle directe et indirecte

Dans la commande vectorielle directe, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [3].

2.13.1.1 Commande vectorielle directe

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

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

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- 1- la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.
- 2- l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. [2-4].

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

- 1- Le non fiabilité de la mesure de flux :
 - Problème de filtrage du signal mesuré ;
 - Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2- Le coût de production élevé (capteur + filtre).

2.13.1.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position [22]. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine dues à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [2-4].

2.13.2. Bloc de défluxage

Ce bloc permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale, il permet également d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale (Figure. 2.18). Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante [3] :

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_{nom} & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_s = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (2.77)$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse nominale.

ϕ_{nom} : Flux statorique nominale.

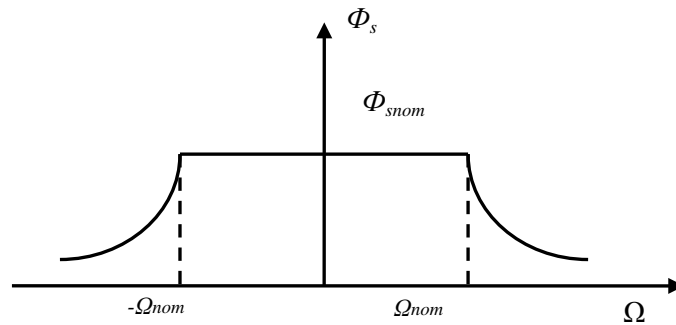


Figure. 2.18. Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

2.14 La régulation

Pour régler les courants i_{rd} et i_{rq} , on utilise deux régulateurs de type PI et une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations [1-4].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus. Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_I}{S} \quad (2.78)$$

Avec :

K_p : Coefficient de proportionnalité.

K_I : Coefficient d'intégration.

D'après le système d'équations (2.73) on obtient :

$$\begin{cases} U_d^* = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \\ U_q^* = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.79)$$

(U_d^*, U_q^*) , représentent les f.e.m de compensation qui permettent le découplage de régulation du courant i_{rd} et le courant i_{rq} .

$$e_{d^*} = \sigma L_r \omega_r i_{rq} \quad (2.80)$$

$$e_{q^*} = \left[\sigma L_r \omega_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) \omega \right] i_{rd} \quad (2.81)$$

Les termes (e_{d^*}, e_{q^*}) représentent les forces électromotrices de compensation qu'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur.

$$V_{reg1} = e_{d^*} - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (2.82)$$

$$V_{reg2} = e_{q^*} - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (2.83)$$

Le modèle que nous allons utiliser pour la compensation est donc donné par la Figure. 2.19.

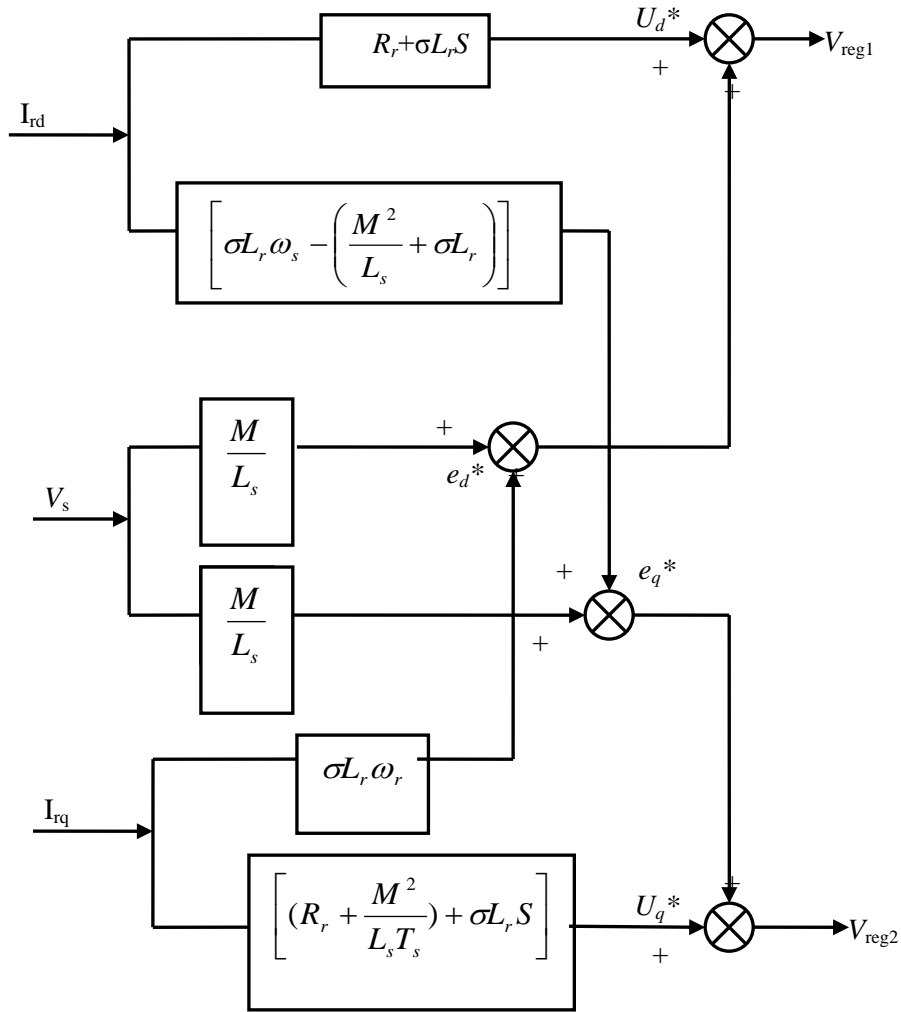


Figure. 2.19. Schéma de compensation.

2.14.1 Calcul des régulateurs

2.14.1.1 Régulateur du courant I_{rd}

Il prend en entrée le courant I_{rd}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rd}^* . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant. Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd}^* est représenté par la Figure 2. 20.

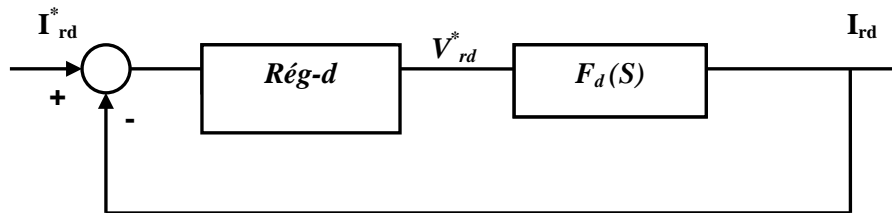


Figure. 2.20. Schéma de régulation du courant I_{rd}^* .

La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$Rég_d = K_d + \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (2.84)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$F.T.B.O = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} F_d(S) = \frac{k_d^*}{S} = K \quad (2.85)$$

Avec : $F_d(S) = \frac{1}{1 + \sigma T_r S} \frac{R_r}{R_r}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{K}{1 + K} = \frac{\frac{k_d^*}{S}}{1 + \frac{k_d^*}{S}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_d^*} S} = \frac{1}{1 + \tau_1 S} \quad (2.86)$$

On choisit : $\tau_1 = \sigma T_r = \frac{1}{k_d^*} = \frac{R_r}{k_d} \Rightarrow k_d = \frac{R_r}{\sigma T_r}$

2.14.1.2 Régulateur du courant I_{rq}

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rq}^* est représenté par la Figure 2.21.

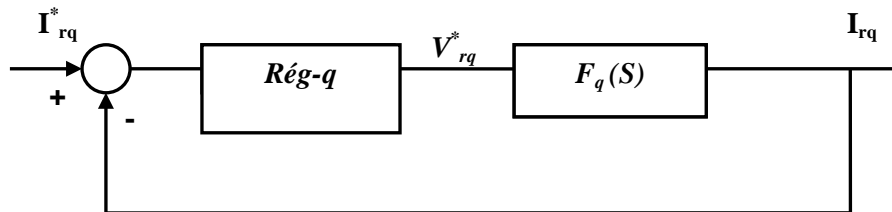


Figure. 2.21. Schéma de régulation du courant I_{rq}^* .

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$F.T.B.O = k_q \frac{1 + \tau_2 S}{S} F_q(S) = \frac{k_q^*}{S} = T \quad (2.87)$$

Avec : $F_q(S) = \frac{1}{1 + \tau_2 S} \frac{N}{N}$; $N = R_r + \frac{M^2}{L T_s}$; $\tau_2 = \frac{\sigma L_r T_s}{R_r L T_s + M^2}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{T}{T+1} \frac{k_q^*}{k_q^* + S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_q^*} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (2.88)$$

Avec : $\tau = \frac{1}{k_q^*}$

La fonction de transfert du régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$Rég_q = \frac{N}{\sigma L_r} \frac{1 + \tau_2 S}{S} \quad (2.89)$$

2.14.1.3 Régulation de vitesse

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

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \Rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{JS + f} \quad (2.90)$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure 2.22.

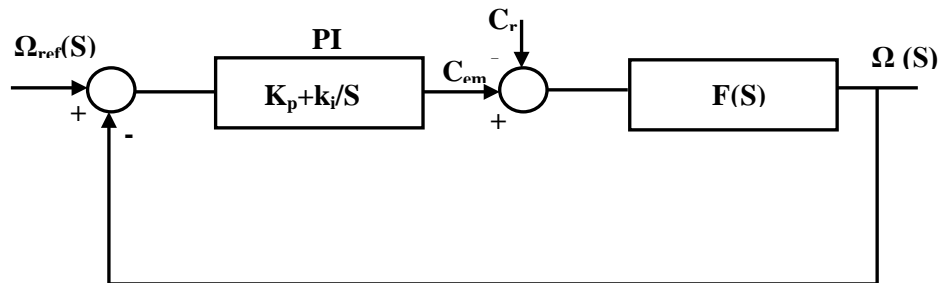


Figure. 2.22. Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\Omega(S) = \frac{k_i(1 + \tau S)}{S(JS + f)} (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{JS + f} C_r \quad (2.91)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\Omega(S) = \frac{k_i(\tau)S + 1}{JS^2 + (f + k_i\tau)S + k_i} \Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (f + k_i\tau)S + k_i} C_r \quad (2.92)$$

Par identification avec l'équation caractéristique du second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{f + k_i \tau}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (2.93)$$

On a: $k_p + \frac{k_I}{S} = k_I \frac{(1 + \tau S)}{S}$, $\tau = \frac{k_p}{k_I}$.

$k_I = \frac{4\xi^2 J}{\tau}$ et $k_p = \tau k_I$

Pour un amortissement critique $\xi = 1$, on trouve : $k_I = \frac{4J}{\tau^2}$

On peut utiliser un filtre d'équation $\frac{1}{1 + \tau S}$ pour éliminer les dépassements qui apparaissent dans la vitesse ω_r .

2.15 Schéma de simulation

La Figure (2.23) représente la structure sous MATLAB/SIMULINK de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone à double alimentation MADA avec l'onduleur alimentant le rotor.

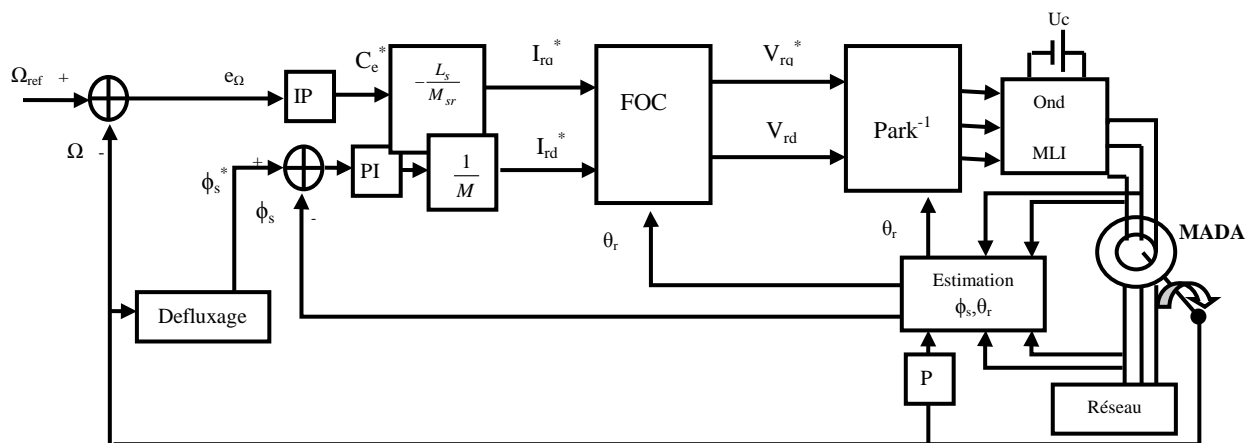


Figure. 2.23. Structure sous MATLAB SIMULINK de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique.

2.16 Résultat de simulation

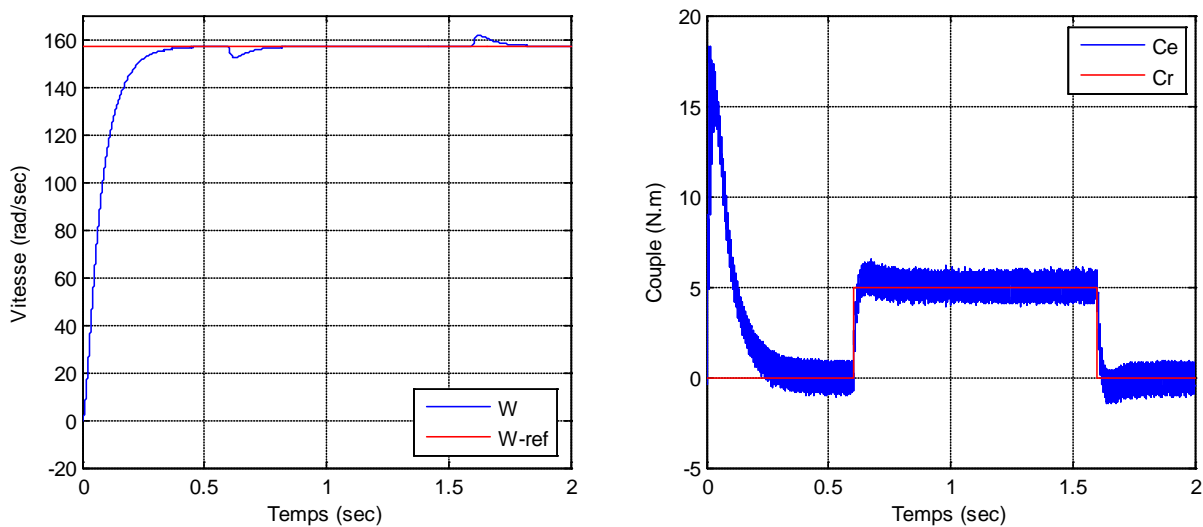
Nous avons réalisé plusieurs séries de simulation numérique pour mettre en évidence les propriétés, mais aussi les insuffisances, de la commande vectorielle. Celles-ci seront retenues dans les prochains chapitres, avec les mêmes conditions, afin de permettre la comparaison des différentes stratégies de commande envisagées dans ce travail.

Dans le présent chapitre, ces simulations ont trois motivations principales :

- l'examen des performances de l'association, faite entre le moteur, son alimentation et la commande vectorielle, sur la trajectoire de vitesse à un échelon ;
- l'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement changement de charge et du moment d'inertie est montrée par l'augmentation de ce dernier, de +50 % de sa valeur nominale à $t=0,6$ s ;
- la vérification de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur, et plus particulièrement celles de la partie statique et rotorique.

- une augmentation de 100 % des résistances ; R_s et R_r , à $t=0,6$ s.

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 (2.24), (2.25), (2.26) et (2.27) :



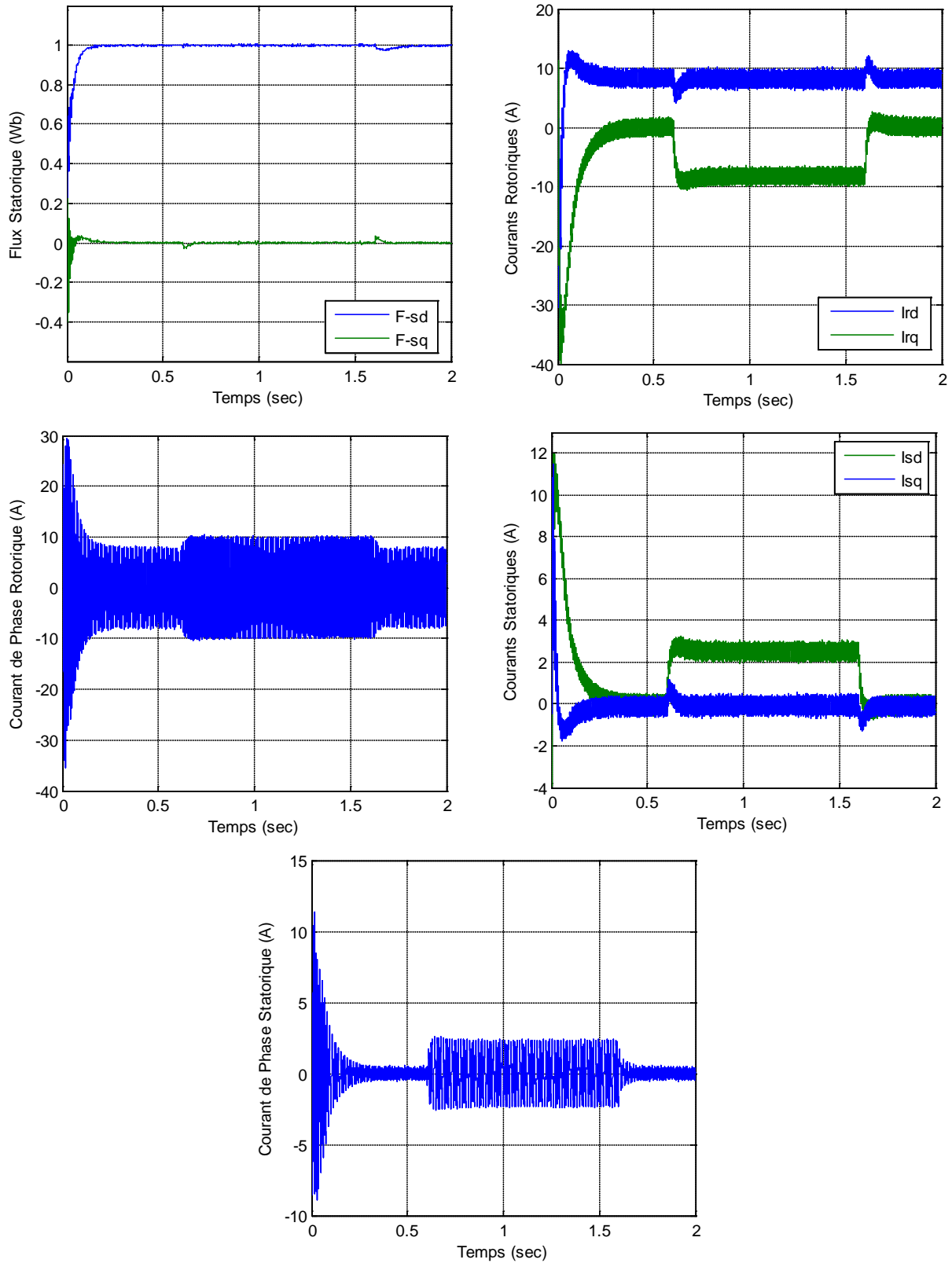


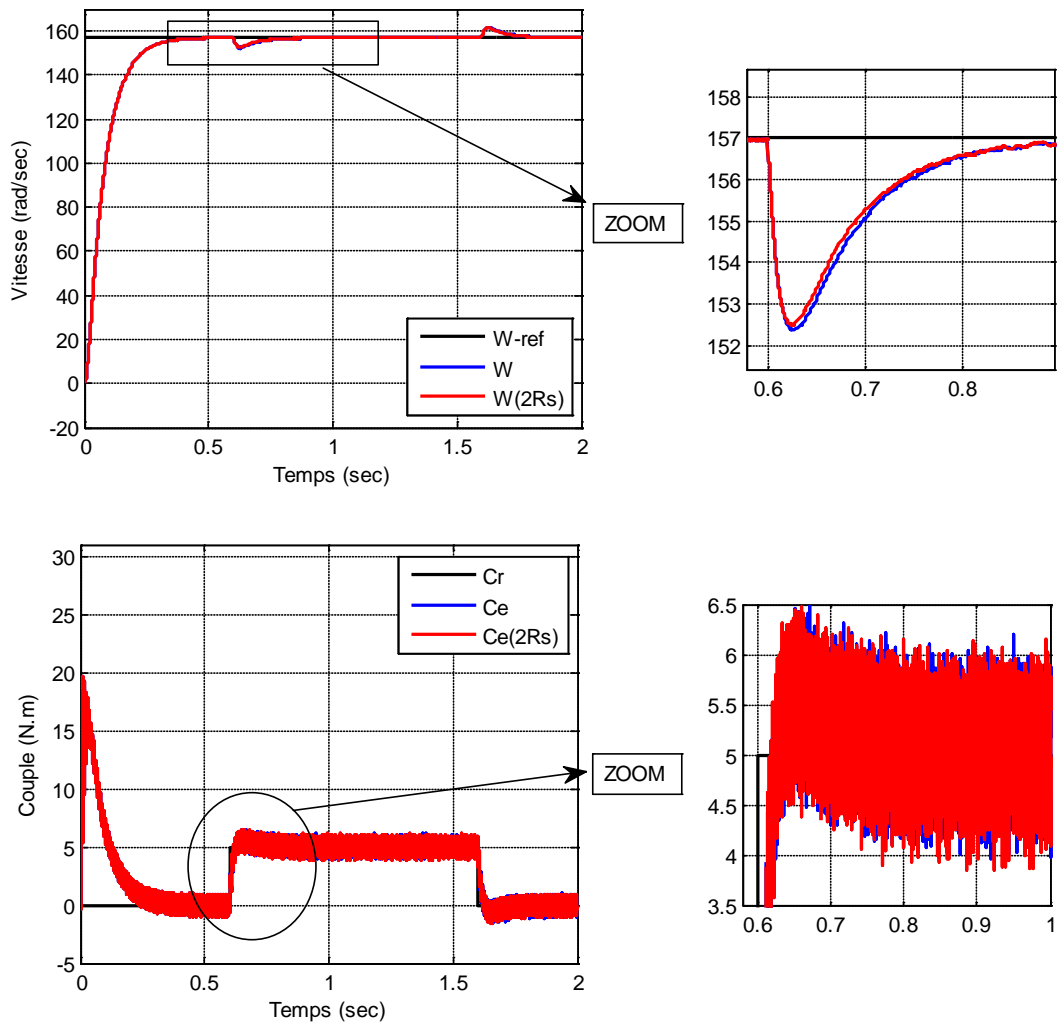
Figure. 2.24. Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t \in [0.6, 1.6]$ sec.

2.16.1 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.

a- Variation au niveau de la résistance statorique

La Figure.2.25 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance statorique à partir de l'instant $t=0.6s$, où elle devient égale à $2R_s$. l'application de la charge est à $t = 0.6s$



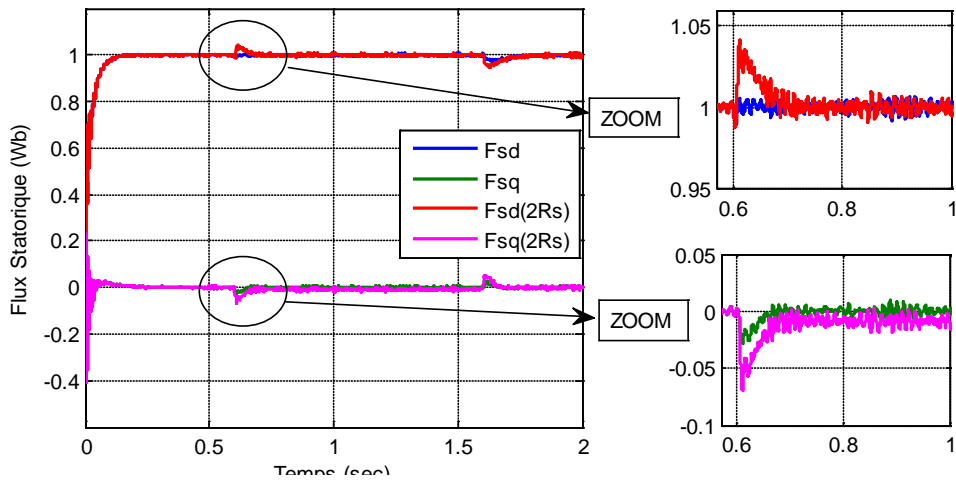
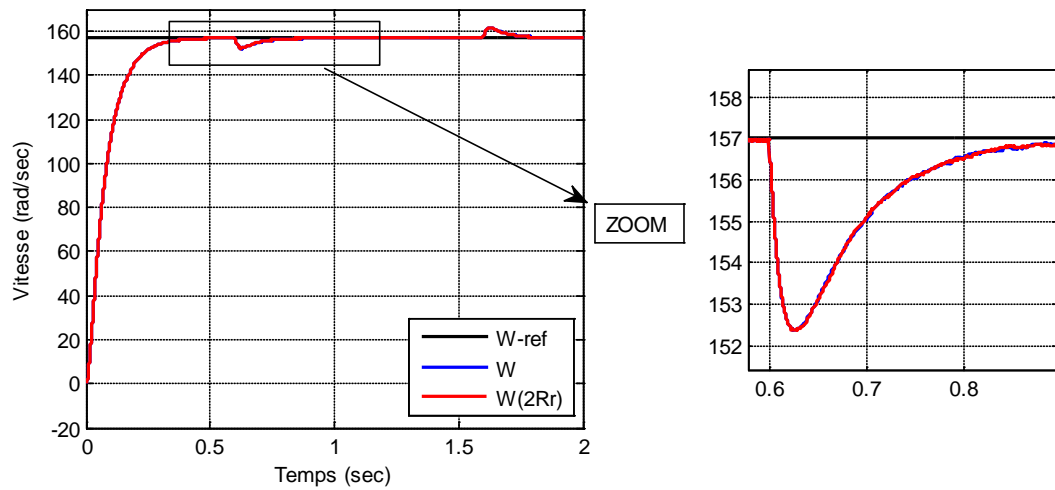


Figure. 2.25. Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.

b- Variation au niveau de la résistance rotorique

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.2.26 :



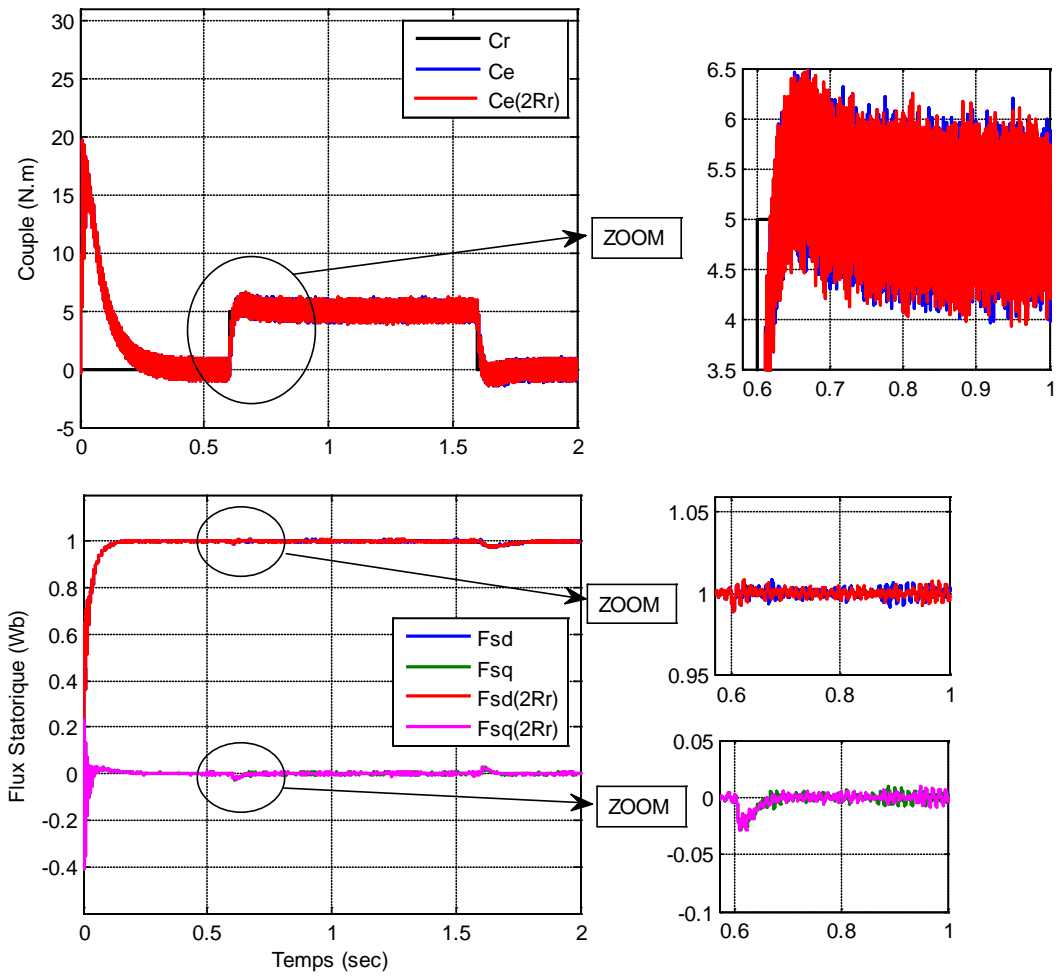
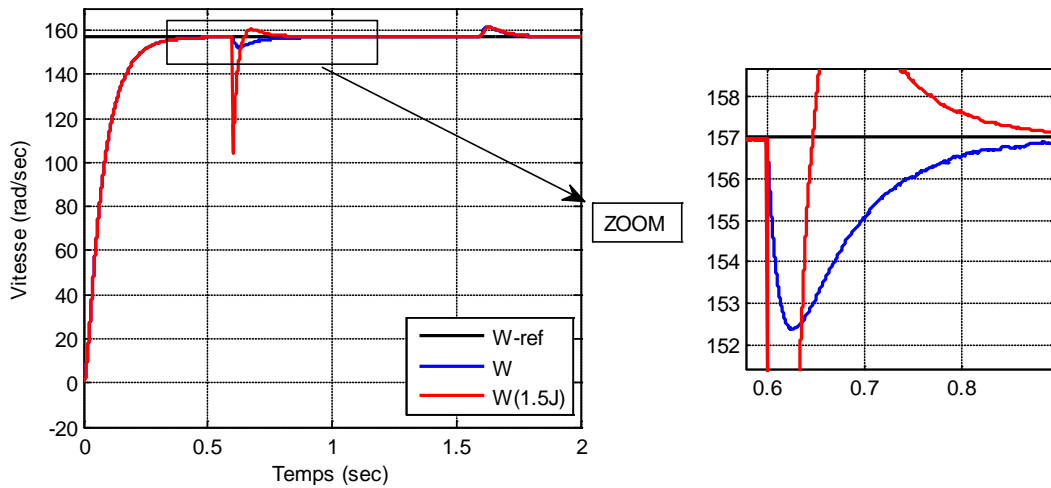


Figure. 2.26. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale.

c- Variations au niveau du moment d'inertie

Les résultats de simulation de test de l'augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale sont présentés par la Figure .2.27 :



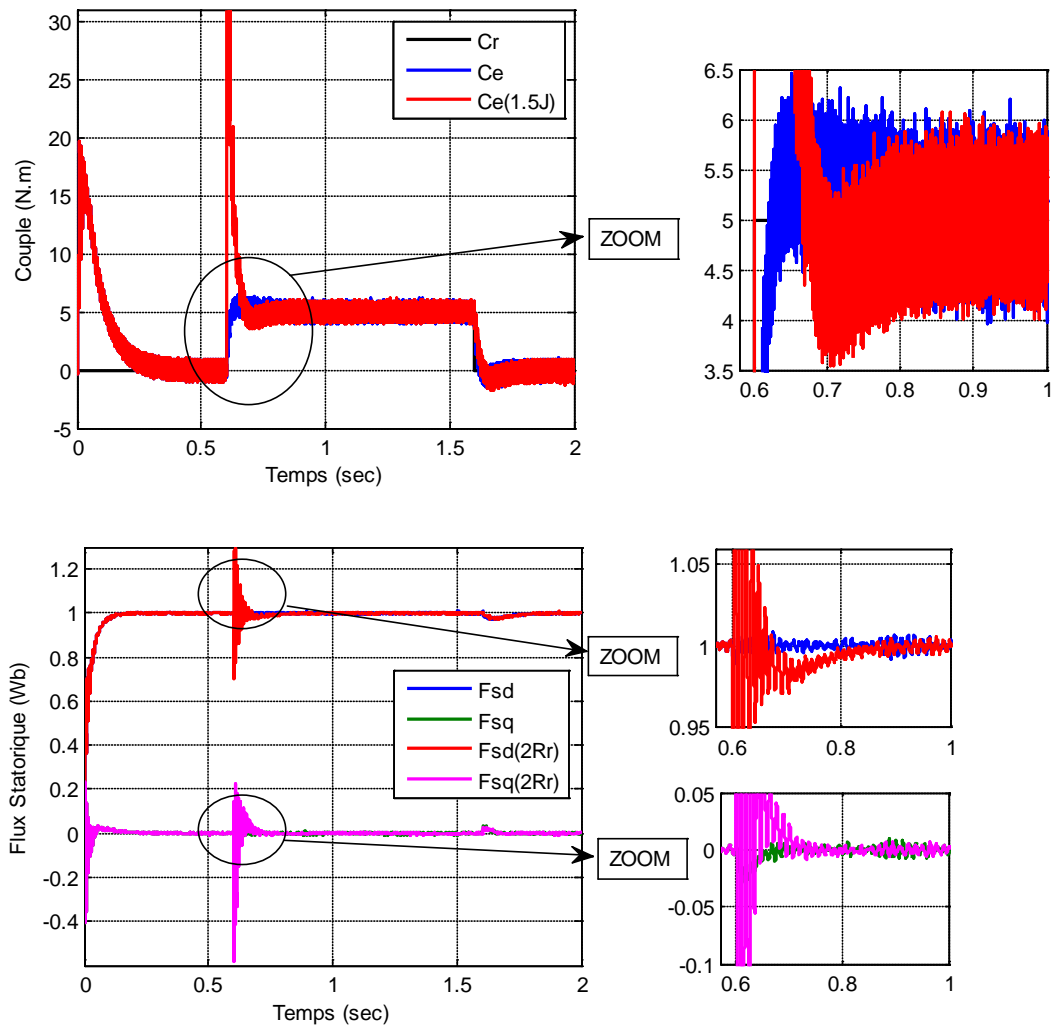


Figure. 2.27. Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale.

2.17 Interprétation des résultats

Au regard des résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande vectorielle munie de la structure de régulation de vitesse de type IP, 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.

On observe une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur et avec une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible.

La variation du moment d'inertie et de la résistance statorique influent sur l'orientation du flux qui sont affectés par ces variations, ce qui montre la sensibilité de la commande vectorielle par le régulateur PI classique face à ces variations.

2.18 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 de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

Les résultats de simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur MLI, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de fréquence et du couple résistant.

La commande par orientation du flux statorique permet de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable.

Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par mode de glissement qui sera l'objet du chapitre suivant.

2.19 Références bibliographiques

- [1] N. Akkari. « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de courants », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, **2005**.
- [2] A. Merabet. « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine Asynchrone», Thèse de doctorat, Université de Québec à Chicoutimi, Canda, **2007**.
- [3] L. Benalia. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, **2010**.
- [4] 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**.
- [5] C. Asmar. « Contribution à une Etude Générale des Machines à Double Alimentation », Thèse de Doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, **1987**.
- [6] S. Drid. « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie & expérimentation », Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, **2005**.
- [7] F. Merrahi. « Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne) », Mémoire de magister, Ecole Nationale polytechnique, Algérie, **2007**.
- [8] S. EL-Aimani. « Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille France, **2005**.
- [9] R. Abdessamad et M. Kadjoudj. « Modélisation des machines électriques », Presse de l'université de Batna, Algérie, **1997**.
- [10] M. Pinard. « Commande Electronique des Moteurs Electriques ». DUNOD, Série EEA, **2004**.

- [11] Z. Boudjema. «Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou ». Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie. **2010**.
- [12] P. Debiprasad, E.L. Benedict, G. venkataramanan et D T.A. Lipo. « A Novel Control Strategy for the rotor Side Control of a Doubly-Fed Induction Machine », Proceedings of thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference IEEE, Vol.3, 30, Sept- 4Oct **2001**, pp. 1695-1702.
- [13] 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**.
- [14] F. Boumaraf. « Commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, **2009**.
- [15] P. Brosselard. « Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5 kV) en Carbure de Silicium », Thèse de doctorat, Lyon, France, **2004**.
- [16] T. Lameche. « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM ». Mémoire de Magister, Université de Sétif, Algérie, **2003**.
- [17] E .M. Berkouk. « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseur direct et indirects. Application aux gradateurs onduleur multiniveux », Thèse de doctorat, CNAM paris, France **1995**.
- [18] R. Toufouti. « Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Constantine, Algérie, **2003**.
- [19] I. Hamzaoui. « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, **2010**.

- [20] B. Gimenez, R. Asher, G.M. Sumner et M.K.J. Bradley. « Dynamic performance Limitations for MRAS based sensorless induction motor drives », Part 1: Stability Analysis for the Closed Loop Drive, IEE Proc Electr Power Appl, Vol. 143, No. 2, March **1996**, pp.113-122.
- [21] P. Vas. « Vector Control of AC Machine », Ed Oxford University Press, **1990**.
- [22] F. Blaschke. « The principle of field orientation as applied to the new closed loop control system for real time control of induction motors », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No.1, **1999**, pp.3-13.

CHAPITRE 3

Commande par mode de glissement de la MADA

3.1 Introduction

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

Le réglage par les modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. L'étude de modes de glissement a commencé en l'URSS et la Yougoslavie dans les années 60. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [1-3].

Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à structure variable. Tout d'abord, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement, puis on présente les différentes structures de contrôle par les modes glissants. Finalement nous terminons par une application de cette technique sur la machine asynchrone à double alimentation.

3.2 Théorie de la Commande par Mode de Glissement

La commande à structure variable est une commande de nature non linéaire et de type discontinu. Elle implique une modification intentionnelle de la topologie du système forçant ainsi la trajectoire d'état du système (la dynamique du système) bouclé à commuter autour d'une hyper surface prédéfinie (ou désirée), dite de glissement, et à glisser sur elle jusqu'au point d'équilibre grâce à un dispositif et une logique de commutation [4].

Lorsque le point représentatif du mouvement du système est maintenu sur la surface de glissement (Figure 3.1), le système est dit en **régime glissant** et il est alors plongé dans la dynamique d'un système réduit et libre. Ainsi, tant que **les conditions de glissement** sont assurées, la dynamique du système reste **insensible** aux incertitudes de modélisation, aux variations des paramètres du système et à certaines perturbations externes.

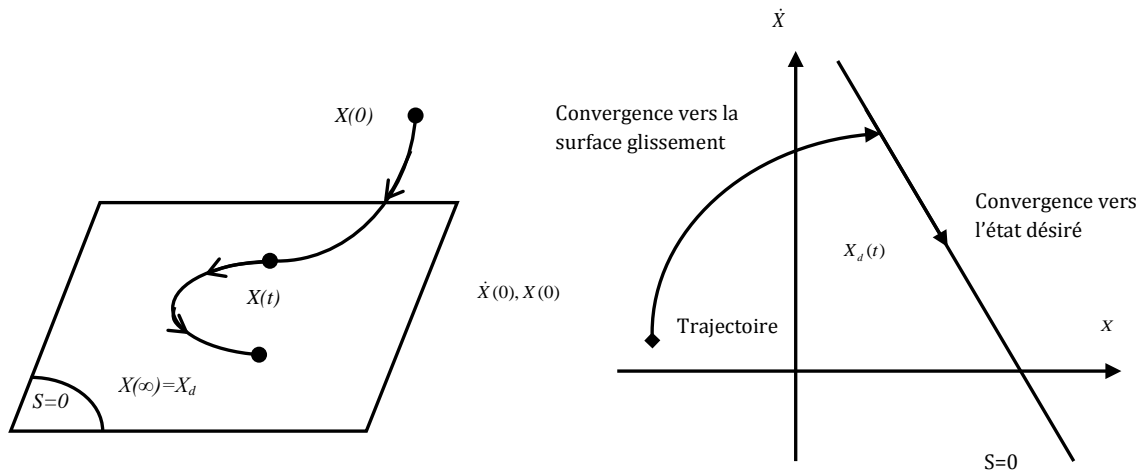


Figure. 3.1. Convergence du système glissant [3, 4].

3.2.1 Choix des Surfaces de Glissement

En général, concernant la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état :

- Espace d'état :

$$S(x) = \sum_{i=1}^r c_i x_i \quad (3.1)$$

Avec : $c_r = 1$

- Dans l'espace de phase :

J.J Slotine et al [3] ont proposé une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable x à sa valeur de consigne.

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{x} \quad (3.2)$$

Avec : $\tilde{x} = x_d - x = \left[\tilde{x} \quad \dot{\tilde{x}} \dots \tilde{x}^{(r-1)} \right]^T \quad (3.3)$

Où :

x : Le variable à réguler.

\tilde{x} : L'erreur de réglage.

λ : Une constante positive qui interprétera la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif (égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande).

On aura donc :

Pour $r = 1$

$$S(x) = \tilde{x} \quad (3.4)$$

Pour $r = 2$

$$S(x) = \lambda \tilde{x} + \dot{\tilde{x}} \quad (3.5)$$

3.2.2 Condition de Glissement

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

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t).U \quad (3.6)$$

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

$$g(x) \neq 0 \forall x \in X, f(x) = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T, g(x) = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T \quad (3.7)$$

La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov $V(x): \mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}$ qui soit positive $V(x) > 0$ pour tout x de \mathfrak{R} . La fonction de Lyapunov est choisie de façon à décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui assure cette décroissance en rendant négative la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Soit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.8)$$

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

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, nous devons assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.9)$$

Cette condition assure que la surface S est attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface $S(x) = 0$ qui est choisie à priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé *système équivalent*, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [1, 2, 4, 5].

3.2.3 Calcul de la Commande

Il existe dans la littérature trois méthodes pour fixer la structure et les paramètres de la commande à structure variable telles que la commande par relais, la commande par retour d'état linéaire à gains commutés et la commande équivalente augmentée que nous présentons ci-après. Dans la réalité pratique, on est confronté à la présence de seuils, retards et hystérésis. Avec la seule commande équivalente (commande par mode glissant équivalente U_{eq}) qui est déduite de la condition $\dot{S}(x) = 0$ durant le régime glissant permanent, telle que la trajectoire du système reste sur la surface de glissement $S(x) = 0$, le point $x(t)$ reste seulement au voisinage de la surface $S(t) = 0$. Cette commande est alors augmentée pour constituer une combinaison de deux composantes : une composante de basse fréquence qu'est cette commande de linéarisation proposée par Philippov et Utkin [6, 7], et une autre composante de haute fréquence U_s qui est ajoutée en tant que commande auxiliaire pour garantir l'attractivité de la surface de glissement. Ces deux composantes (équation (3.10)) contribuent ensemble à la vérification de la condition (3.9) :

$$U = U_{eq} + U_s \quad (3.10)$$

En portant l'expression de U dans l'équation (3.8), on obtient l'équation d'état du système commandé par la commande équivalente augmentée :

$$\frac{dx}{dt} = \left\{ I - g(x,t) \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \right\} f(x,t) + g(x,t) U_s \quad (3.11)$$

L'équation d'état du système en mode glissant est obtenue lorsqu'on est en régime glissant (c.à.d. $U_s = 0$ pour $S(x) = 0$) [6, 7].

La commande U_s est déterminée de manière à vérifier la condition d'attractivité. La forme généralement utilisée de U_s est une commande par relais (Figure 3.2) :

$$U_s = K \operatorname{sign}(S(x)) = \begin{cases} +K & \text{si } S(x) > 0 \\ -K & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

Où K est un gain positif.

4.2.4 Phénomène du Chattering

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering, car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées, comme par exemple remplacer la fonction sign (Figure. 3.2) par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) (Figure. 3.3) :

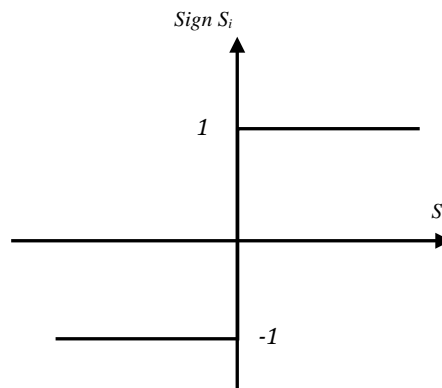


Figure. 3.2. Représentation de la fonction sign [3].

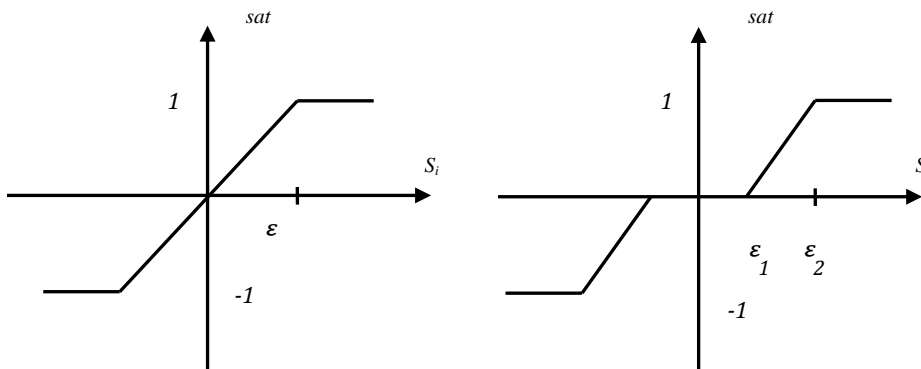


Figure. 3.3. Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte) [1].

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$sat(S) = \begin{cases} -1, & \text{si } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon}, & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 1, & \text{si } S > \varepsilon \end{cases} \quad (3.13)$$

$$sat(S) = \begin{cases} 0, & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}, & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ sign(S), & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (3.13)$$

On peut aussi donner la fonction de *smooth* (Figure. 3.4) :

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.15)$$

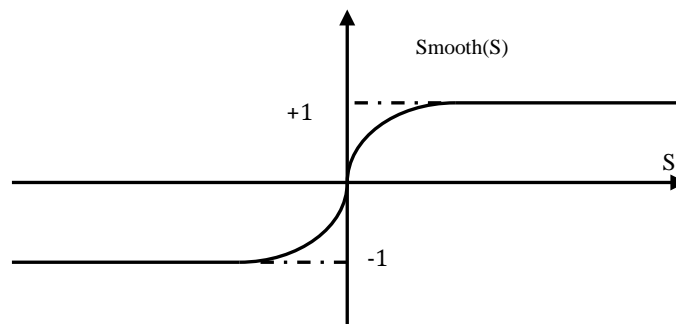


Figure. 3.4. Fonction «smooth » [4].

3.2.5 Différentes Structures du Contrôle par Mode de Glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par les modes de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation est au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

3.2. 5.1 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la Figure 3.5 :

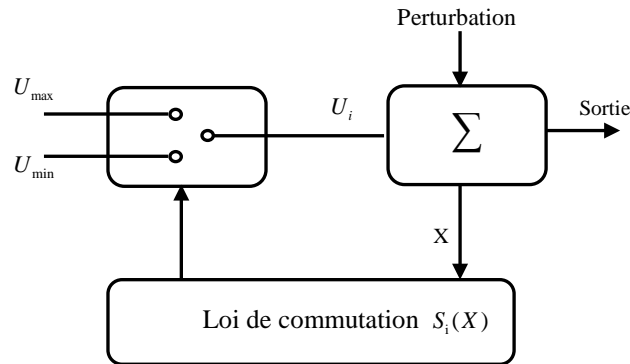


Figure. 3.5. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [7].

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse [4,7].

3.2.5.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'État

Cette structure (Figure. 3.6) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [4].

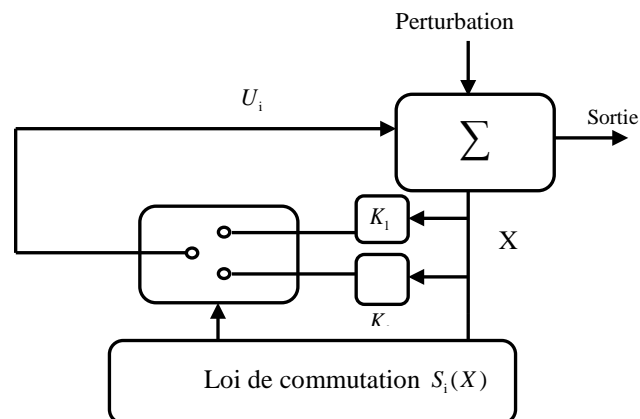


Figure. 3.6. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état [1].

3.2.5.3 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 3.7, 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 [1].

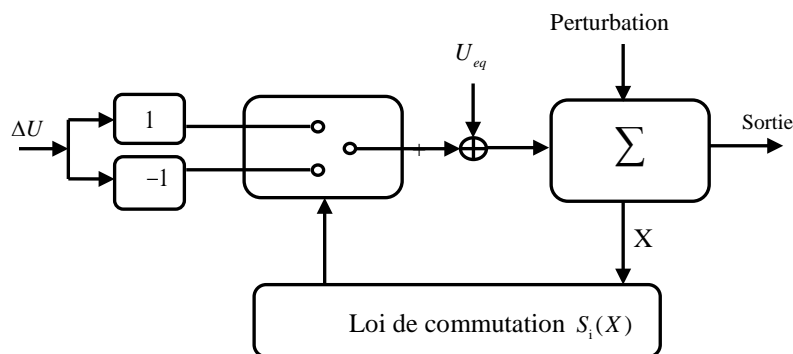


Figure. 3.7. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [1].

3.3 Application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Ces dernières années, beaucoup d'effort de recherches a été consacré aux applications des techniques de commande par les modes glissants aux équipements électroniques et aux commandes électriques [8]. 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 [4, 8- 10]. En utilisant la structure de commande en cascade, le schéma de principe pour la commande du MADA est donné à la Figure 3.8 :

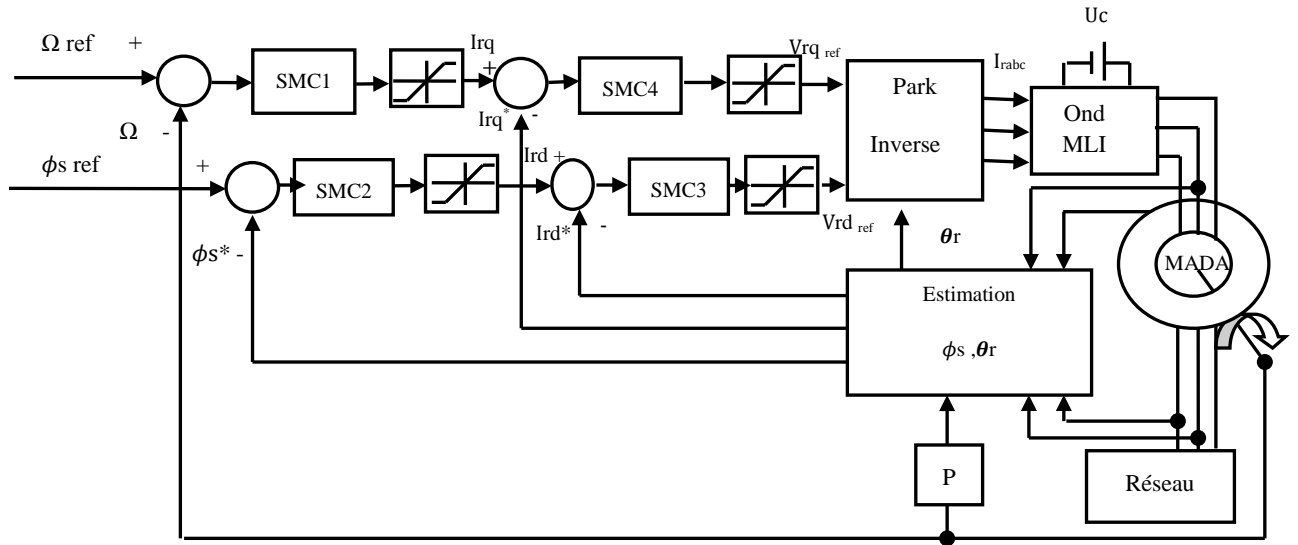


Figure. 3.8. Schéma de principe pour la commande par mode glissant du MADA.

À partir des équations (2.13), (2.37), (2.72), (2.73) et (2.74), on tire le système d'équations d'états de la MADA suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \end{cases} \quad (3.16)$$

$$i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\phi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (3.18)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(\frac{p \cdot M}{L_s} (i_{rq} \cdot \phi_{sd}) + f\Omega + C_r \right) \quad (3.19)$$

3.3.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par [8, 10]:

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.20)$$

Pour $r=1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (3.2) comme suit :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.21)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (3.22)$$

En substituant l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (3.19) dans l'équation (3.22), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \left(-\frac{P.M}{L_s} (i_{rq} \cdot \varphi_{sd}) - f\Omega - C_r \right) \quad (3.23)$$

On prend :

$$I_{rq}^{ref} = I_{rq}^{eq} + I_{rq}^s \quad (3.24)$$

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

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

Où la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rq}^{eq} = -\frac{J.L_s}{p.M.\varphi_{sd}} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J}\Omega + \frac{C_r}{J} \right) \quad (3.25)$$

Et

$$I_{rq}^s = -K_{I_{rq}} \cdot sat(S(\Omega)) \quad (3.26)$$

Avec: $K_{I_{rq}}$ constante négative.

3.3.2 Surface de régulation du flux statorique

On a :

$$\begin{aligned} S(\varphi_{sd}) &= \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \\ \dot{S}(\varphi_{sd}) &= \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \dot{\varphi}_{sd} \end{aligned} \quad (3.27)$$

En substituant l'expression de $\dot{\varphi}_{sd}$ de l'équation (3.18) dans l'équation (3.27), on obtient :

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (3.28)$$

On prend :

$$I_{rd}^{ref} = I_{rd}^{eq} + I_{rd}^s \quad (3.29)$$

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 :

$$I_{rd}^{eq} = \frac{T_s}{M} \left(\dot{\varphi}_s^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (3.30)$$

Et

$$I_{rd}^s = K_{I_{rd}} \cdot sat(S(\Omega)) \quad (3.31)$$

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

3.3.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation

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

$$I_{rd}^{lim} = I_{rd}^{max} sat(I_{rd}) \quad (3.32)$$

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (3.33)$$

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

$$\begin{aligned} S(I_{rd}) &= I_{rd}^{lim} - I_{rd} \\ \dot{S}(I_{rd}) &= \dot{I}_{rd}^{lim} - \dot{I}_{rd} \end{aligned} \quad (3.34)$$

En substituant l'expression de \dot{I}_{rd} de l'équation (3.16) dans l'équation (3.34), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (3.35)$$

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

$$V_{rd}^{ref} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^s \quad (3.36)$$

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 :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (3.37)$$

L'expression (3.17) dans (3.37) donne :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma T_r} I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (3.38)$$

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

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

3.3.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

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

$$I_{rq}^{lim} = I_{rq}^{max} sat(I_{rq}) \quad (3.39)$$

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

$$\begin{aligned} S(I_{rq}) &= I_{rq}^{lim} - I_{rq} \\ \dot{S}(I_{rq}) &= \dot{I}_{rq}^{lim} - \dot{I}_{rq} \end{aligned} \quad (3.40)$$

En substituant l'expression de \dot{I}_{rq} de l'équation (3.16) dans l'équation (3.40), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \omega_s \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (3.41)$$

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

$$V_{rq}^{ref} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^s \quad (3.42)$$

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 :

$$V_{rq}^{eq} = \left(\dot{I}_{rq}^{lim} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \omega_s \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (3.43)$$

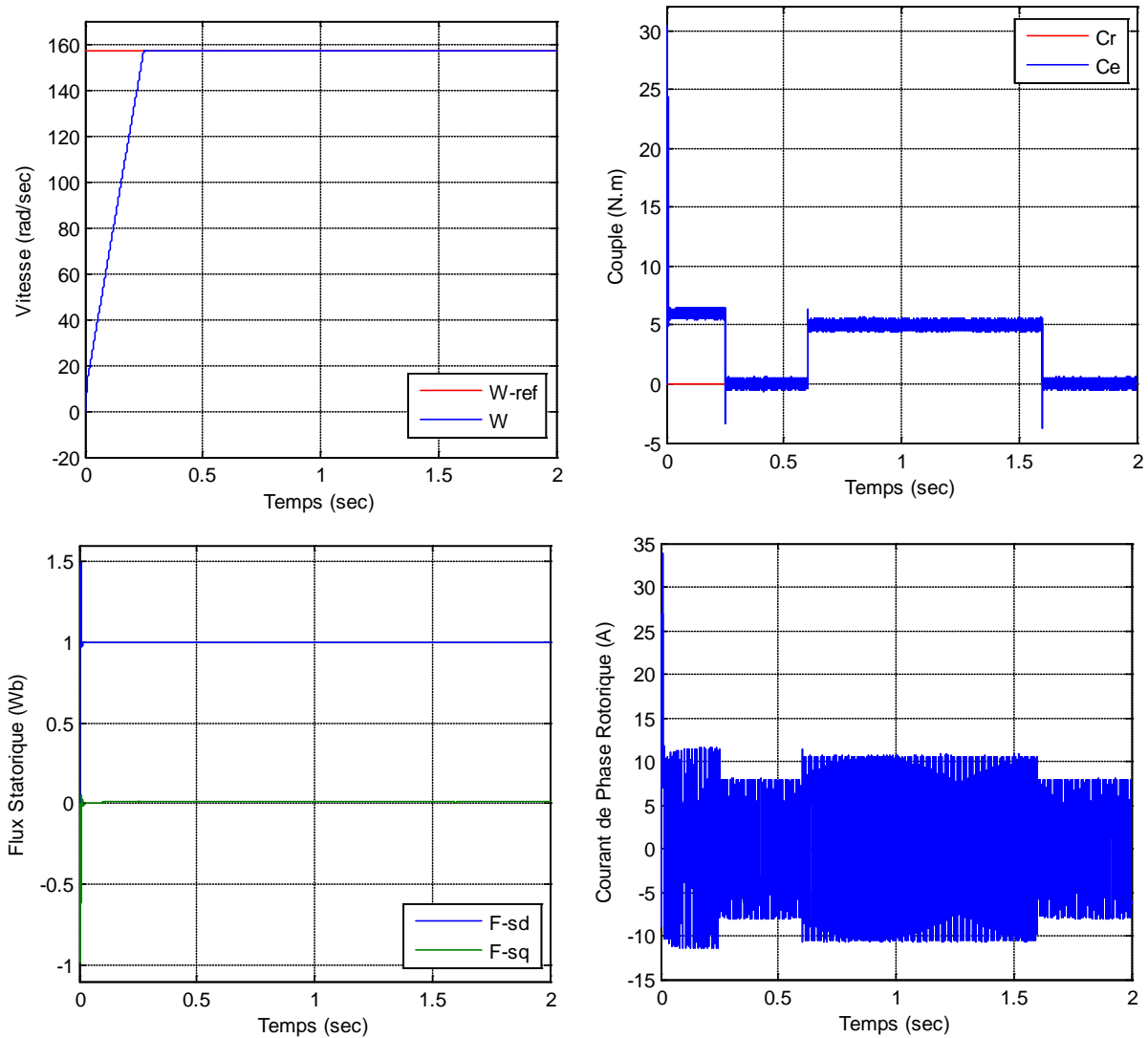
$$\text{Et } V_{rq}^s = K_{V_{rq}} \cdot \text{sat}(S(I_{rq}))$$

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

3.4 Résultats de Simulation

Nous avons procédé à une série de simulation afin contribuer la commande par le mode glissant de la MADA. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés sur les Figures (3.9 - 3.12) :



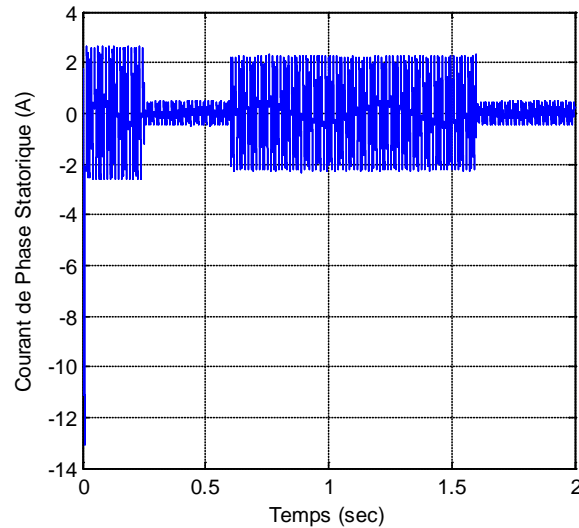


Figure. 3.9. Résultats de simulation de la Commande par mode glissant suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.

La Figure 3.9 illustre le comportement de la MADA en charge après un démarrage à vide. Vu les résultats obtenus, on note qu'au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi.

A $t = 0.6s$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à $(5N.m)$, le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (157 rad/s) .

Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.

3.4.1 Tests de robustesse

L'essai 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 de la MADA suivi de l'insertion d'un couple de charge de 5 N.m .

a- Variation au niveau de la résistance statorique

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale. La Figure (3.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique.

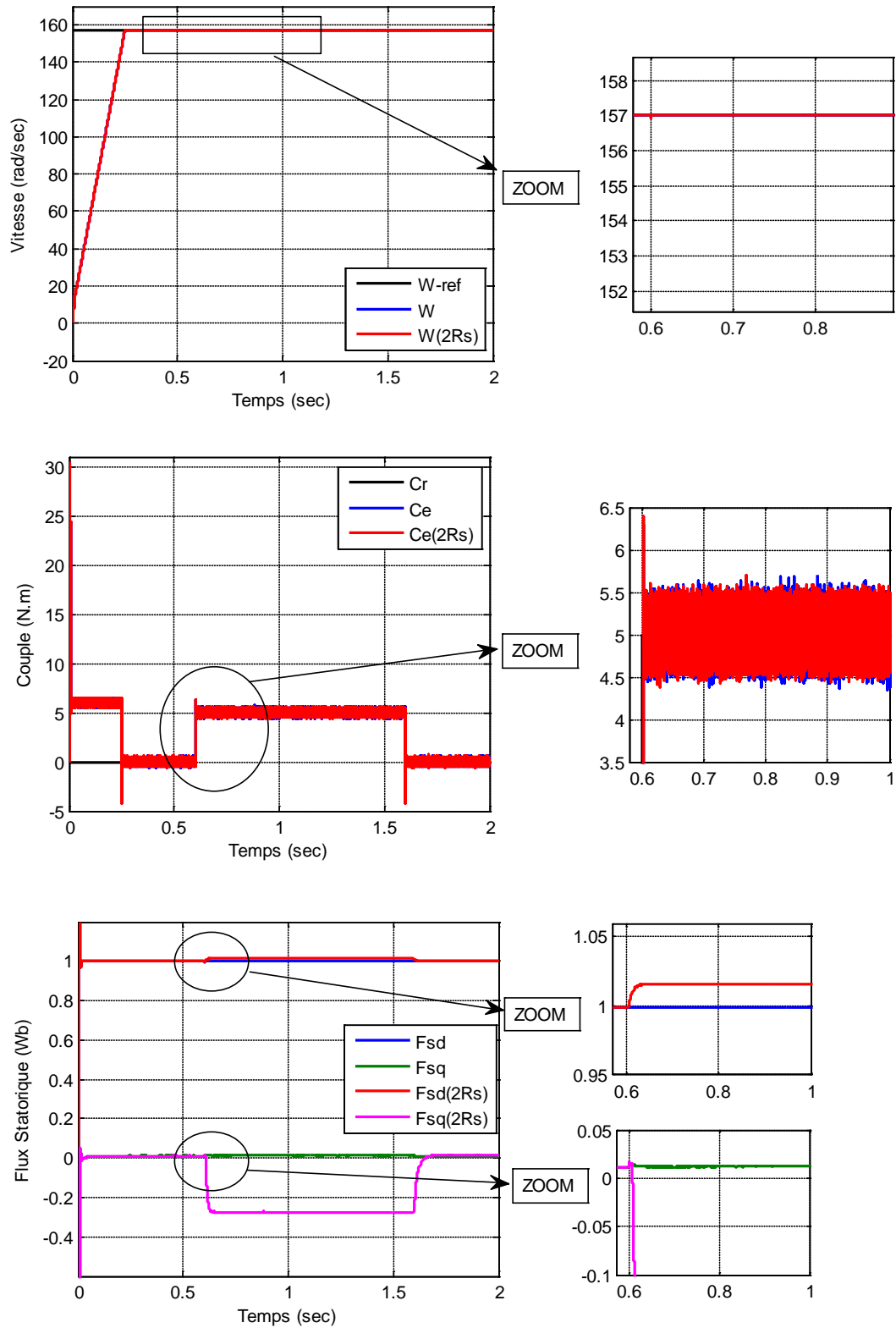


Figure 3.10. Test de robustesse pour une variation de R_S de +100% de sa valeur nominale

b- Variations au niveau de la résistance rotorique

La figure (3.11) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour une augmentation de la valeur de la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale.

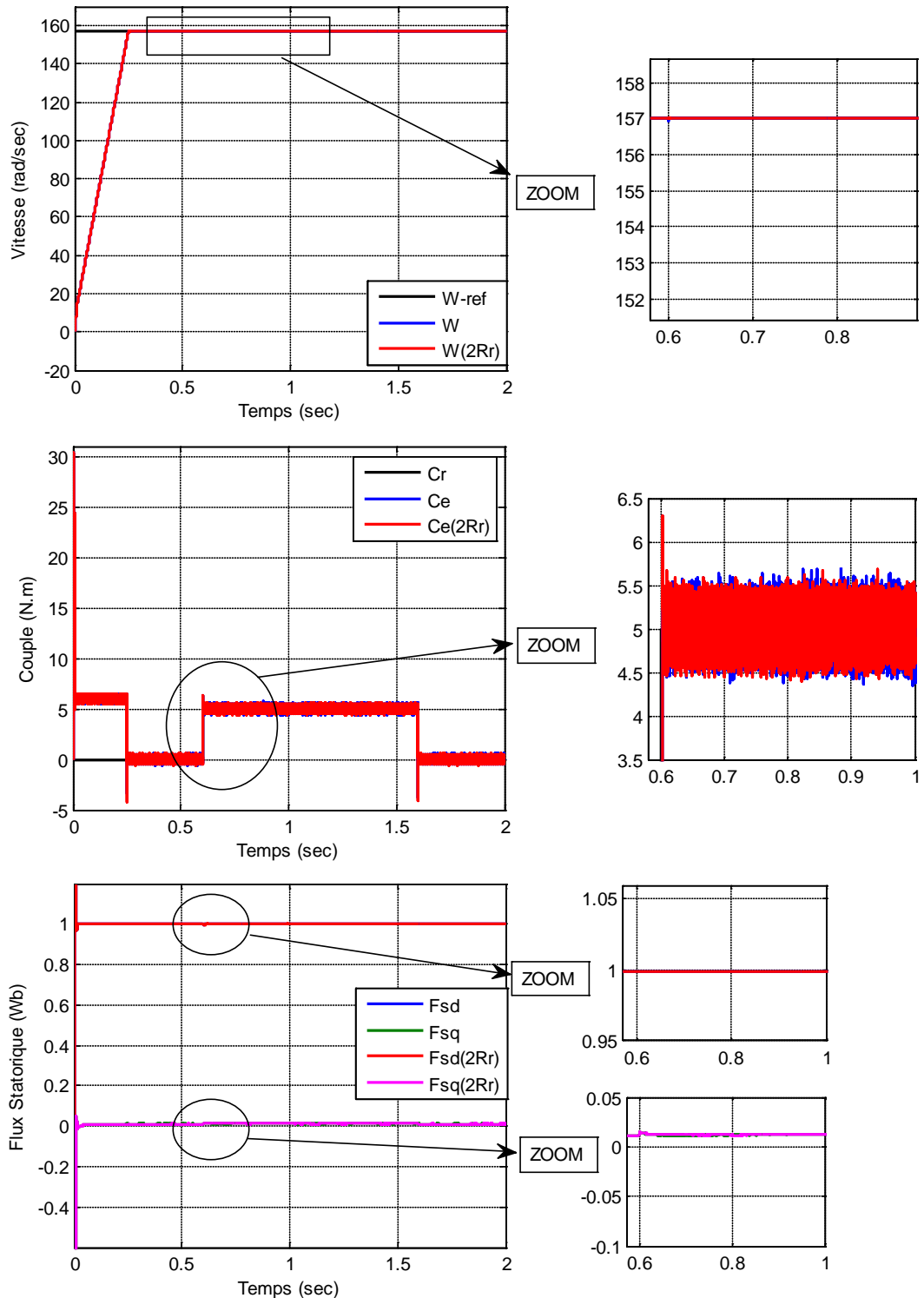


Figure 3.11. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale

c- Variation au niveau du moment d'inertie

Dans cet essai, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une valeur du moment d'inertie égal a +50% de sa valeur nominale. La figure (3.12) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique.

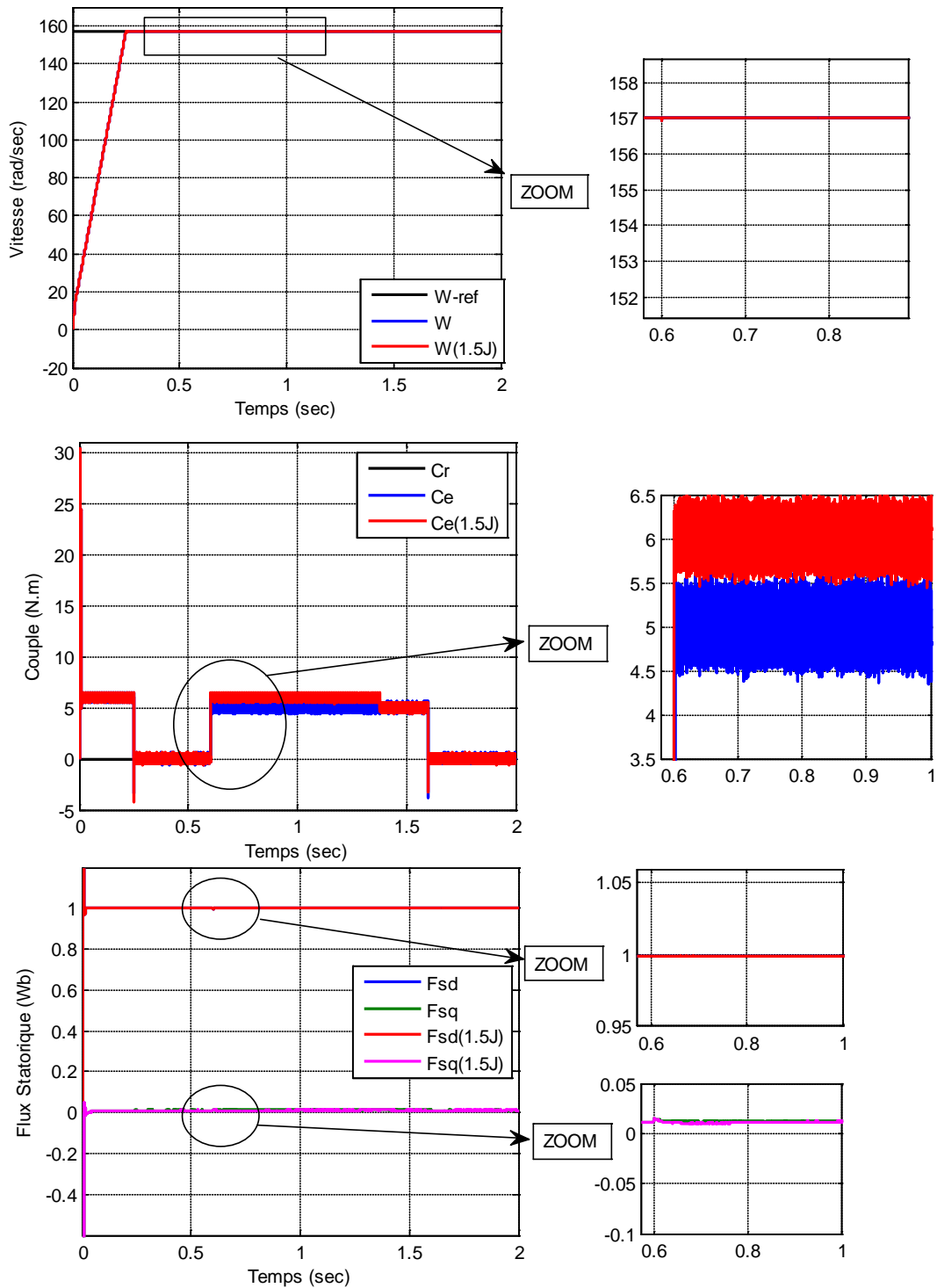


Figure 3.12. Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale

3.5 Interprétation des résultats

Les Figures (3.10) et (3.11), illustrent les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique, pour une variation des valeurs des résistances statorique et rotorique de +100% de ses valeurs nominales.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que ces variations au niveau des résistances statorique et rotorique ne provoquent aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande utilisée (MG) face à la variation paramétrique de la machine ainsi que le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.

D'autre part on constate que l'augmentation du moment d'inertie influe peu sur la réponse du couple où il présente une augmentation de 1N.m par rapport à la valeur nominale. Pour les allures de la vitesse, et celles des composantes du flux statorique, presque aucun changement n'apparaît.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par les modes glissants. Pour différentes raisons, l'exposé sur les modes glissants a été restreint à des systèmes mono-entrée et affine en la commande mais l'ensemble des résultats peut s'appliquer, sous certaines conditions, à des systèmes d'ordre plus général. Les principes ont été donnés dans le cas des régimes glissants classiques : notion de surface invariante et de commande équivalente, conditions d'existence. Nous avons appliqué les modes de glissement à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (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 les modes 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 chapitre qui suit, une autre technique sera introduite est la commande floue type 1 & 2 de la MADA.

3.7 Références bibliographiques

- [1] H. Bühler. « Réglage par Mode de Glissement ». Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse. **1986**.
- [2] M. A. Kjaer. « Sliding Mode Control ». Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Sweden. February, **2004**.
- [3] J. J. E Slotine et W. LI. « Applied Nonlinear Control ». Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey. **1991**.
- [4] S. Zeghlache. « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical », Thèse de doctorat, Université de M'sila, Algérie, **2014**.
- [5] M. Hamerlain. « Commande Hiérarchisée à Modèle de Référence et à Structure Variable d'un Robot Manipulateur à Muscle Artificiel », Thèse de Doctorat de l'INSA de Toulouse, France, Janvier **1993**.
- [6] V. Utkin, J. Guldner et J. Shi. « Sliding Mode Control in Electromechanical Systems ». Taylor & Francis. **1999**.
- [7] M. Ali-Bey. « Commande en Effort des Robots Manipulateurs », Mémoire de Magister, Laboratoire de Commande des Processus, Ecole Nationale Polytechnique ENP, Algérie, **2005**.
- [8] Y. Bekakra et Dj. Ben attous. « Speed and Flux Control for DFOC of Doubly Fed Induction Machine using Sliding Mode Controller ». Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 10, No. 4, **2010**, pp. 75-81.
- [9] L. Song et P. Huang. « Adaptive Discrete-Time Sliding Mode Control of Brushless DC Servomotors ». IEEE Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China. **2007**.
- [10] R. Abdessemed, A.L.Nemmour et VF.Tomachevitch. « Cascade Sliding Mode Control of a Stator Field Oriented Double Fed Asynchronous Motor Drive (DFAM)», In: Archives of electrical engineering, Vol. LI, No. 03, **2002**, pp. 371-387, Poland.

CHAPITRE 4

Commande par la logique floue type 1 & 2 de la MADA

4.1 Introduction

La logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité, elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la « logique à valeurs multiples » ou « logique floue » dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black appliqua la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, \frac{1}{2}, 1\}$, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh[1].

Ce chapitre est divisé en 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 d'un Contrôleur Flou

La conception d'un régulateur classique PID préconise la connaissance précise du modèle du système à commander. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs. Pour un régulateur flou la connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques [2, 3].

La commande par logique floue peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à

réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [1, 2]. L'architecture interne d'un régulateur flou est donnée par la Figure 4.1.

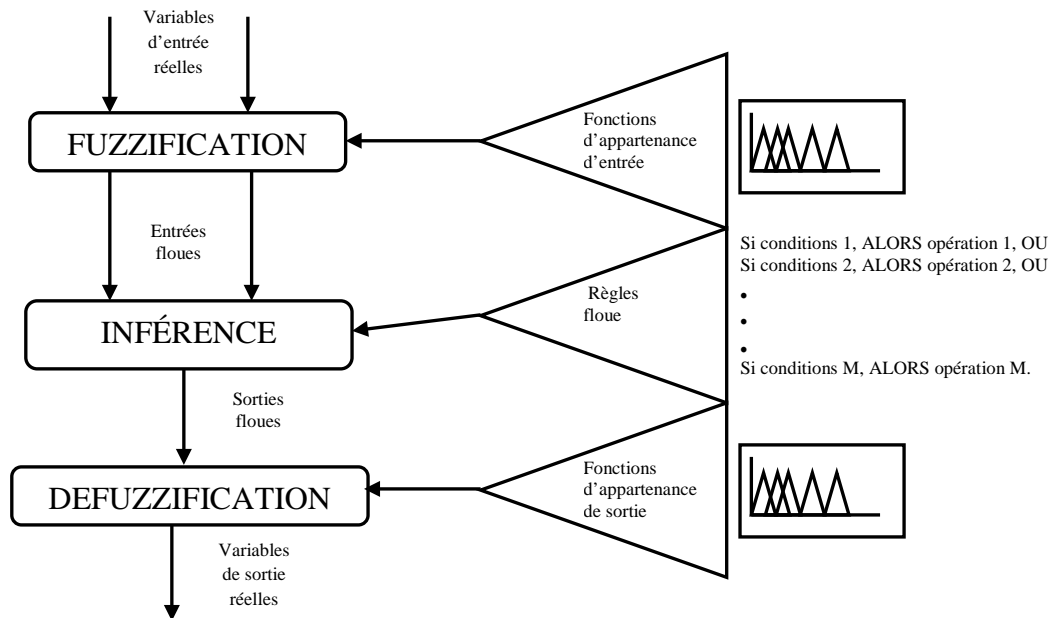


Figure. 4.1. Structure d'un régulateur flou [4].

Un contrôleur flou est composé de trois blocs : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

4.2.1 Fuzzification

Elle représente le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée [3, 4].

4.2.2 Inférence

Dans ce bloc, les valeurs des variables linguistiques d'entrée et sortie sont liées par une table de règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à contrôler.

C'est un mécanisme de décision qui, en manipulant les règles floues, établit une décision. Il existe plusieurs méthodes d'inférence : *Maximum-Minimum*, *Max-Produit*, *Somme-Produit*.

Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation des règles floues et l'implication floue [5]. Dans notre travail nous avons utilisé la méthode *somme-produit*.

4.2.3 Défuzzification

Elle consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification : *méthode du maxima*, *méthode du centre de gravité*, *méthode de la moyenne des maximas*. Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats.

Notons que des blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [6].

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

Nous proposons dans cette partie une commande par logique floue type-1 du MADA. Nous sommes intéressés au remplacement du régulateur IP classique de vitesse du schéma de la commande vectorielle présenté précédemment par un régulateur de type PI flou.

La commande ainsi obtenue est une commande vectorielle indirecte dans laquelle nous avons exploité certaines caractéristiques du système pour définir la loi de commande qui nous permet de garantir la validité du modèle découplé et d'obtenir des performances dynamiques élevées.

4.3.1 Définition des Entrées / Sorties

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande-convertisseurs-machine doit générer. À flux constant, ce couple est proportionnel

au courant I_{sq}^* (courant I_{sq} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant.

Le schéma de base du régulateur flou repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrémental de cette grandeur.

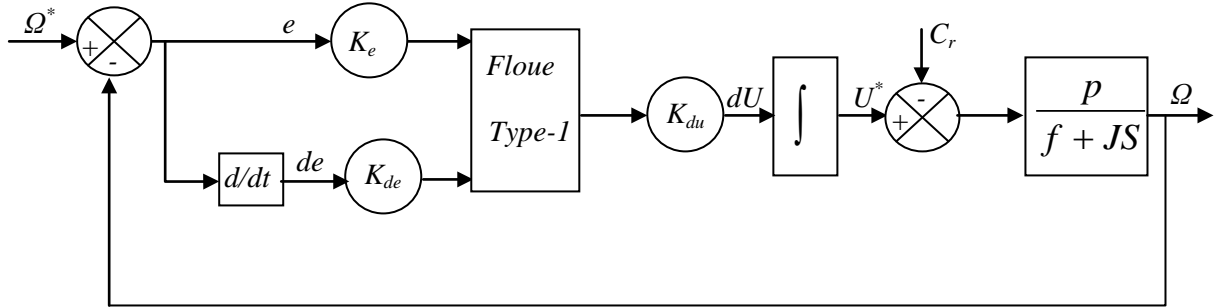


Figure. 4.2. Structure du contrôleur du type PI flou type-1.

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

e : L'erreur, elle est définie par :

$$e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (4.1)$$

de : La dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$de(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.2)$$

Et le signal de commande est déterminé par la relation suivante :

$$U^*(k) - U^*(k-1) + dU^* = C_{em}^*(k) \quad (4.3)$$

K_e , K_{de} et K_{du} sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables). Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système à régler [7, 8].

4.3.2 Définition des fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de sortie sont définies par des formes triangulaires et trapézoïdales (Figures 4.3 et 4.4).

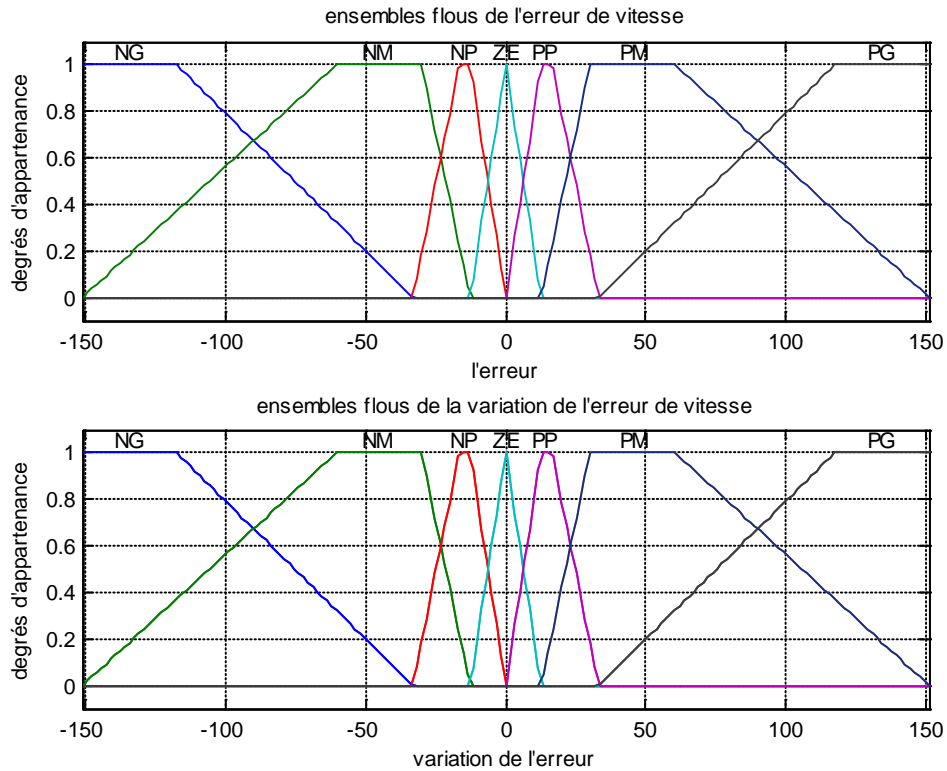


Figure. 4.3. Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $de(k)$.

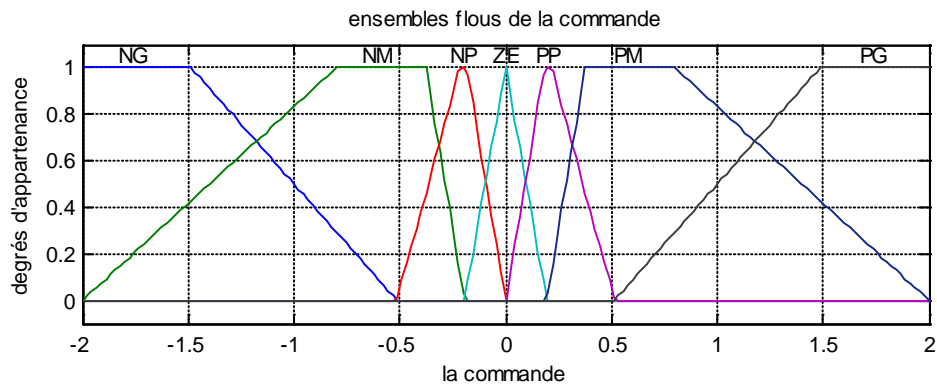


Figure. 4.4. Fonctions d'appartenance pour la commande $U(k)$.

4.3.3 Base de Règle

La table des règles floue est donnée par la table 4.1:

Table. 4.1. Table des règles.

		Erreur						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	ZE	ZE	ZE
	NM	NG	NG	NM	NM	ZE	ZE	ZE
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	ZE	ZE	ZE	PM	PM	PG	PG
	PG	ZE	ZE	ZE	PG	PG	PG	PG

Dans cette table, N, P, ZE, P, M, G représentent négatif, positif, zéro, petit, moyen et grand respectivement. Par exemple NG signifie négatif grand, et ainsi de suite.

4.3.4 Défuzzification

La sortie du mécanisme d'inférence est une variable floue. L'approximation floue de fonction doit convertir les variables floues internes en grandeurs réelles de sorte que le système puisse utiliser ces variables [4, 9].

En cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie u est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

Le traçage de table précédente, en utilisant l'erreur comme axe x, la variation de l'erreur comme axe y et le signal de commande comme axe z, visualise, au Figure 4.5, la relation entre l'entrée et la sortie.

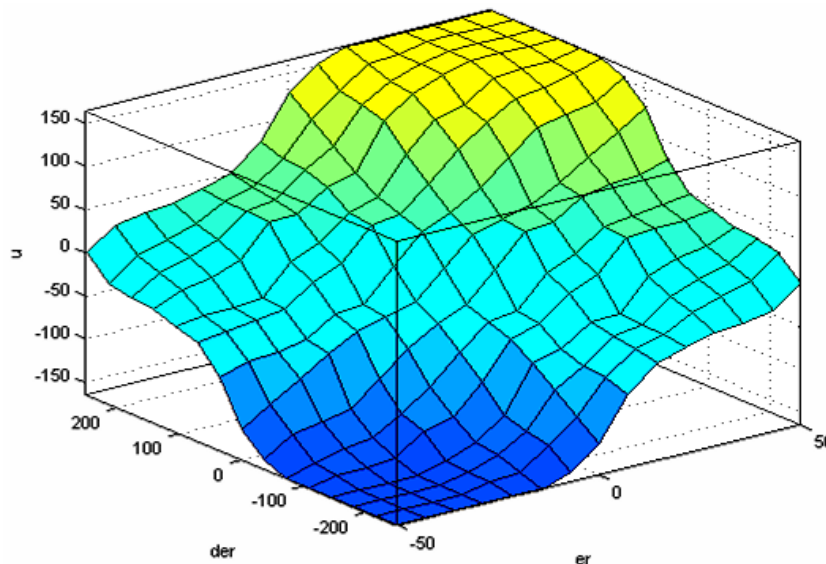


Figure. 4.5. La surface.

4.4 Résultats de Simulation

Après la synthèse de loi de commande par la logique floue type-1, les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre (2).

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont présentés sur les Figures (4.6 – 4.11).

La figure (4.6) montre les réponses de fonctionnement de la MADA en charge après un démarrage à vide.

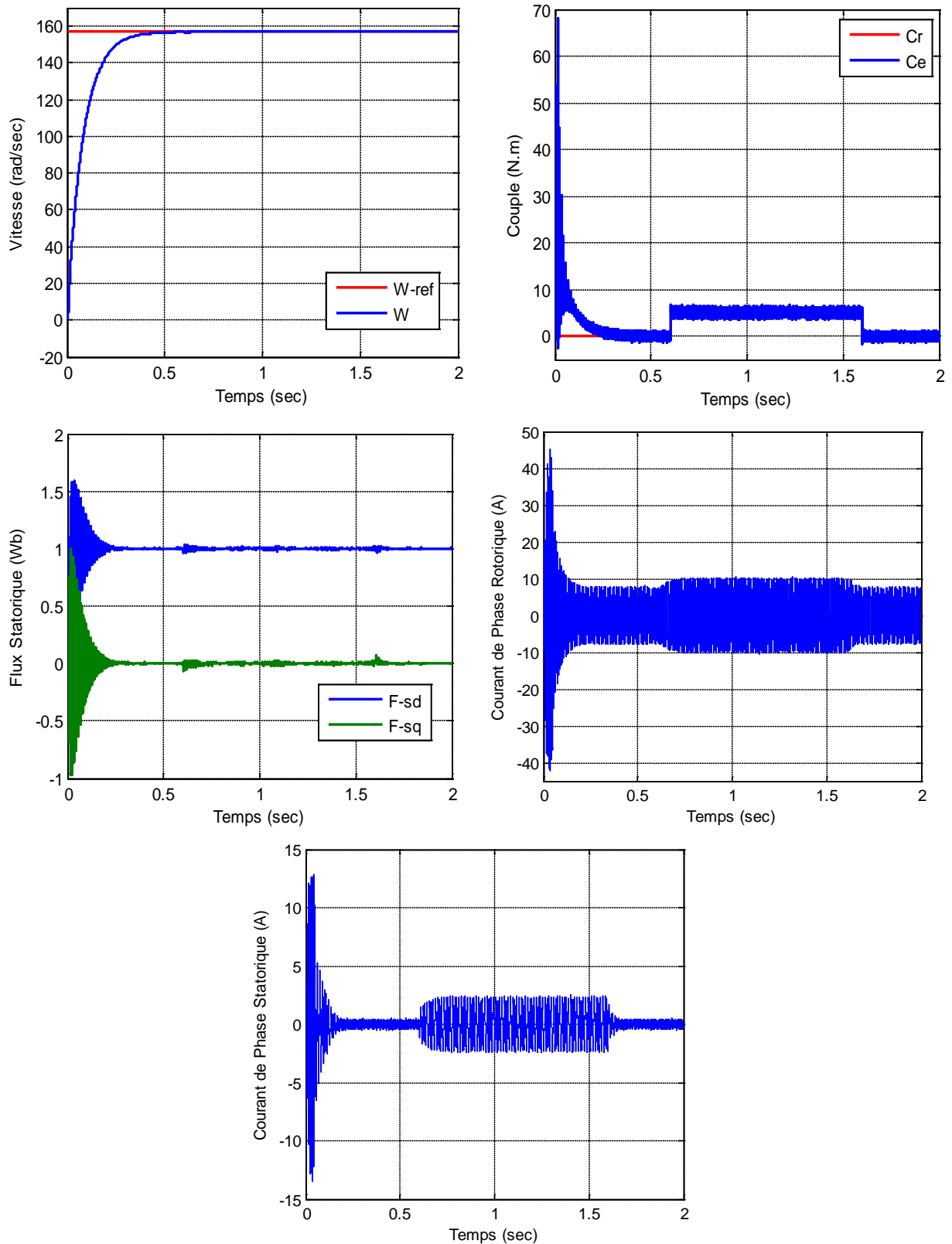


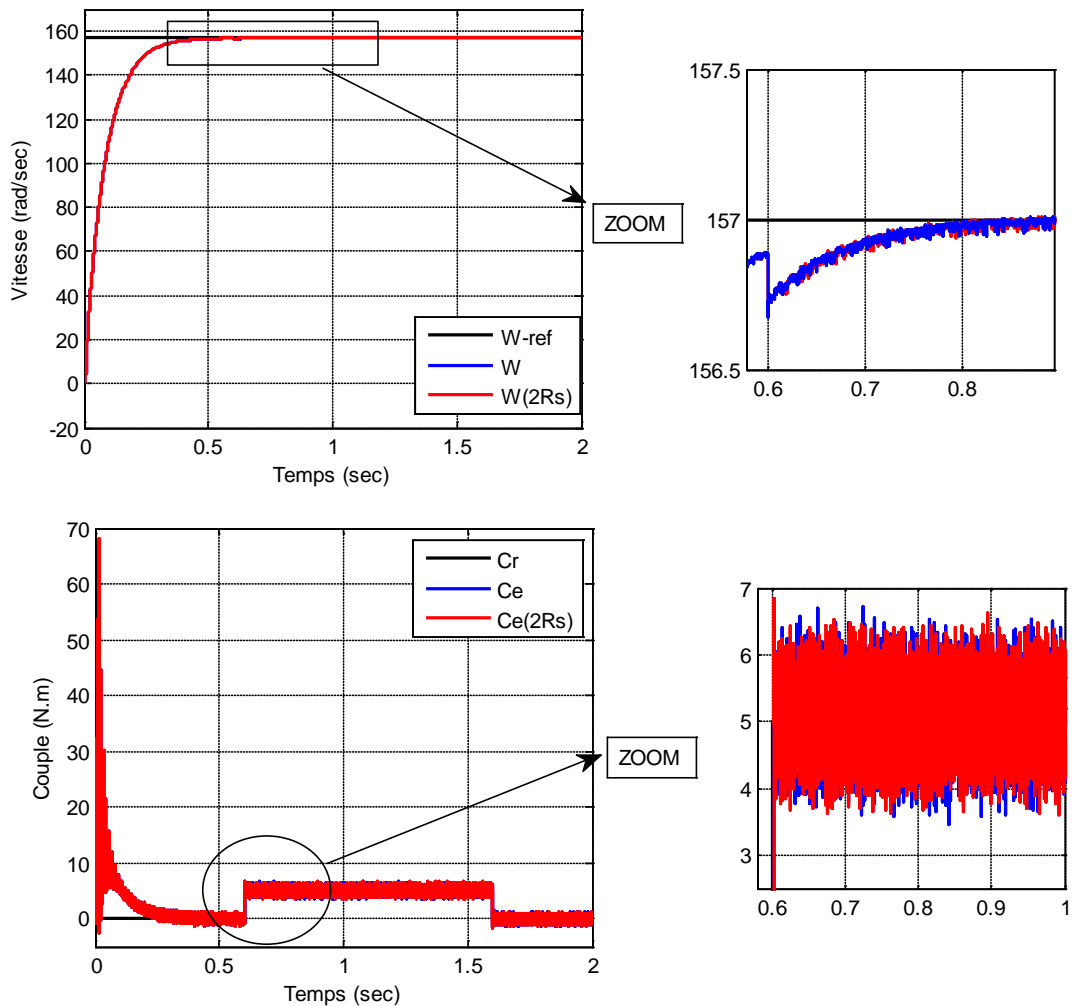
Figure. 4.6. Résultats de simulation de la Commande par logique floue type-1 suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.

4. 4.1 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par logique floue type 1, trois tests sont effectués. Le premier est celui par l'augmentation de la résistance statorique, le deuxième par la l'augmentation de la résistance rotorique et le troisième par l'augmentation du moment d'inertie.

a-Variation au niveau de la résistance statorique

La Figure (4.7) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour une augmentation de la valeur de la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale.



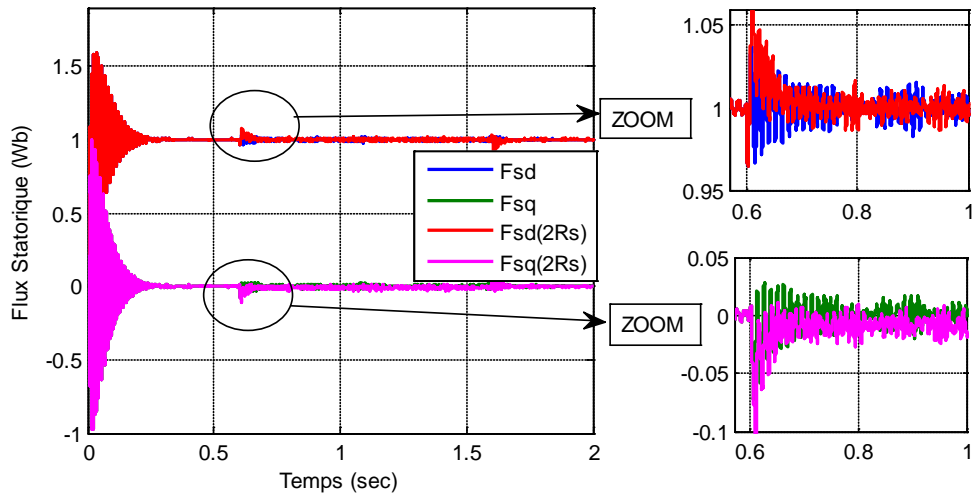
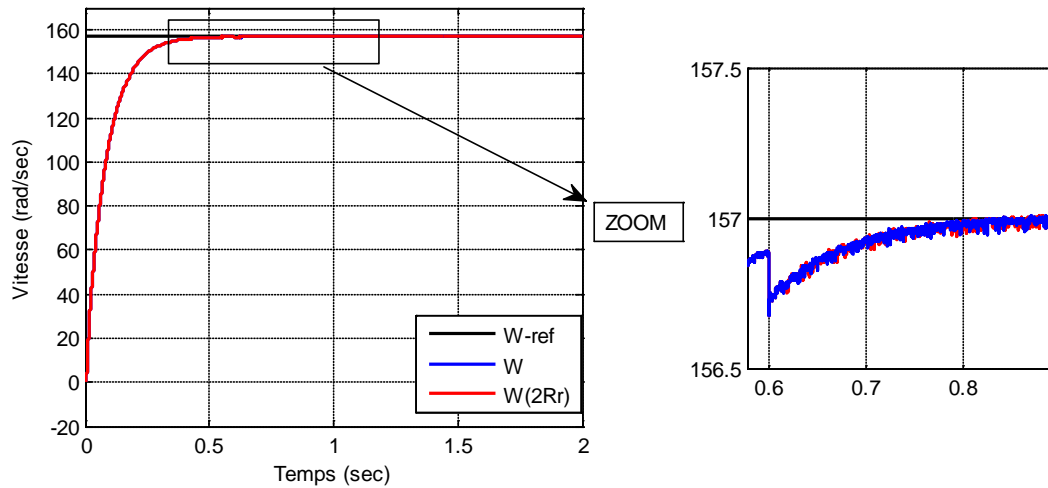


Figure. 4.7. Test de robustesse pour une variation de R_s de +100%, avec une commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-1.

b- Variation au niveau de la résistance rotorique

Les performances de la logique floue type 1 de la machine asynchrone double alimentée contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique, comme il est illustré sur la Figure 4.8.



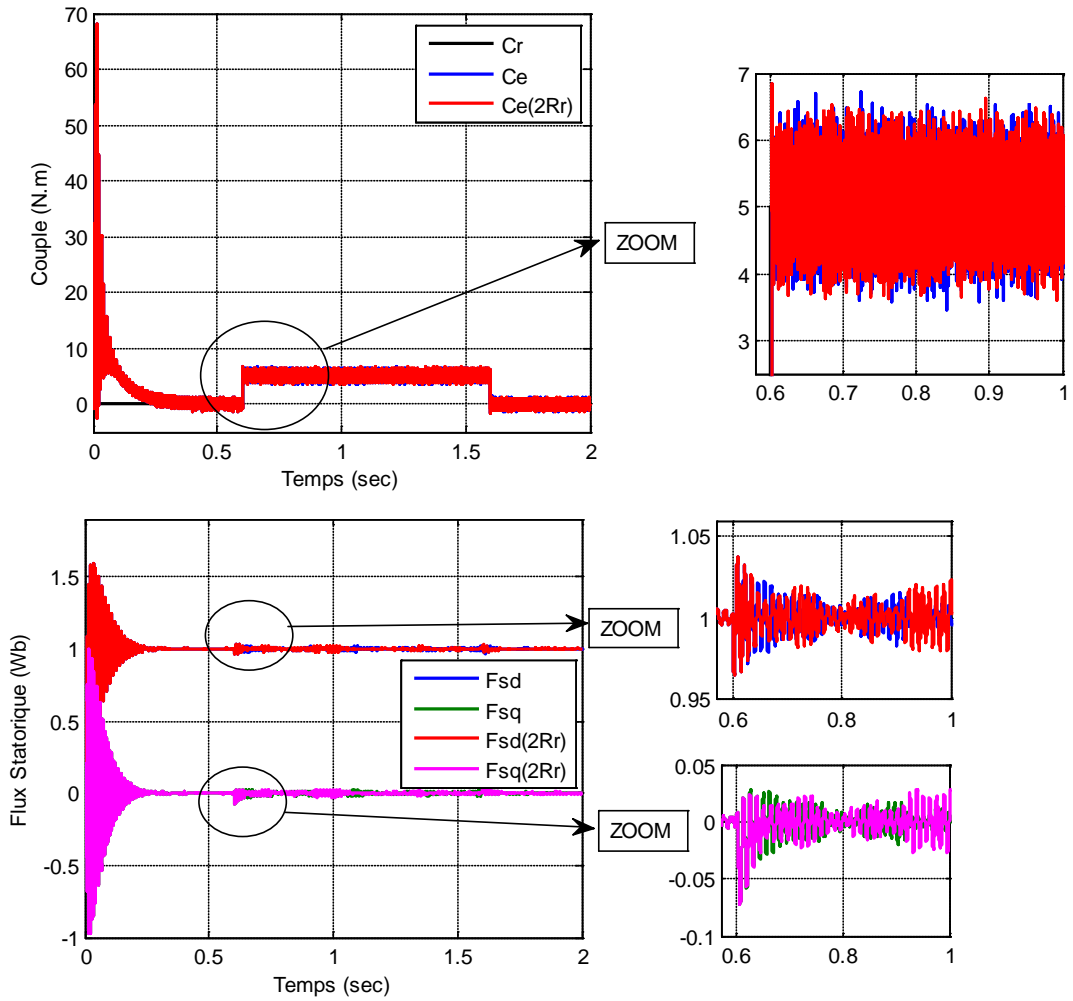


Figure. 4.8. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100%, avec une commande de vitesse de la MADA par la par logique floue type-1.

c-Variation au niveau du moment d'inertie

La Figure (4.9), représente les réponses de simulation de la MADA avec une augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale.

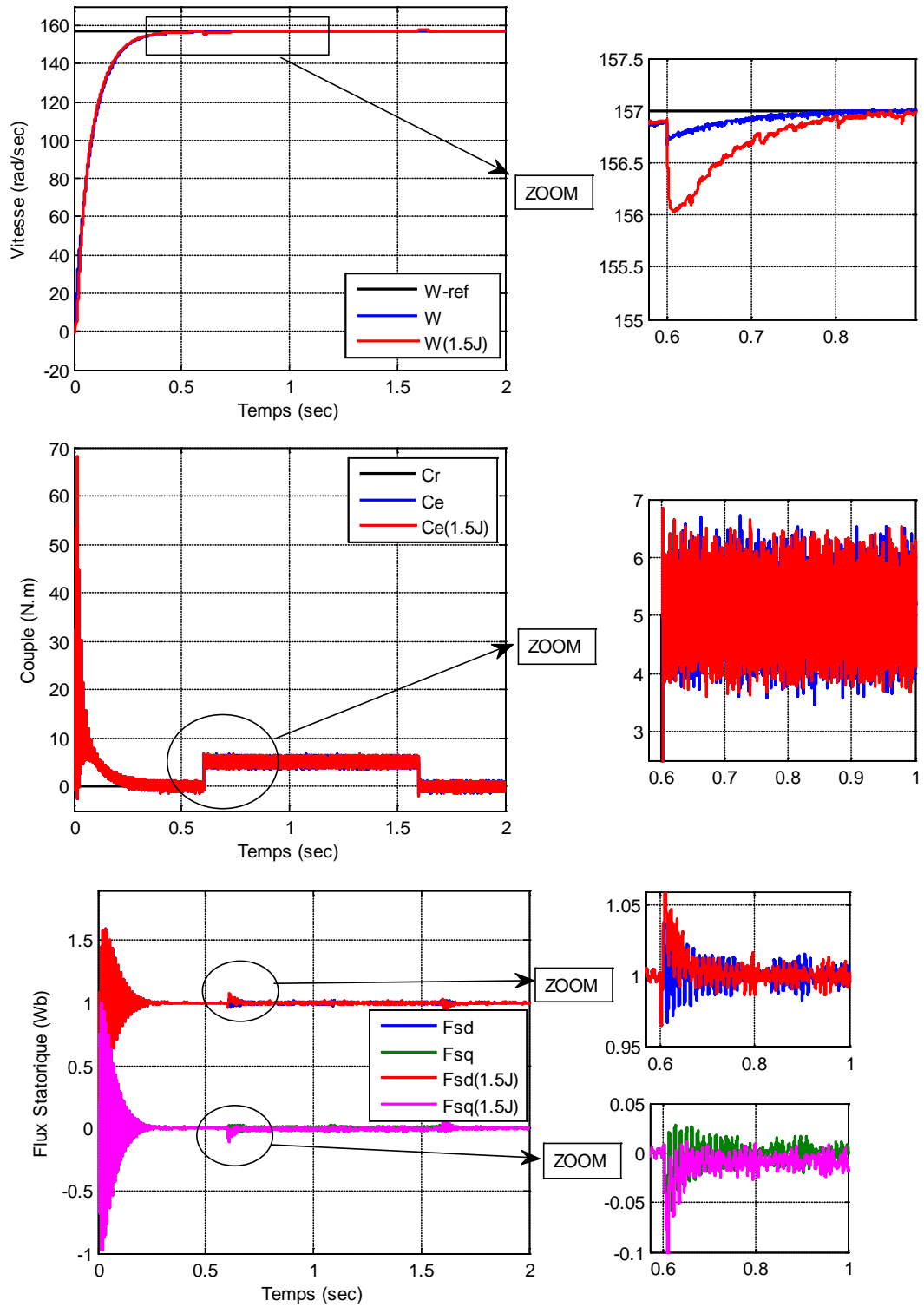


Figure. 4.9. Test de robustesse pour une variation de J de +50%, avec une commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-1.

4.5 Interprétation des résultats

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

Sur la Figure 4.6, on constate que l'introduction de la charge n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse et aussi du flux, ce qui montre bien la robustesse de la commande floue type 1 face à ces perturbations.

Afin de tester la robustesse de la commande par la logique floue type 1 vis-à-vis d'une variation importante de la résistance statorique, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une augmentation de la valeur de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale à $t=0.6s$.

La Figure 4.7 représente les résultats de simulation obtenus. Vu les les résultats obtenus, on note que la variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse du contrôleur flou type 1 face à la variation de la résistance statorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation.

La Figure 4.8 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour une variation de la valeur de la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale. Les résultats obtenu montrent bien la robustesse de la commande floue type 1 vis-à-vis les variations paramétriques.

La Figure 4.9 montre l'influence de la variation du moment d'inertie sur les réponses de la MADA. D'après les résultats obtenus on constate que l'augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale provoque une augmentation du temps de réponse. Ceci montre que la commande par la logique floue type 1 perd un peu sa performance dynamique mais elle et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

Enfin il faut noter deux inconvénients majeurs au contrôle par la logique floue type-1[7] :

- Le premier étant l'absence de méthodes théoriques pour la synthèse des contrôleurs flous.
- le second est le manque d'outils théoriques formels appropriés pour l'étude de la stabilité des systèmes contrôlés par la logique floue.

4.6 Généralités sur la logique floue type-2

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par le père fondateur de la logique floue Zadeh [10, 11] comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres.

La transition d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou est la conséquence directe de l'indéterminisme de la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0,1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Pour cela, on peut considérer que les ensembles flous type-1 comme une approximation du premier ordre de l'incertitude et que les ensembles flous type-2 comme une approximation du deuxième ordre.

4.6.1 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 [12]:

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

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

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

Avec $\int \int$ 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 [12].

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 X , 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 floue 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 secondaires, c.-à-d, en utilisant l'équation (4.6), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante [13]:

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

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 $s = (r - l) / 2$.

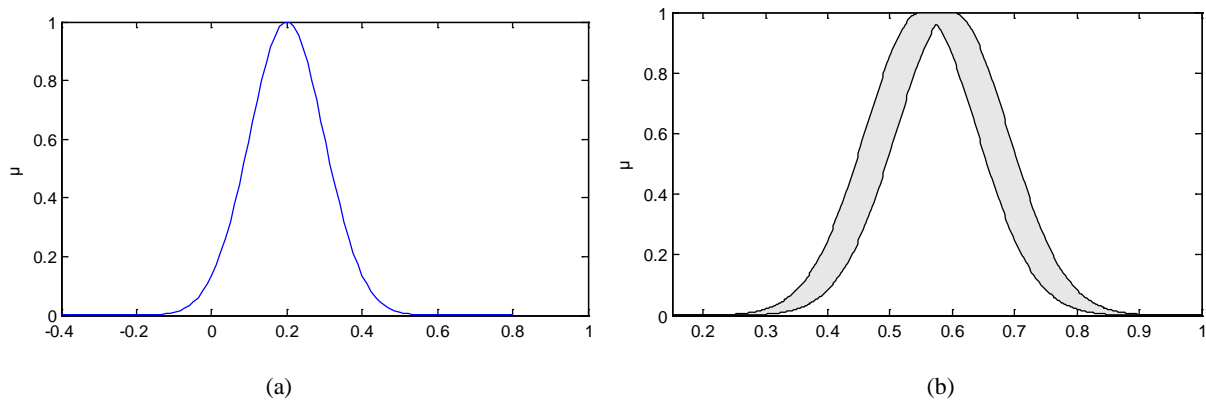


Figure. 4.10. (a) Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. Les appartenances secondaires sont représentées dans (b), où on remarque qu'ils sont gaussiens [12].

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 [12-14]:

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

4.6.2 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.

4.6.2.1 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 [13].

4.6.2.2 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 $[0, 1]$, $[10, 15]$.

4.6.2.3 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 $[0, 1]$, [15-17]. 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.

4.7 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 [13,18- 20]:

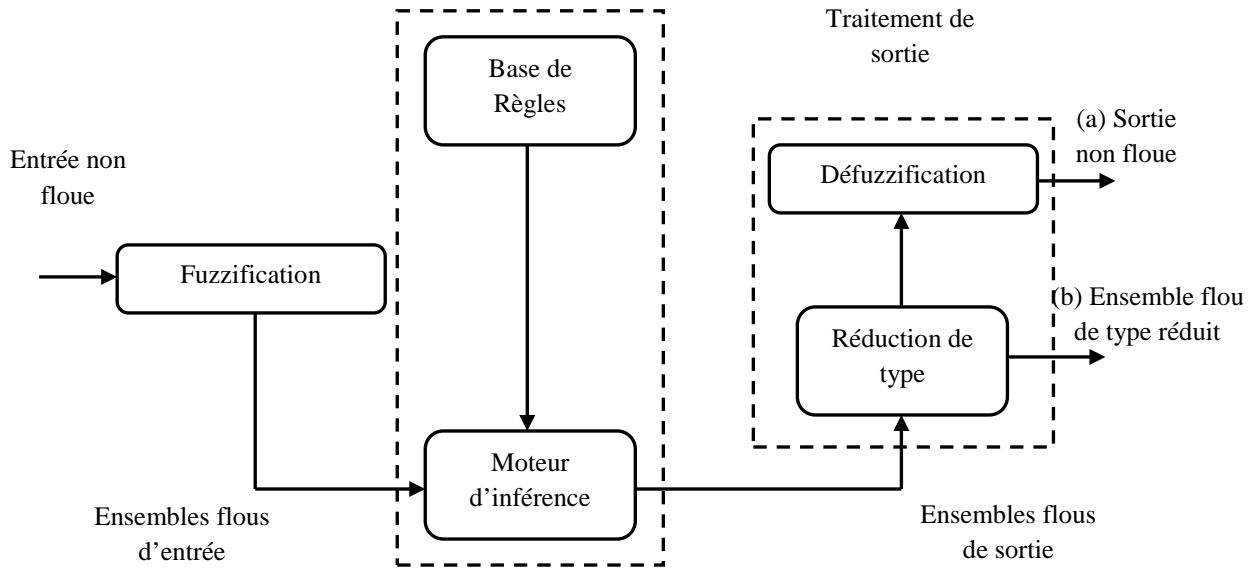


Figure. 4.11. Structure d'un système flou type-2, avec ses deux sorties :

(a) la sortie défuzzifiée (b) l'ensemble de type réduit.

4.7.1 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 [21].

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.

4.7.2 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 [12]:

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

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 y est la sortie. Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de

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 [22].

4.7.3 Inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (4.9) 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 $l^{i\text{ème}}$ ensemble flou de sortie [19]:

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

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

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

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 $\underline{x} = \underline{x}'$ alors :

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

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

$$F^l(\underline{x}) = [\underline{f}^l(\underline{x}), \bar{f}^l(\underline{x})] \quad (4.13)$$

Où $\underline{f}^l = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_n^l}(x_n)$ 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 $\underline{\mu}_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$.

4.7.4 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 [14]. L'expression de l'ensemble flou type $GC_{\bar{A}}$ réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par [19, 23] :

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

Où T 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 [12]:

$$GC_{\bar{A}} = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \dots \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \quad (4.15)$$

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation (4.14) est un ensemble type-1 intervalle, alors $GC_{\bar{A}}$ est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels [19]:

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

4.7.5 Défuzzification

Le type réduit (4.15) 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 [12, 24, 25], 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 \underline{f}_l^i ou \bar{f}_l^i) contribuant au point extrême de gauche y_l , et (soit \underline{f}_r^i ou \bar{f}_r^i) contribuant au point extrême de gauche y_r .

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

Le contrôleur flou type-2 proposé aura deux variables d'entrée dont la structure est représentée par la Figure 4.12 :

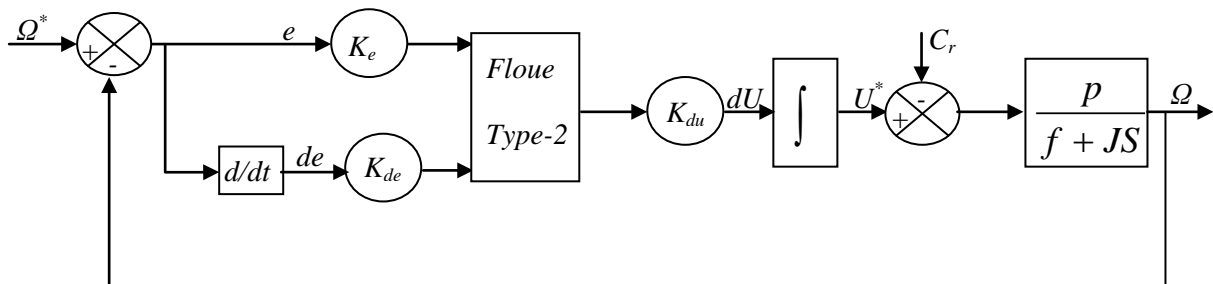


Figure. 4.12. Structure du contrôleur du type PI-flou type-2.

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

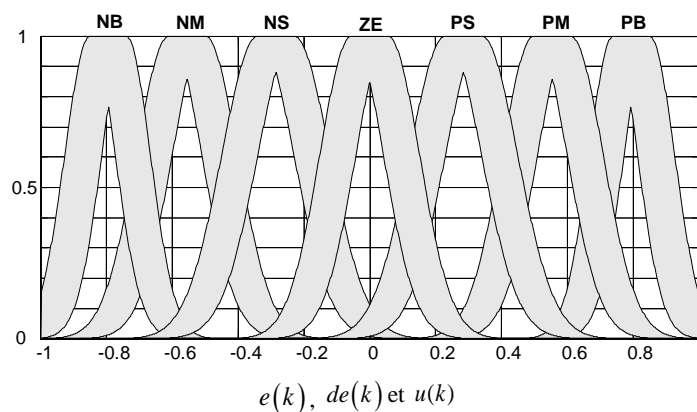


Figure. 4.13. Fonctions d'appartenance $e(k)$, $de(k)$ et $u(k)$.

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 :

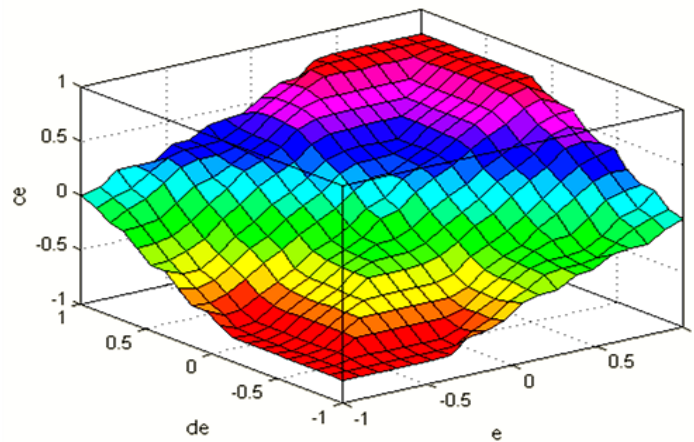
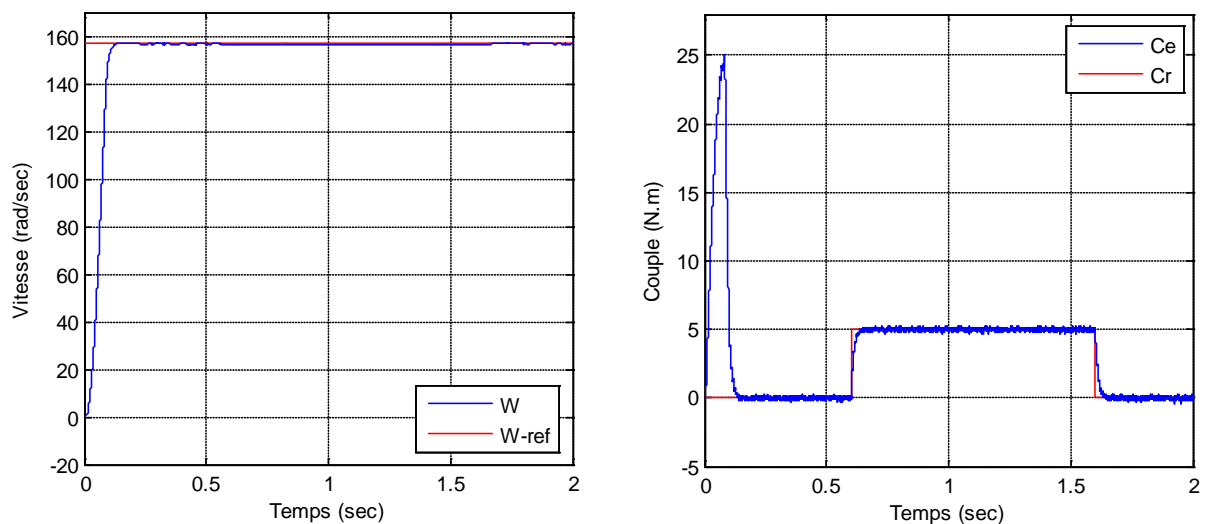


Figure. 4.14. La surface.

4.9 Résultats de Simulation

Les figures ci-dessous illustrent les différents tests de simulation de la MADA en appliquant la commande par logique floue type 2.

La Figure 4.15 illustre le comportement de la MADA lors de la variation de la charge.



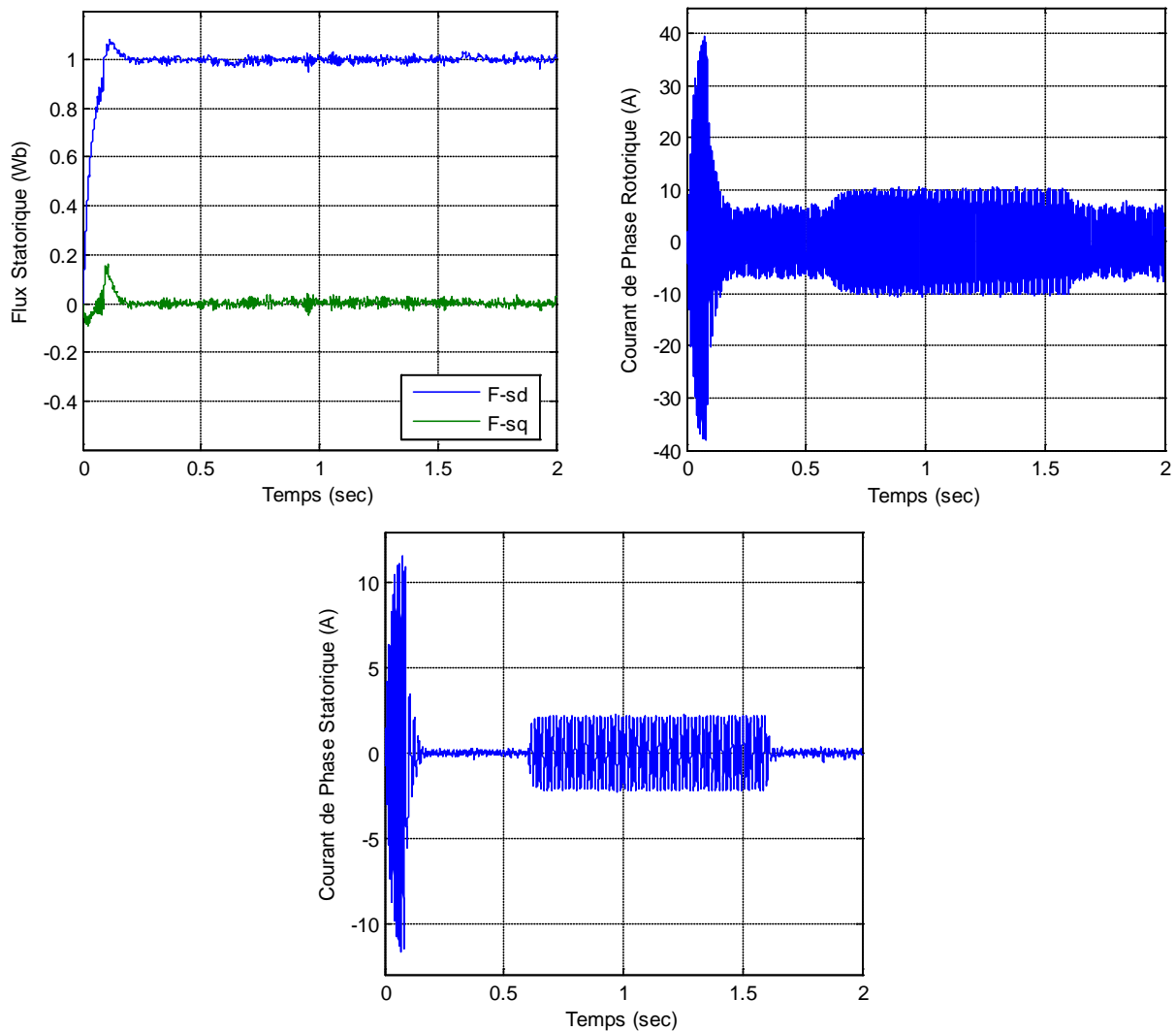


Figure. 4.15. Résultats de simulation de la Commande de la MADA par logique floue type-2 suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1.6]$ sec.

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. 9.1 Test de robustesse

Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués. (Variation paramétriques de la machine).

a- Variation au niveau de la résistance statorique

La Figure 4.16 représente les résultats de simulation obtenus pour une augmentation de 100 % de la valeur nominale de la résistance statorique.

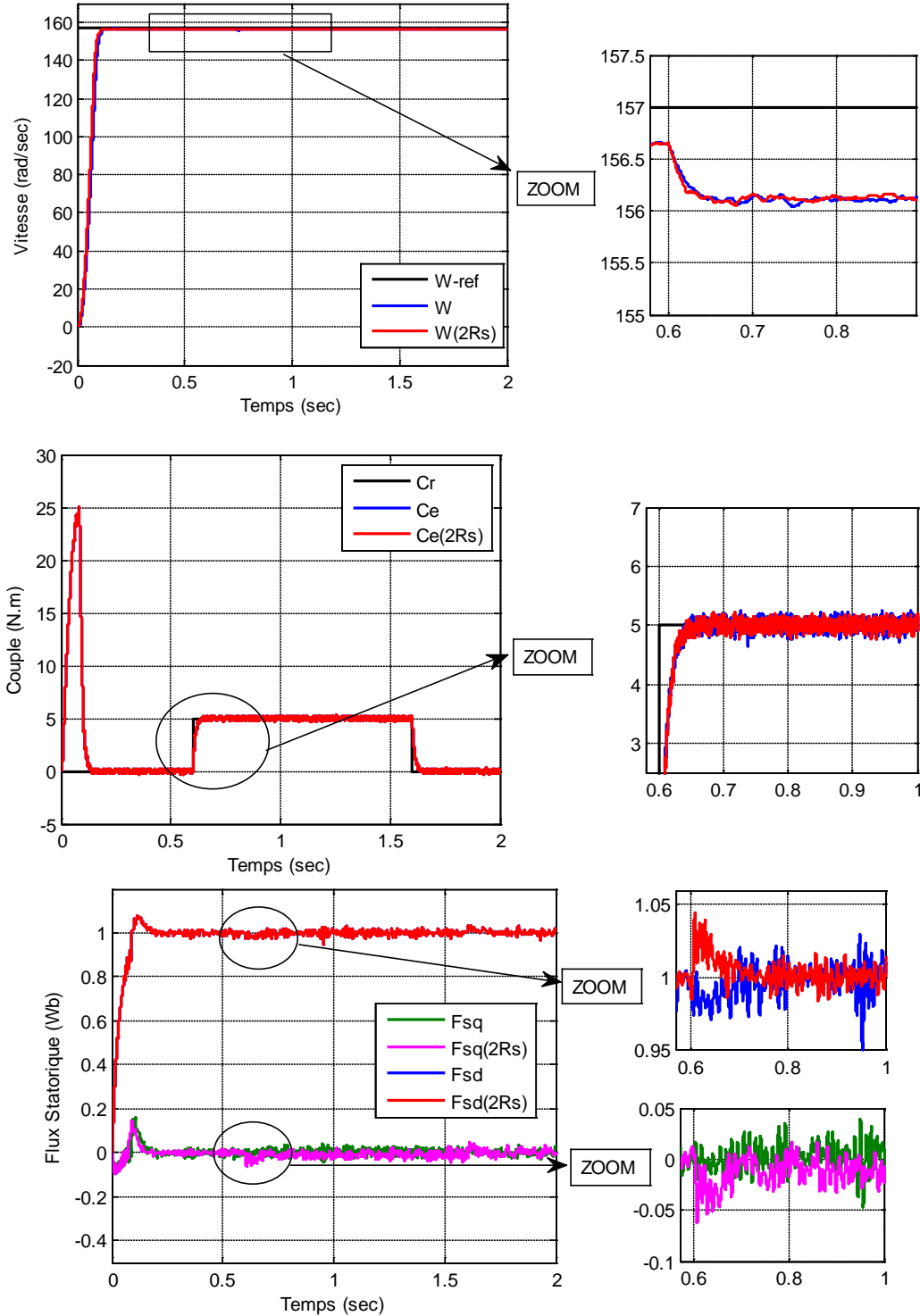


Figure. 4.16. Test de robustesse pour une variation de R_s de +100%, avec une commande de vitesse de la MADA par la logique floue type2.

b- Variation au niveau de la résistance rotorique

La Figure 4.17 illustre les réponses de vitesse, couple électromagnétiques et flux de la MADA lors de l'augmentation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale.

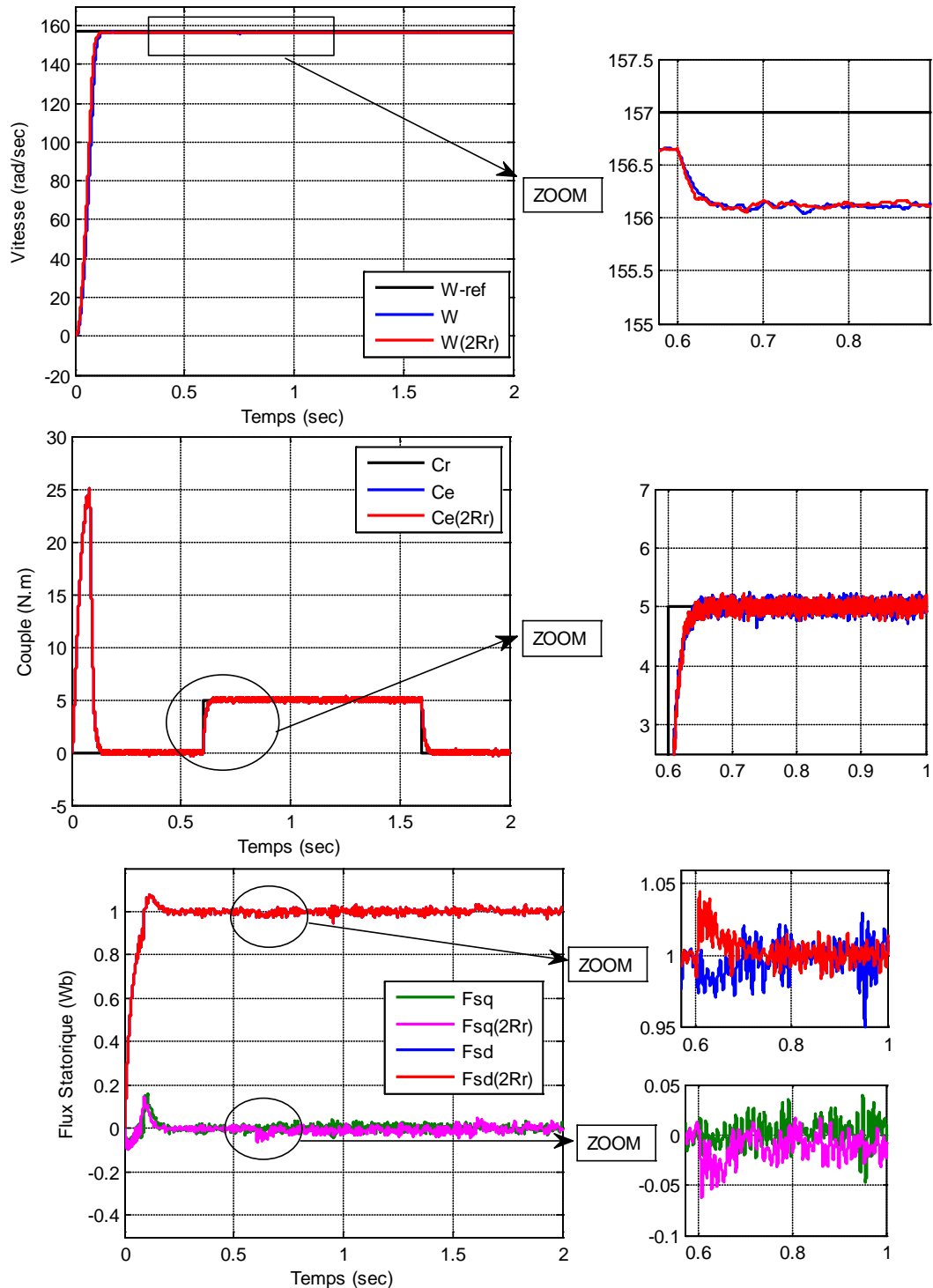


Figure. 4.17. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100%, avec une commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-2.

c- Variation au niveau du moment d'inertie

Dans ce test on fait varier le moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés par la Figure 4.18.

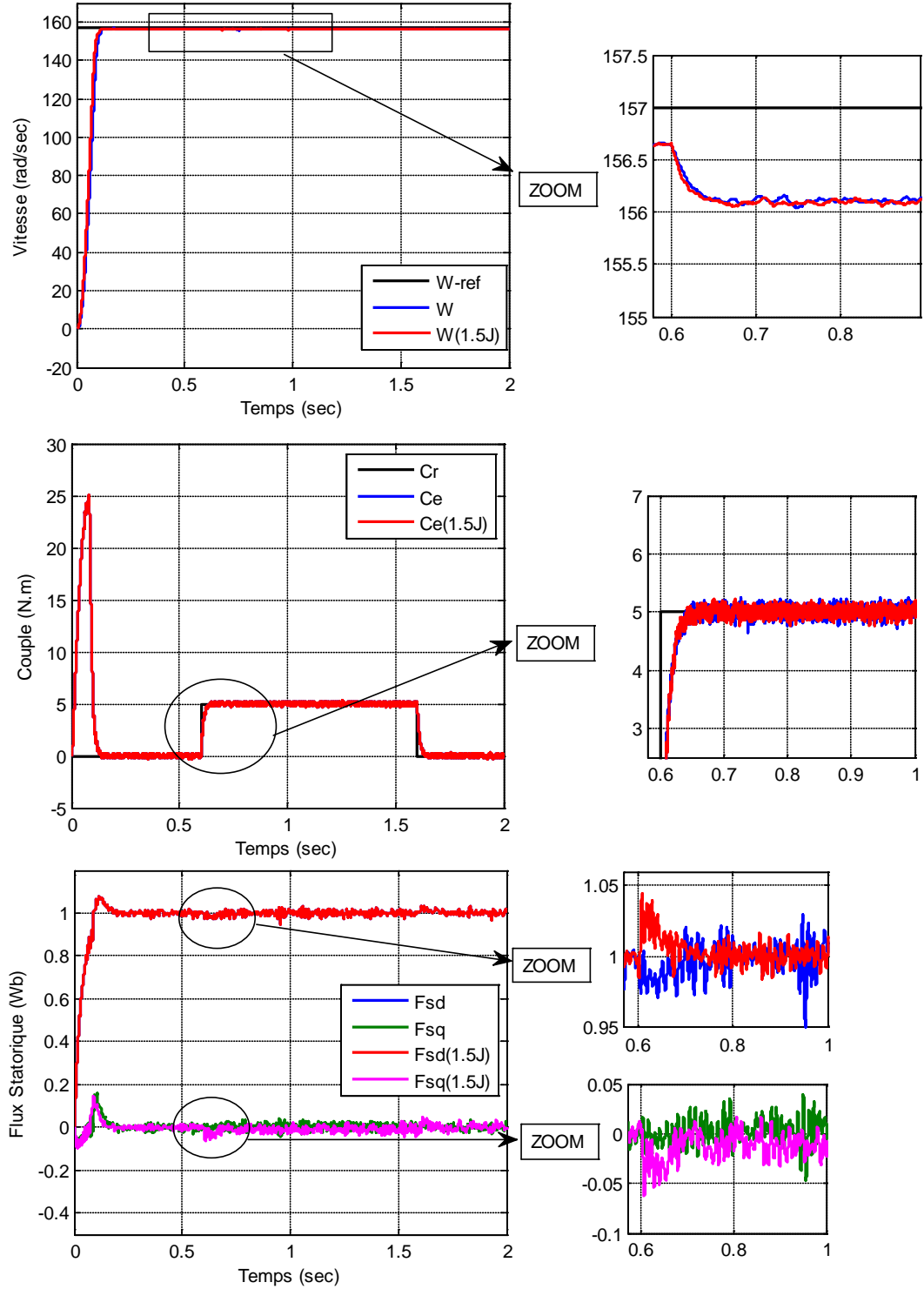


Figure. 4.18. Test de robustesse pour une variation de J de +50%, avec une commande de vitesse de la MADA par la logique floue type-2.

4.10 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus de la commande par la logique floue type-2 avec une augmentation de la résistance statorique et rotorique de +100% de ses valeurs nominales représentés dans les Figures 4.16 et 4.17 montrent 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.

L'augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale, n'a pas d'influence sur le comportement de la machine.

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

4.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux sections principales de contrôle, la commande par la logique floue type-1 et 2, d'où nous avons présenté la théorie de la logique floue type-1 et type-2 avec les concepts de base sur la théorie des ensembles flous. Nous avons appliquée ces deux techniques non linéaire à la commande de la MADA dont le but est le réglage de la vitesse. 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 adaptative par la logique floue type 1 et type 2 sera présentée dans le chapitre suivant.

4.12 Références bibliographiques

- [1] H. Bühler : « Réglage par Logique Floue ». Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Suisse. **1994**.
- [2] L. Reznik : « Fuzzy Controllers ». Newness, Université de Technologie Victoria, Melbourne, Australie. **1997**.
- [3] H. Rezzine : « Introduction à la Logique Floue & à la Commande Floue ». Cours 3AIng Contrôle des Systèmes. Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger (Algérie).
- [4] A. Bouguerra. « Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical », These de doctorat, Université de M'sila, Algérie, **2015**.
- [5] K. M. Passino et S. Yurkovich. « Fuzzy Control ». Addison-Wesley. The Ohio State University. **1998**.
- [6] F. Chevie, F. Guely. « La logique floue ». Cahier Technique n° 191. Groupe Schneider. Mars, **1998**.
- [7] Z. Boudjema. « Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou ». Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie. **2010**.
- [8] Al-rouh. « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, **2004**.
- [9] C. C. LEE . « Fuzzy Logic in Control Systems : Logic Controller. Part II ». IEEE Trans, Syst. Man , Cybern , Vol. 20, No.2, March/April **1990**, pp.404-435.
- [10] O. Hazil. « Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DC-DC en utilisant le formalisme LMI », Mémoire de Magister, Université de Constantine-1, Algérie, **2013**.
- [11] G.J. Klir et B. Yuan. « Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems: Selected Papers by Lotfi A. Zadeh », World Scientific Pub Co Inc, **1996**.

- [12] 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),Dec **2015**.
- [13] K. Chafaa. « Structures d'identification et de commande des systemes non lineaires basees sur les techniques floues», Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, **2006**.
- [14] A. Hamizi. «Commande Adaptative Floue Type-2 d'un Bras Manipulateur », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, **2012**.
- [15] A. Khemis. « Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, **2012**.
- [16] N.N. Karnik et J.M. Mendel. « An introduction to type-2 fuzzy logic Systems », Southern California University, Rep, Oct. **1998**, <http://sipi.usc.edu/~mendel/report>.
- [17] N.N. Karnik, J.M. Mendel et Q. Liang. « Type-2 fuzzy logic systems », *IEEE Transaction, Fuzzy Syst.*, Vol. 7, No. 6, Dec, **1999**, pp. 643-658.
- [18] Q. Liang, and J. M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design," *IEEE Transaction. Fuzzy Syst.*, Vol. 8, No. 5, Oct, **2000**, pp. 535-550.
- [19] A. El Ougli. « Intégration des Techniques Floues à la Synthèse de Contrôleurs Adaptatifs », Thèse de Doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdallah Fès, Maroc, **2009**.
- [20] N. Ezziani. « Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, **2010**.
- [21] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed. « Fuzzy modeling using Kalman Filter », *IET Control Theory & Applications*, Vol.1,No.1,2007, pp. 58 – 64.
- [22] P. Ioannou et J. Sun. « Robust Adaptive Control ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, **1996**.

- [23] J. M. Mendel. « Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions », Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, **2001**.
- [24] 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.
- [25] Q. Liang et J. M. Mendel. « Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design », IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 8, No. 5, **2000**, pp.535-550.

CHAPITRE 5

Commande adaptative par la logique floue type 1 & 2 de la MADA

5.1 Introduction

La commande floue adaptative comporte deux termes, floue et adaptative. Le terme flou présenté par un régulateur (FLC, Fuzzy Logic Controller). Le deuxième terme adaptatif, dont le rôle est l'adaptation des paramètres du régulateur flou au cours du fonctionnement [1]. La technique de commande adaptative repose sur les critères de stabilité du système à commander, les changements paramétriques du système et les perturbations externes qui influent sur le fonctionnement requis [2, 3].

Dans ce chapitre nous allons essayer d'appliquer la commande IP à gains adaptatifs utilisant le régulateur flou type 1 et type 2 pour régler la vitesse de la machine asynchrone double alimentation (MADA).

5.2 Description du mécanisme d'adaptation d'un régulateur classique par la logique floue

En raison de sa structure simple, sa simplicité d'implémentation et ses performances de commande satisfaisantes, le régulateur IP reste, jusqu'à nos jours, le régulateur le plus utilisé en industrie. On peut distinguer deux catégories principales de ce type de régulateurs : les régulateurs PI à paramètres fixes et les régulateurs IP à paramètres (gains) adaptatifs. L'une des méthodes les plus utilisées pour déterminer les paramètres d'un régulateur IP à paramètres fixes est la méthode de Ziegler-Nichols. Cette méthode a été abordée dans de nombreux travaux de recherche [4].

La deuxième méthode est les régulateurs IP à gains adaptatifs en temps réel, plusieurs méthodes pour adapter les paramètres d'un régulateur IP adaptatif ont été étudiées et comparées [5-7]. Nous présentons, dans cette partie, la synthèse d'un régulateur IP adaptatif en utilisant la logique floue type 1 & 2.

5.3 Application de la commande IP à gain adaptatif par la logique floue type-1 pour régler la vitesse de la MADA

On propose un superviseur dont les entrées sont (l'erreur et sa variation), la sortie est un signal de commande donne le gain adapté K_p de régulateur IP pour la logique floue type 1. La Figure 5.1 montre le diagramme de cette configuration.

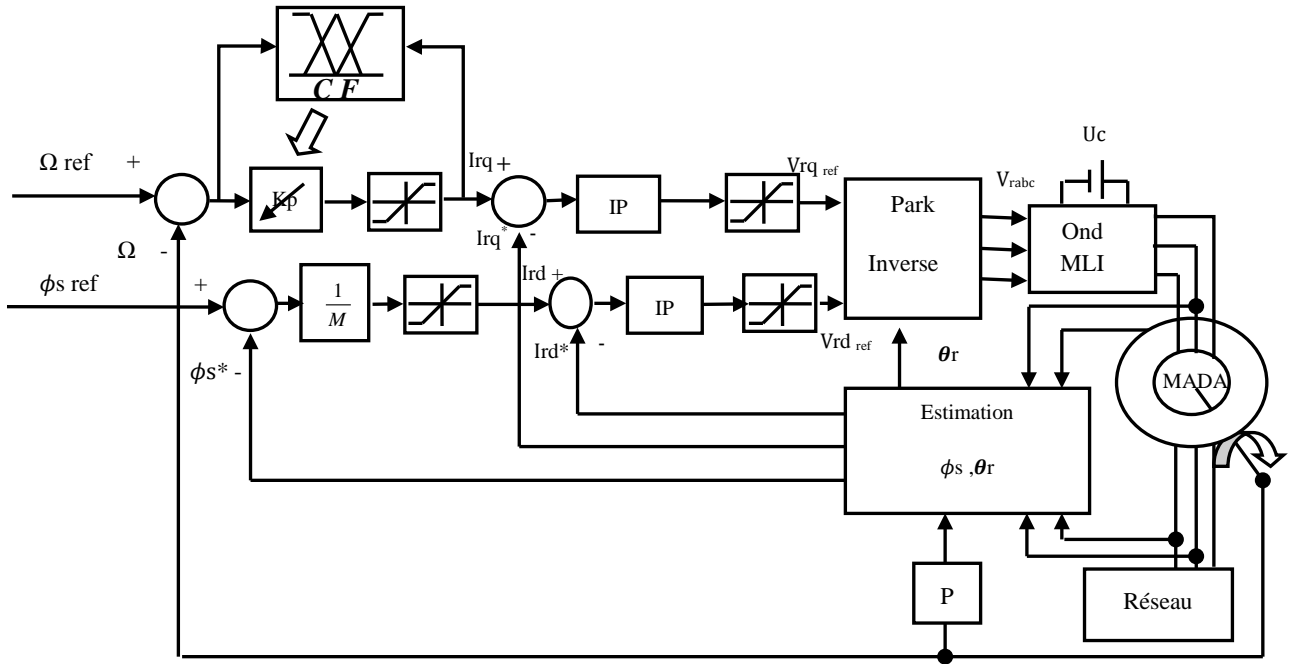


Figure. 5.1. Structure générale du régulateur flou adaptatif appliqué aux régulateurs classiques développés en simulation.

Un ensemble de règles floues de la forme suivante est utilisé pour faire cette adaptation :

$$\text{si } e(k) \text{ est } A_i \text{ et } \Delta e(k) \text{ est } B_i \text{ alors } \Delta k_p \text{ est } C_i \quad (5.1)$$

où A_i, B_i et C_i sont les ensembles flous correspondant à $e(k), \Delta e(k)$ et ΔK_p , respectivement. $e(k)$ et $\Delta e(k)$ représentent l'erreur de sortie et sa dérivée.

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

$$e_{\Omega}(k) = \Omega_d - \Omega \quad (5.2)$$

$$\Delta e_{\Omega}(k) = \frac{e_{\Omega}(k+1) - e_{\Omega}(k)}{T} \quad (5.3)$$

Où T est la période d'échantillonnage.

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et sortie sont définies par des formes triangulaires et trapézoïdales (Figures 5.2 et 5.3).

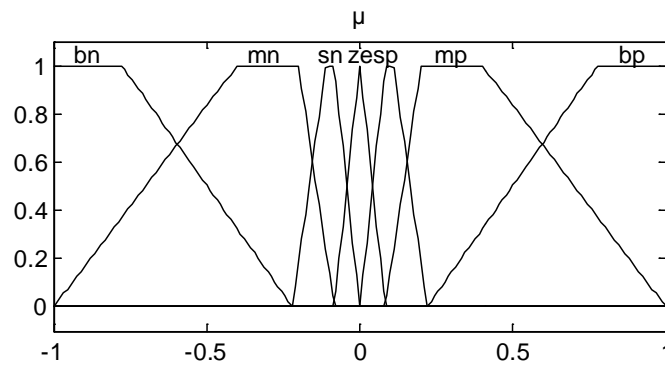


Figure. 5.2. Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

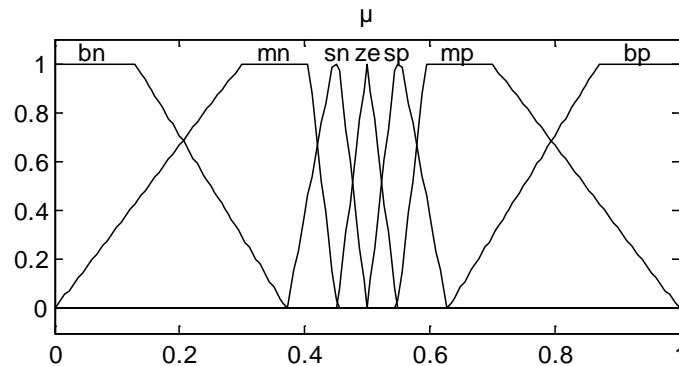


Figure. 5.3. Fonctions appartenance de paramètre K_p [70].

Dans ce table, n, p, ze, s, m, b représentent négatif, positif, zéro, petit, moyen et grand respectivement. Par exemple nb signifie négatif grand, et ainsi de suite.

Table. 5.1 Table de règle

		$e(k)$						
		Nb	nm	Ns	ze	ps	pm	pb
$\Delta e(k)$	nb	Nb	nb	Nb	nb	ze	ze	ze
	nm	Nb	nb	Nm	nm	ze	ze	ze
	ns	Nb	nb	Ns	ze	ze	ps	pm
	ze	Nb	nm	Ns	ze	ps	pm	pb
	ps	Nm	ns	Ns	ps	ps	pb	pb
	pm	Ze	ze	Ze	pm	pm	pb	pb
	pb	Ze	ze	Ze	pb	pb	pb	pb

La surface générée pour K_p est présentée sur la figure 5.4.

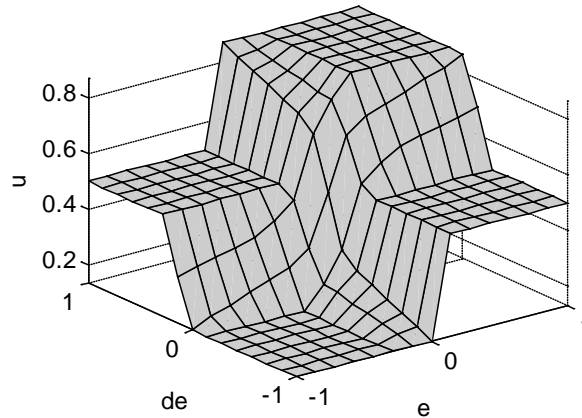


Figure. 5.4. Surface K_p .

5.4 Résultats de Simulation

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier le comportement du contrôleur IP à gain adaptatif par la logique floue type -1 de la MADA, munit des commandes précédents. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées précédemment.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés sur les Figures (5.5), (5.6), (5.7), (5.8) et (5.9). La Figure 5.5 représente les réponses de vitesse, du couple, du courant et des composantes de flux statoriques en charge après un démarrage à vide de la MADA. On constate que la vitesse suit la valeur de référence sans aucun dépassement. Le couple présente des oscillations indésirables.

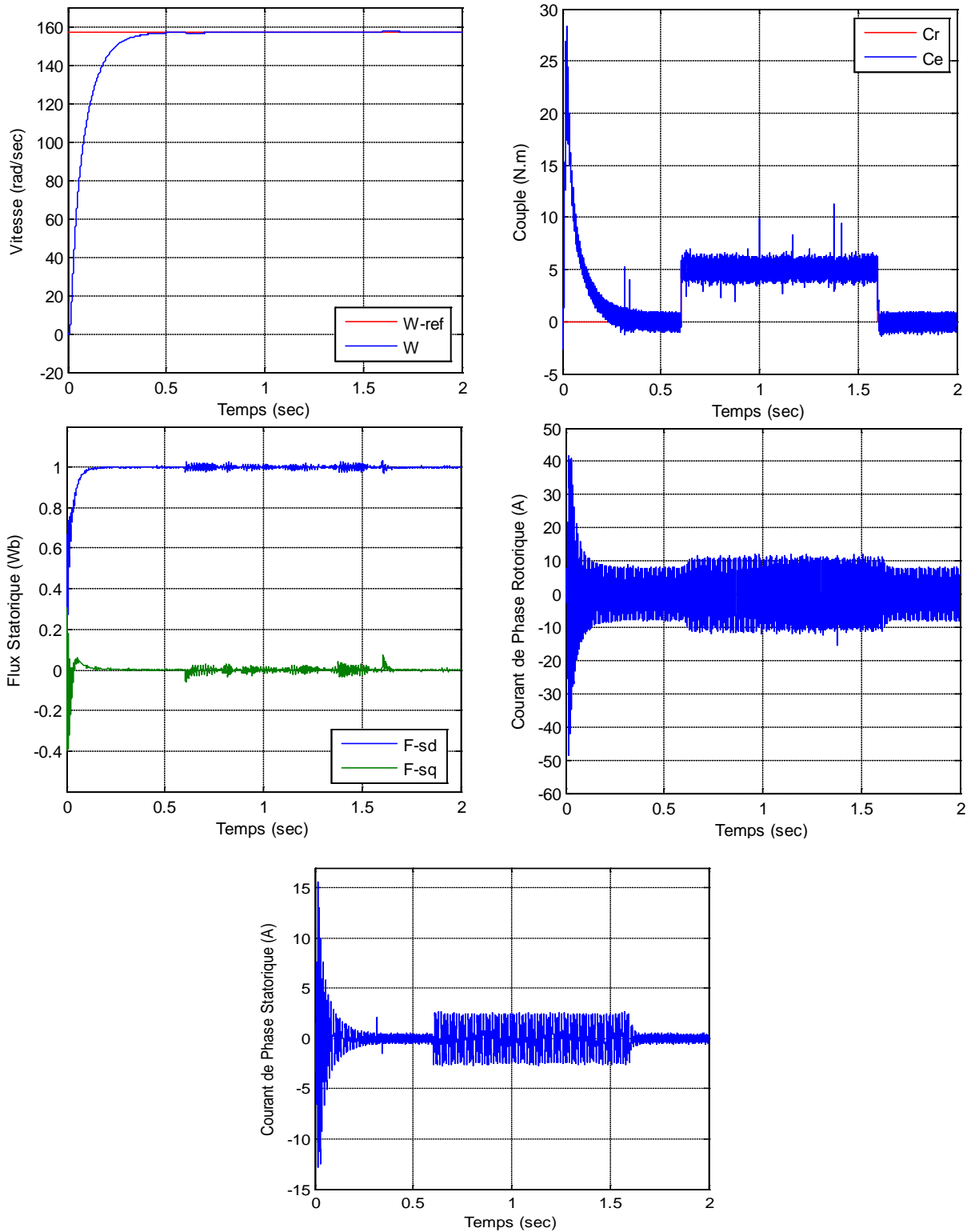


Figure. 5.5. Résultats de simulation de la commande IP adaptative par la commande adaptative par logique floue type-1 sous une charge entre $t = [0.6, 1.6]$.

L'évolution du gain de commande est présentée par la figure (5.6), où nous constatons l'intervention de ce gain aux moments où la charge est appliquée, ce qui montre le besoin de faire changer ce gain au cours de fonctionnement de la MADA.

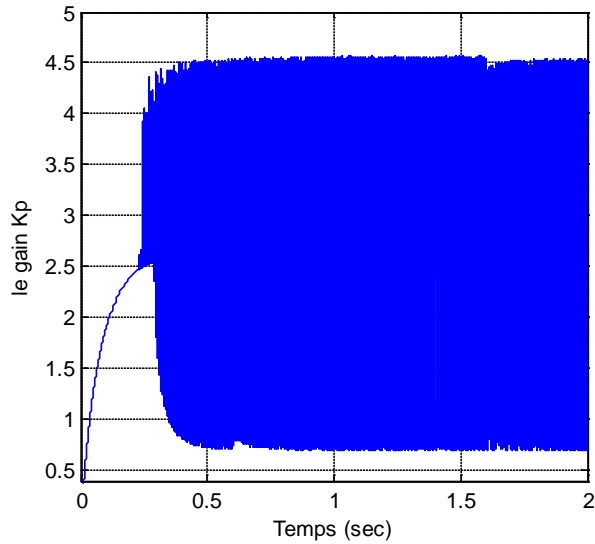


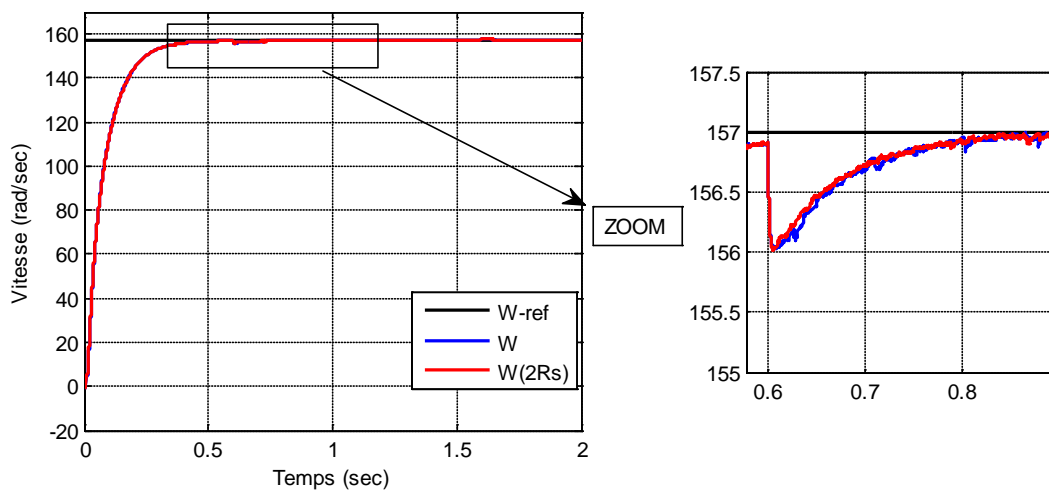
Figure. 5.6. Gain K_p .

5. 4.1 Tests de robustesse

Plusieurs tests sont effectués pour bien juger cette commande, (variation des résistances statorique et rotorique, variation du moment d'inertie).

a- Variation au niveau de la résistance statorique

Dans ce premier test de robustesse, on augmente la valeur de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale. Les résultats obtenus sont illustrés par la Figure 5.7.



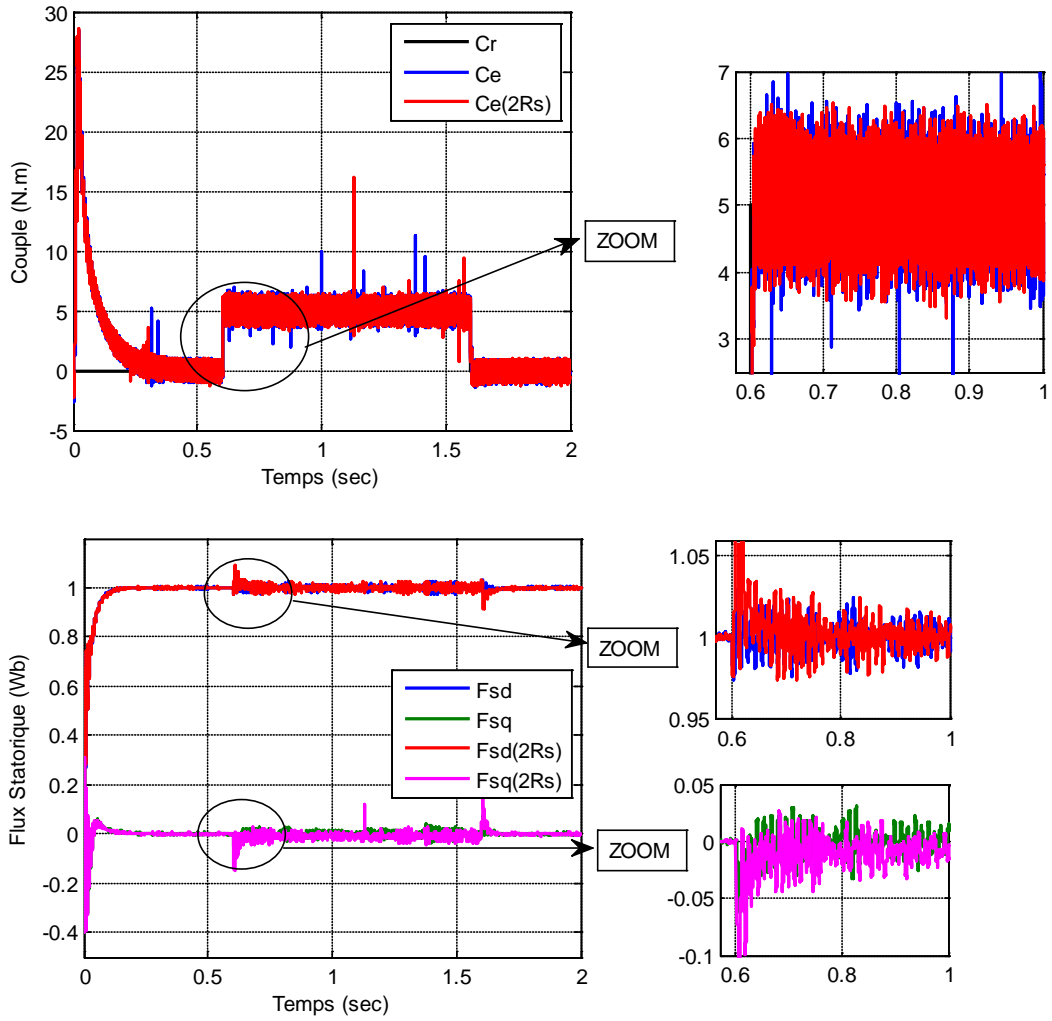


Figure. 5.7. Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% et une charge à $t= [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type 1.

b- Variation au niveau de la résistance rotorique

Dans ce cas là, on maintient la résistance satorique constante, et on fait varier la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale. Les simulations obtenus sont illustrés par la Figure 5.8.

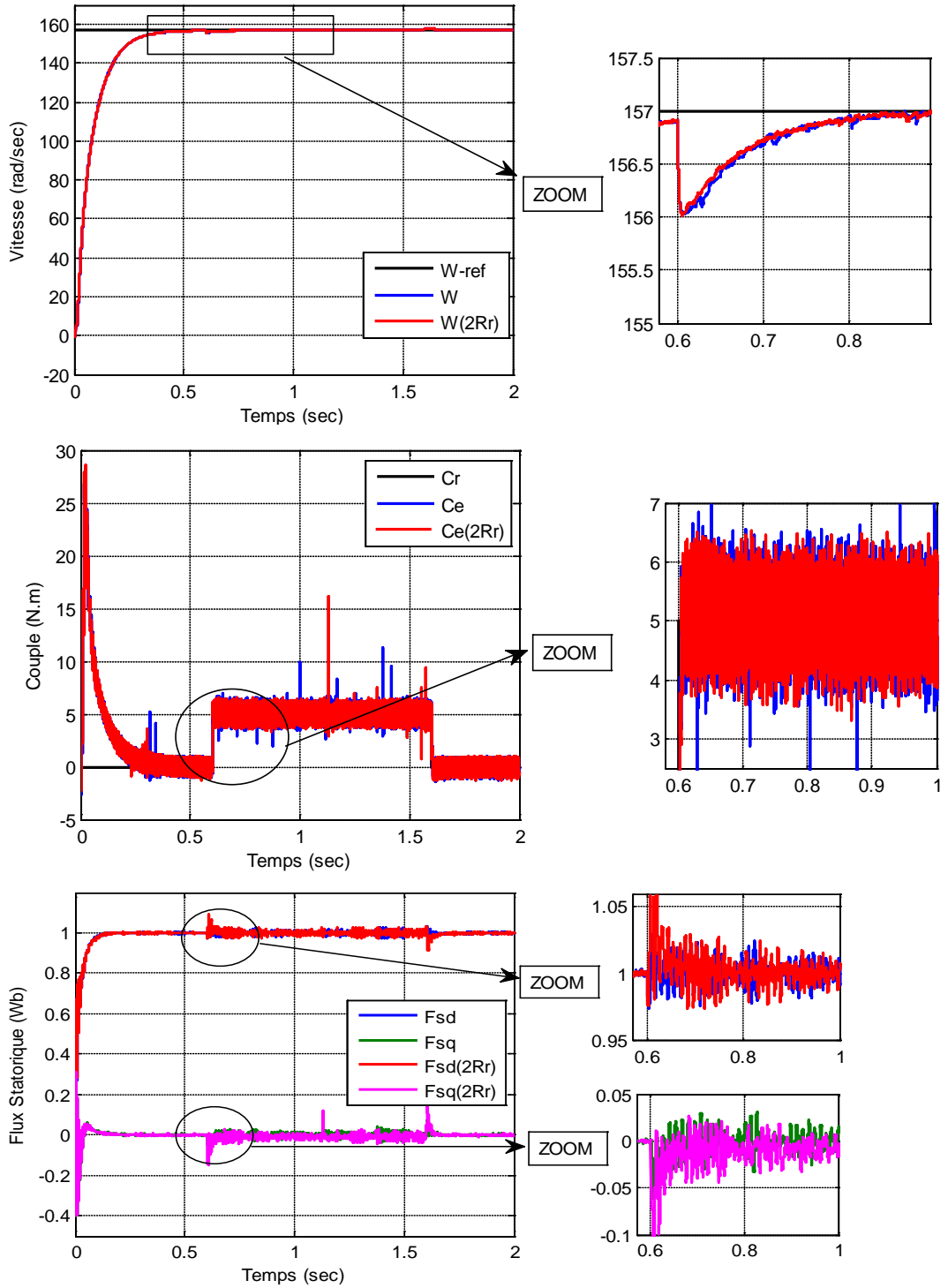


Figure. 5.8. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique type-1.

c- Variation au niveau du moment d'inertie

La Figure 5.9 représente les réponses de la vitesse, couple, et flux lors d'une augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale.

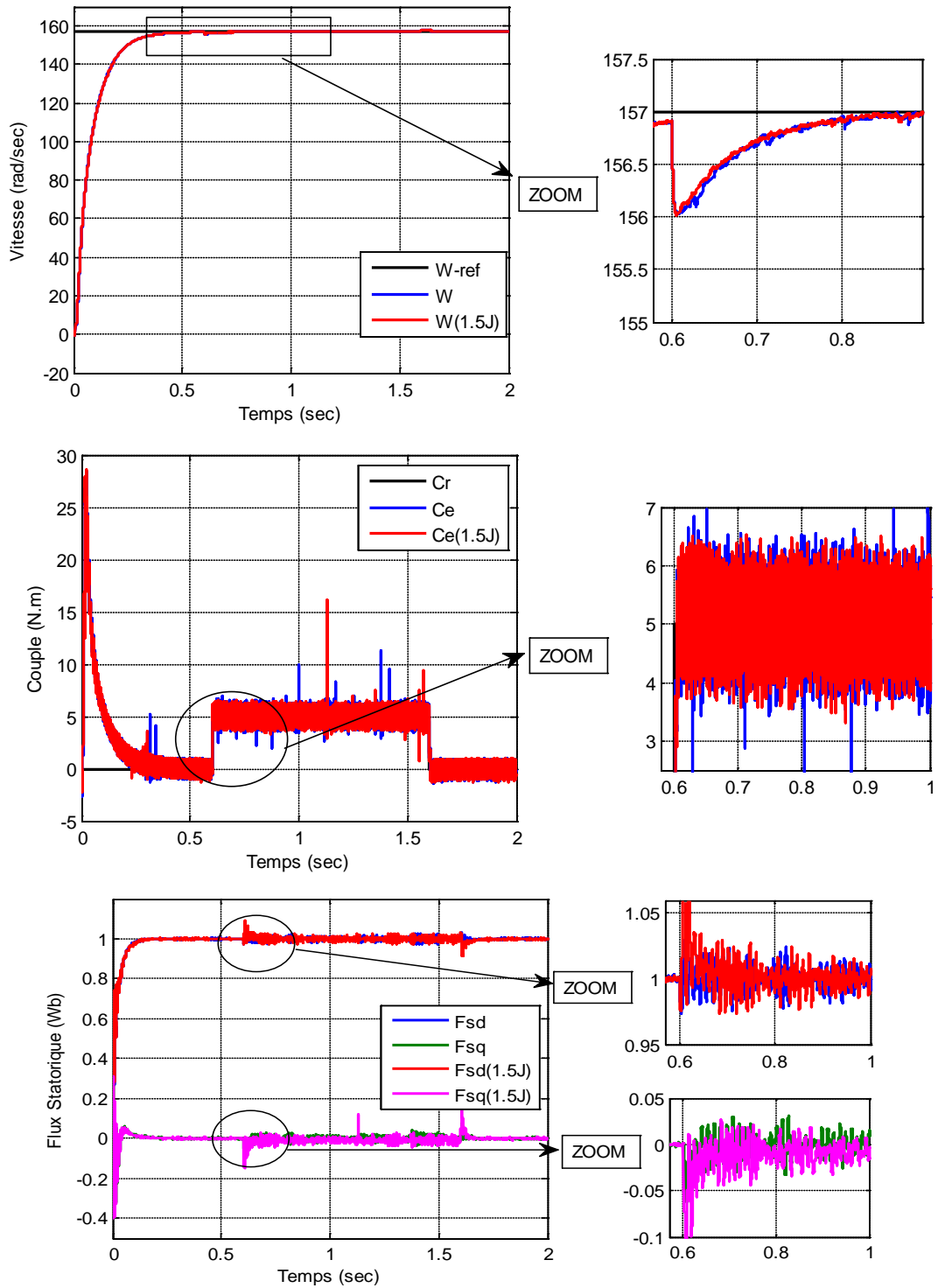


Figure. 5.9. Test de robustesse pour une variation de J de +50% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type-1.

5.5 Interprétation des résultats

La Figure 5.5 illustre les réponses de la vitesse, du couple, des courants et des composantes du flux statoriques en charge après un démarrage à vide. Vu ces résultats on

constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans aucun dépassement. Le couple et les flux présentent des oscillations indésirables.

Les résultats obtenus pour les variations de la résistance rotorique, résistance statorique et le moment d'inertie (R_r , R_s et J) sont illustrés sur les (figures 5.7, 5.8 et 5.9) d'où ils montrent bien que la robustesse de la commande adaptative par la logique floue type 1 est moins conservée pour ces variations, alors on peut dire que la commande adaptative floue type-1 est sensible aux variations paramétriques.

5.6 Commande IP à gain adaptatif par la logique floue type-2 de la MADA

Dans cette partie, Le régulateur proposé est un IP à gain K_p adaptatif par la logique floue type-2 dont l'ajustement sera fait en temps réel en fonction des états actuels de la MADA. Le schéma de ce régulateur est le même schéma de la commande IP adaptative type-1 où l'adaptation du gain sera assurée par un mécanisme d'ajustement basé sur la logique floue type-2. Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et sortie sont définies par des formes gaussiennes (Figures 5.10).

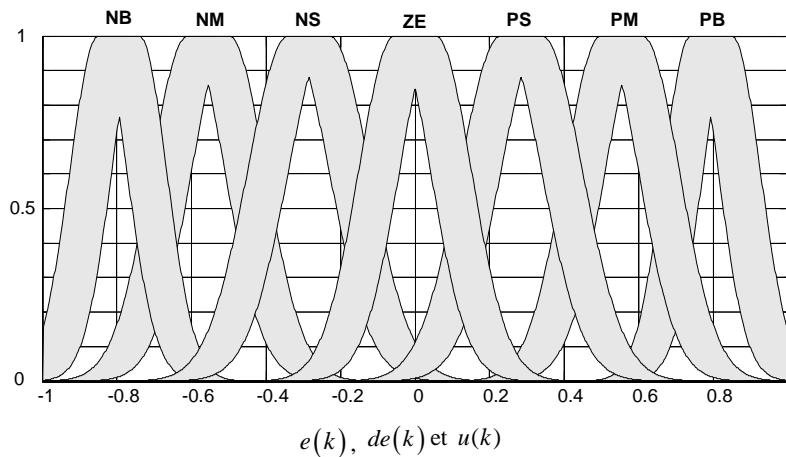


Figure. 5.10. Fonctions d'appartenance $e(k)$, $\Delta e(k)$ et $u(k)$.

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

La surface générée pour ΔK_p est présentée sur la figure 5.11.

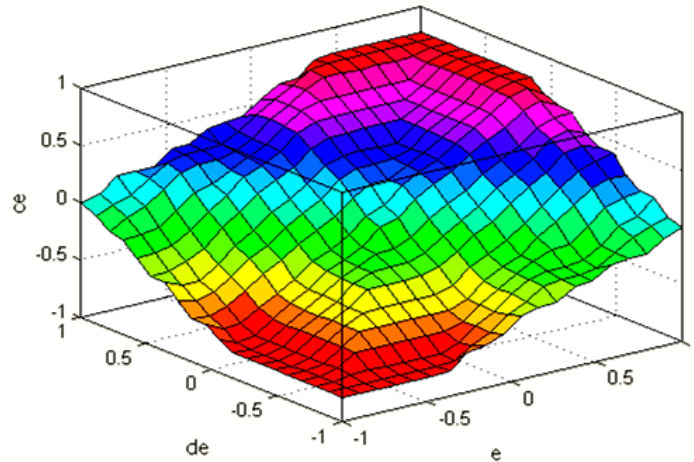


Figure. 5.11. Surface K_p .

5.7 Résultats de Simulation

Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées précédemment. Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation sont exposés sur les Figures (5.12), (5.13), (5.14), (5.15) et (5.16).

La Figure 5.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la commande adaptative par logique floue type-2, suivi de l'application d'une charge $Cr = 5N.m$ à $t = 2s$, en imposant la vitesse de référence $w = 157 rd/s$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.2s$. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 24 N.m, puis il rejoint dans le régime permanent sans dépassement. Les flux statoriques selon (d,q) ils poursuivent leurs références.

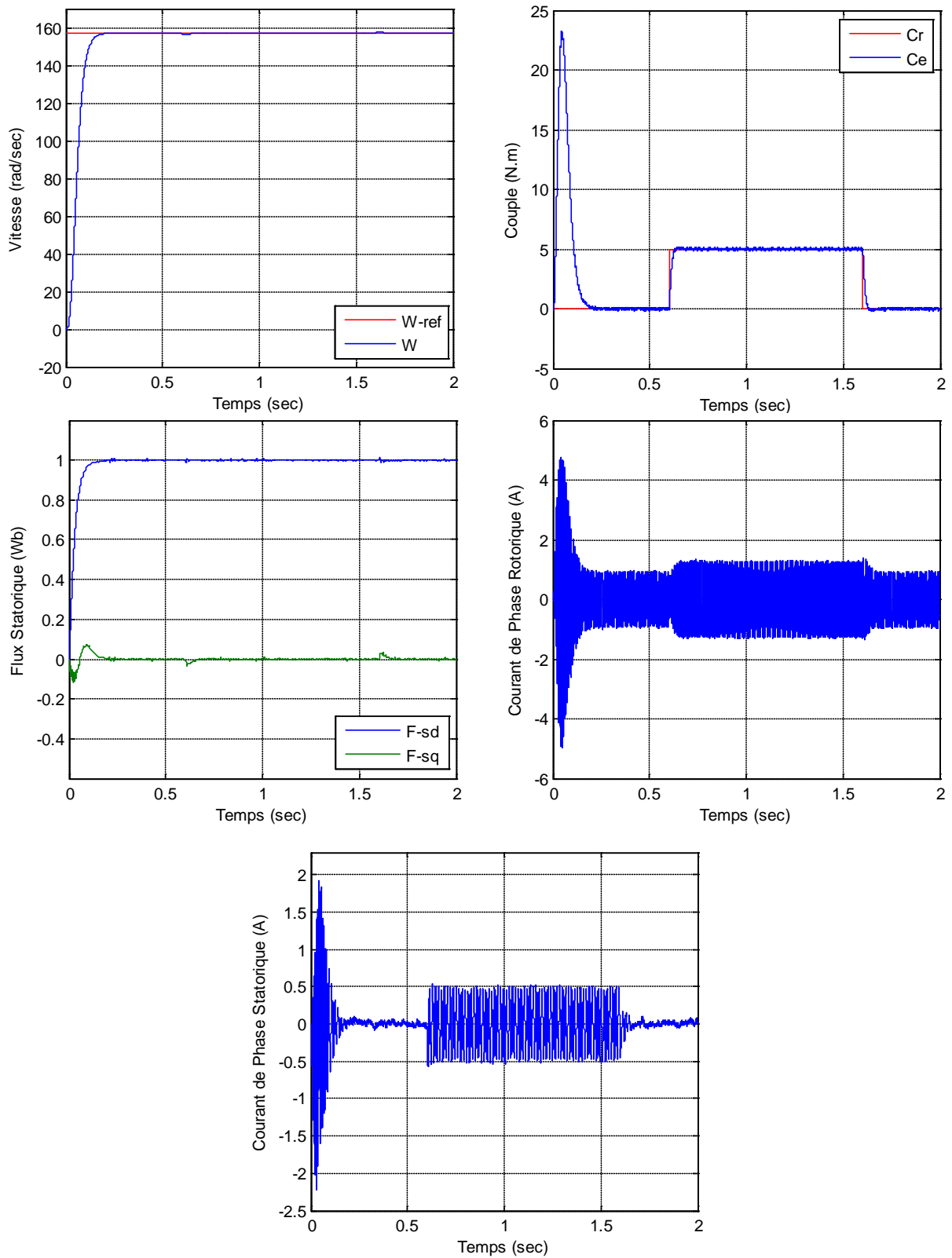


Figure. 5.12. Résultats de simulation de la commande adaptative par logique floue type-2 sous une charge à $t = [0.6, 1.6]$.

La Figure 5.13 présente l'évolution du gain de commande.

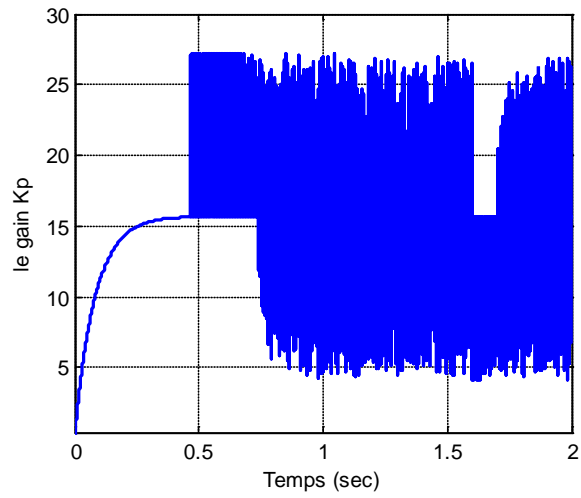
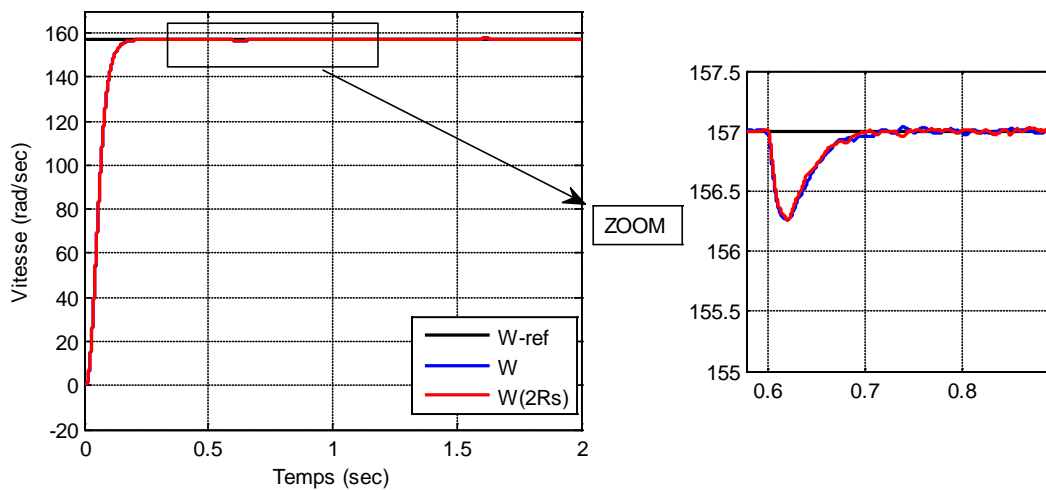


Figure. 5.13. Gain K_p .

5. 7.1 Tests de robustesse

a- Variation au niveau de la résistance statorique

La Figure 5.14 illustre les résultats de simulation avec une variation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale.



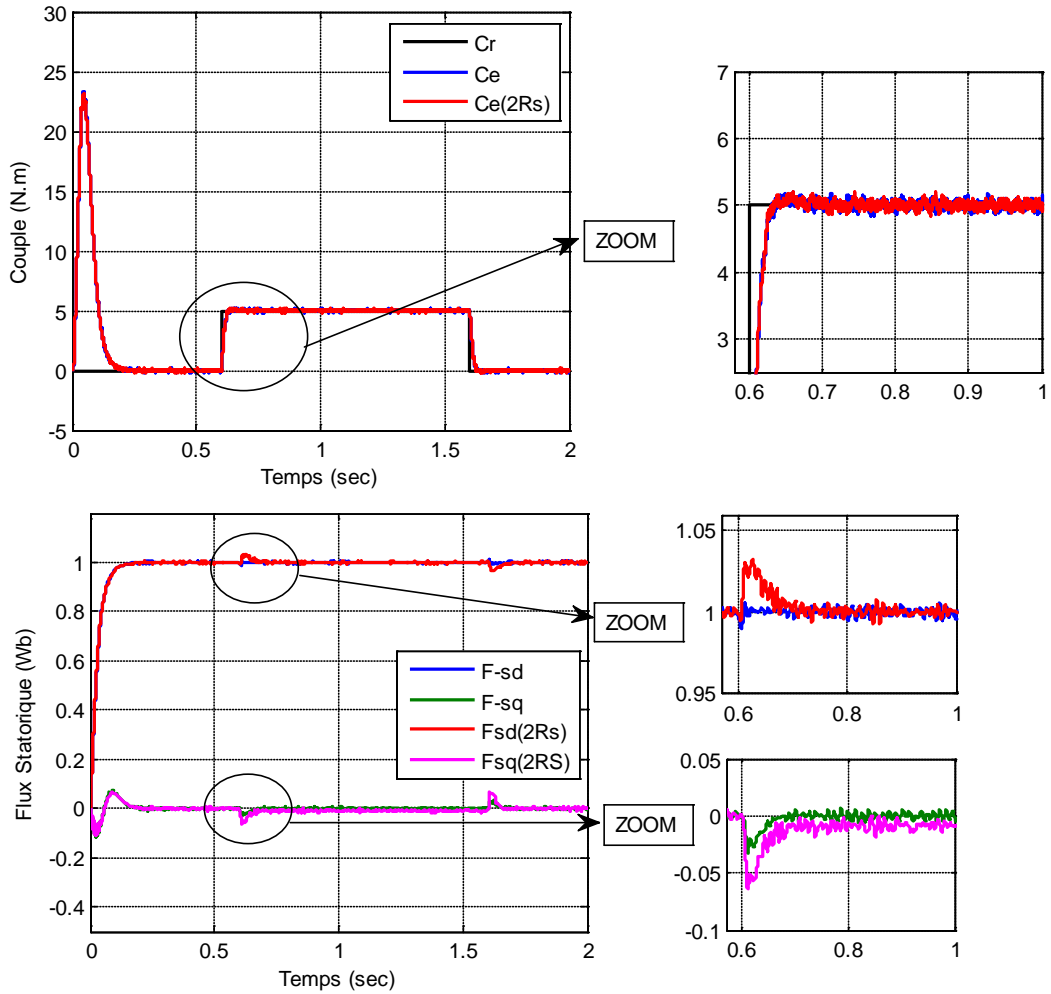


Figure 5.14. Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% et une charge à $t= [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type2.

b- Variation au niveau de la résistance rotorique

Dans ce test, on augmente la valeur de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés par la Figure 5.15.

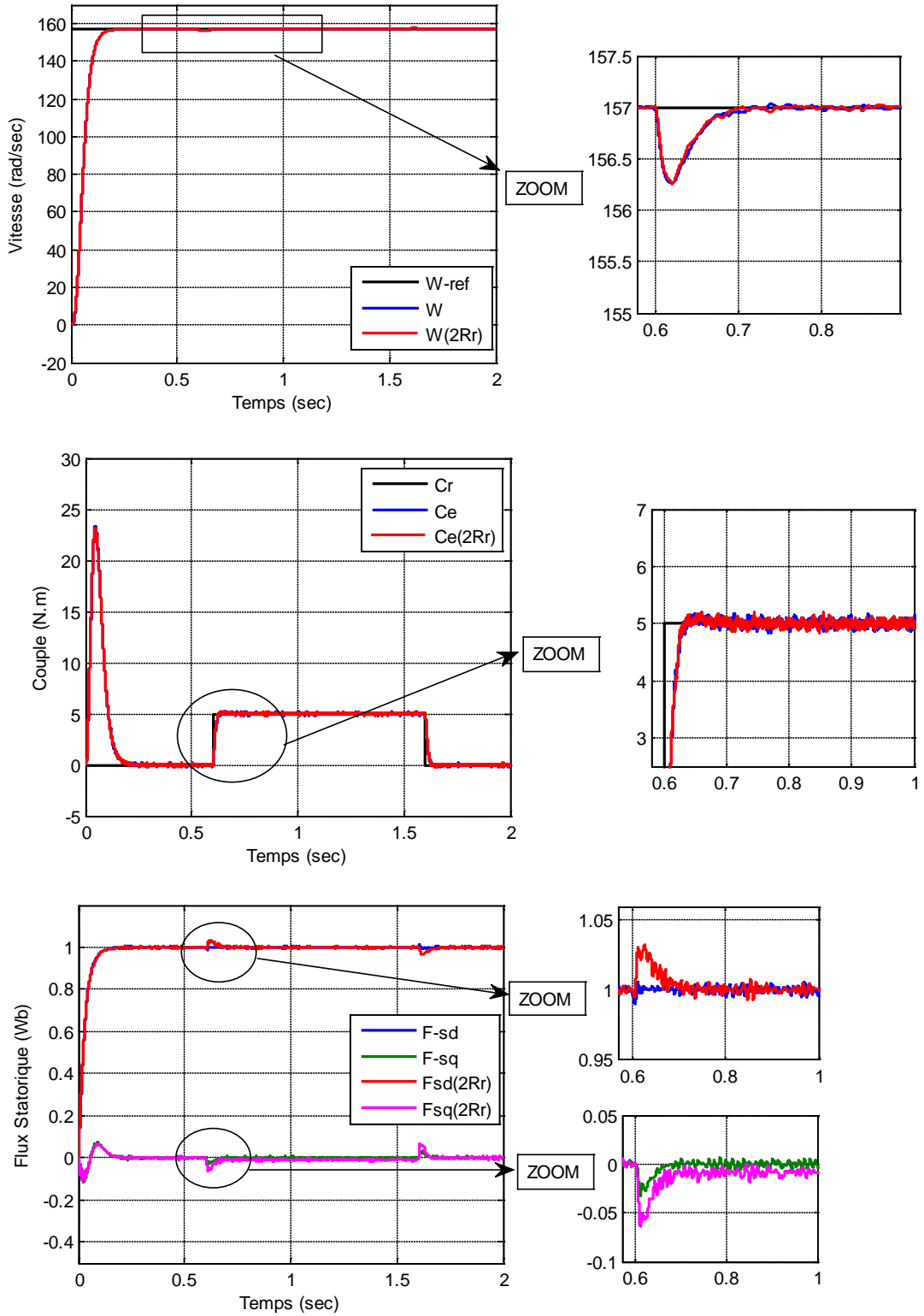


Figure. 5.15. Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique type-2.

c- Variation au niveau du moment d'inertie

La Figure 5.16 illustre les réponses de la vitesse, du couple, et des composantes de flux statoriques lors de l'augmentation du moment d'inertie de +50% de sa valeur nominale.

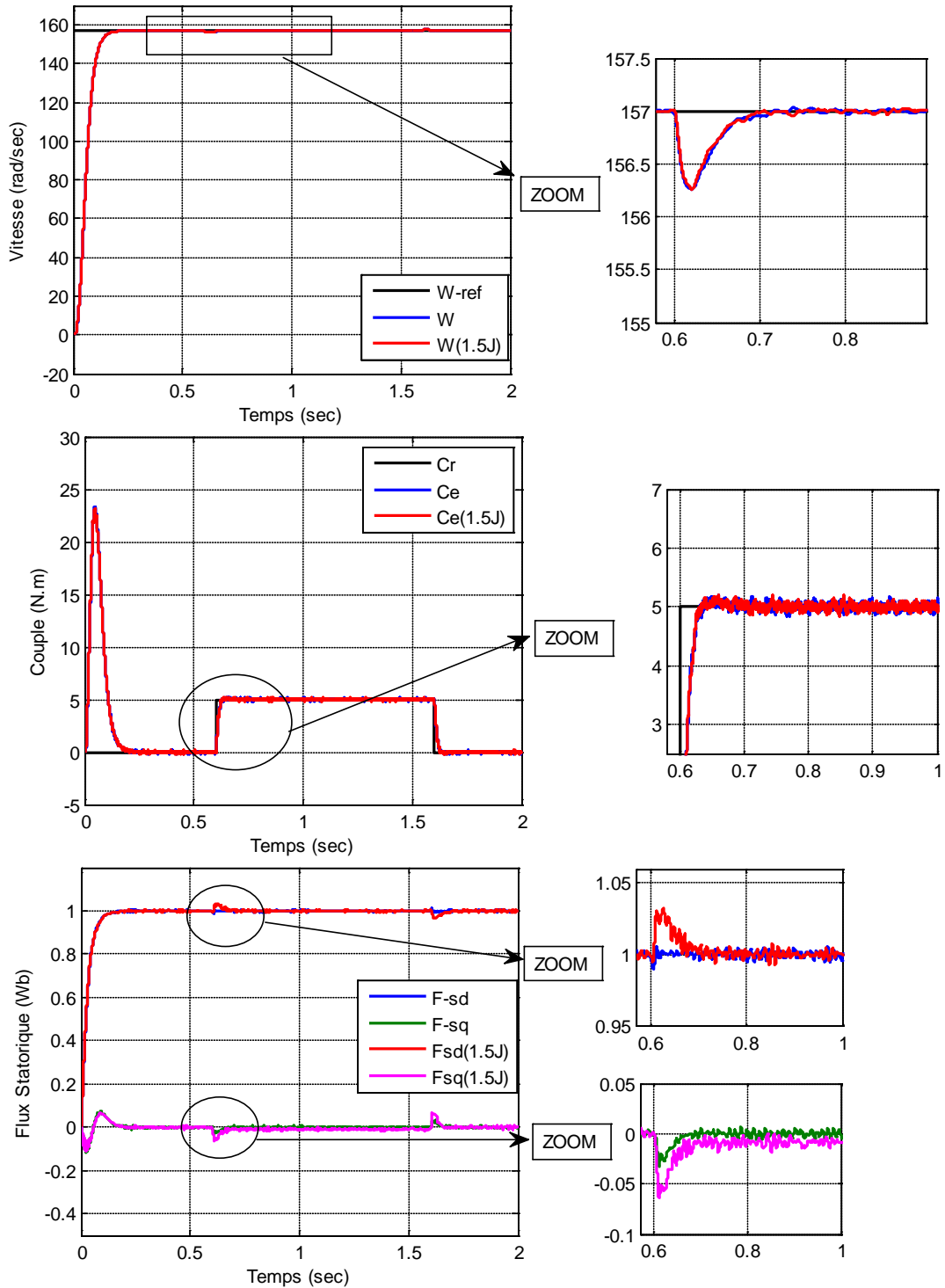


Figure. 5.16. Test de robustesse pour une variation de J de +50% et une charge à $t = [0.6, 1.6]$ pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande adaptative par logique floue type-2.

5.8 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus pour les différents tests de robustesse (augmentation de la résistance statorique R_s , de la résistance rotorique R_r et du moment d'inertie J) montrent bien l'insensibilité de la commande adaptative floue type-2 aux variations de celle-ci comme illustrent les Figures 5.14, 5.15 et 5.16, où la vitesse suit sa valeur de référence, le couple également suit sa valeur de référence sans oscillations et sans aucun dépassement.

Les flux statoriques suivent leurs valeurs de références dans les différents tests de robustesse.

Donc on peut dire que la commande adaptative floue type-2 est robuste aux perturbations externes et aux variations paramétriques contrairement à la commande adaptative floue type 1.

5.9 Étude comparative entre les résultats de simulations des différentes lois de commande développées

Pour examiner les différentes lois de commande développées pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA), nous avons opté pour une étude comparative. Pour cela, nous définissons deux critères, le premier est en fonction de la commande appliquée, on peut le considérer comme un critère énergétique, le deuxième est en fonction de l'erreur statique de vitesse.

Le critère énergétique J_1 et le critère de précision J_2 sont définis par :

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \quad (5.4)$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \quad (5.5)$$

Où u est la commande à l'entrée du système et e l'erreur statique de réglage. Les résultats de simulations sont présentés dans les Figures (5.17 - 5.22)

Table. 5.2 Étude comparative entre les commandes développées pour MADA.

Critère	Commandes développées pour MADA					
	Commande vectorielle	Commande par mode glissant	Commande floue type-1	Commande floue type-2	Commande adaptative floue type-1	Commande adaptative floue type-2
$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	$2.1508.10^6$	$1.4073.10^{15}$	$6.9477.10^5$	$1.8420.10^6$	$2.4683.10^6$	$2.8524.10^5$
$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	$2.3594.10^8$	$3.7851.10^8$	$4.8880.10^7$	$1.7879.10^7$	$2.2366.10^8$	$1.7615.10^7$

Les Figures ci-dessous présentent l'évolution de la commande et de l'erreur de la vitesse pour les différentes commandes présentées dans ce travail.

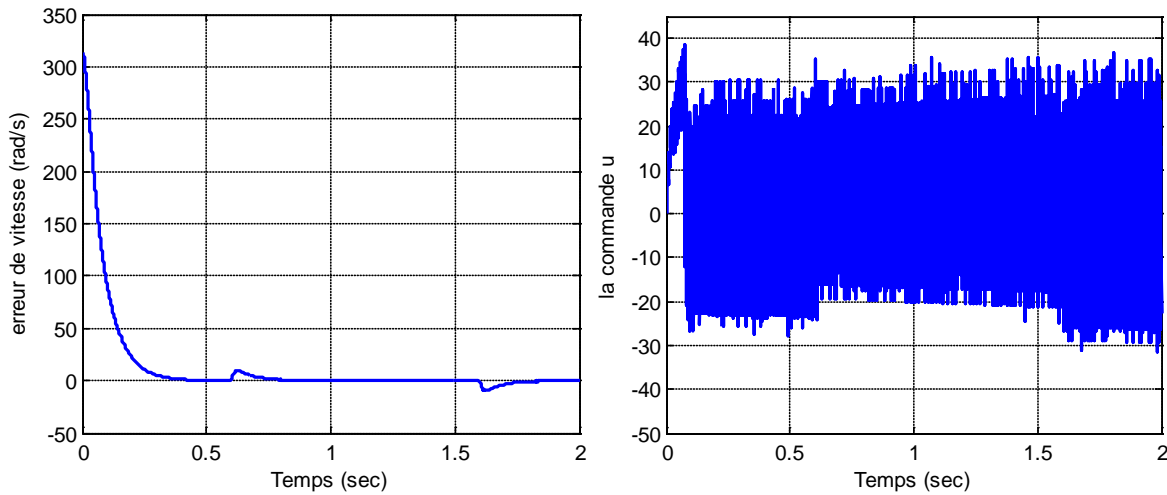


Figure. 5.17. La commande u et l'erreur de vitesse de la commande Vectorielle du MADA.

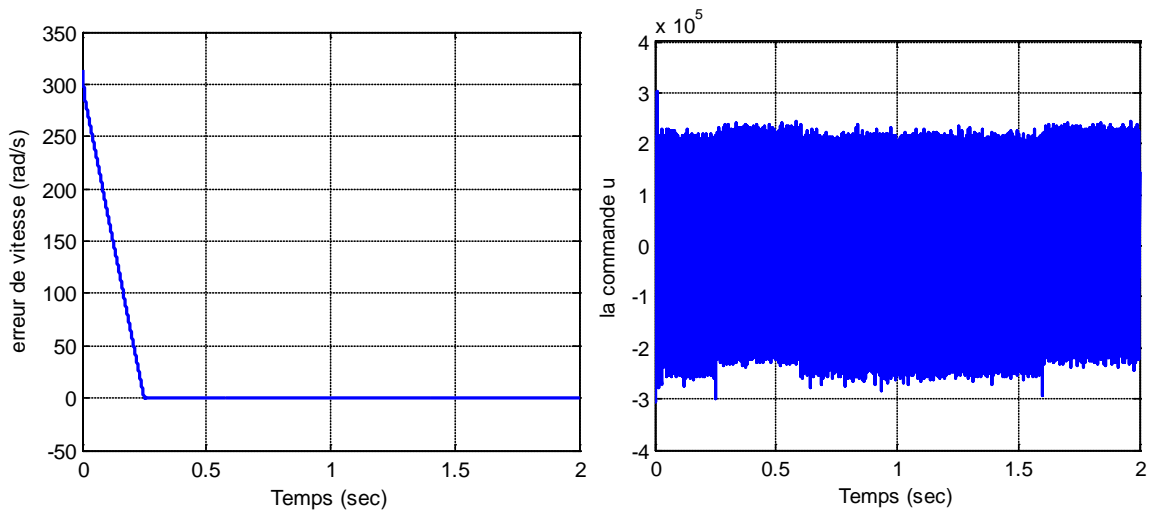


Figure. 5.18. La commande u et l'erreur de vitesse de la commande par mode glissant de la MADA.

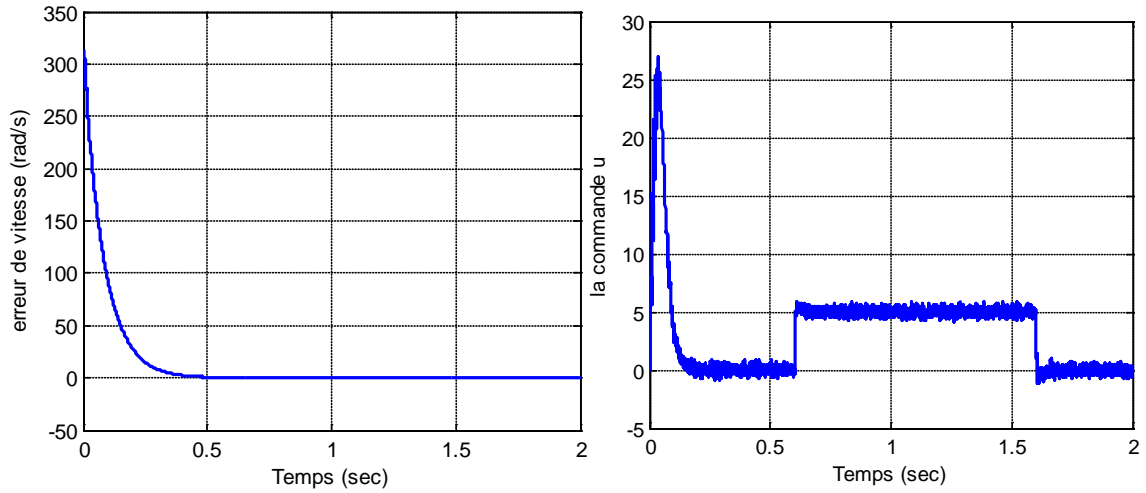


Figure. 5.19. La commande u et l'erreur de vitesse de commande par la logique floue type-1 de la MADA.

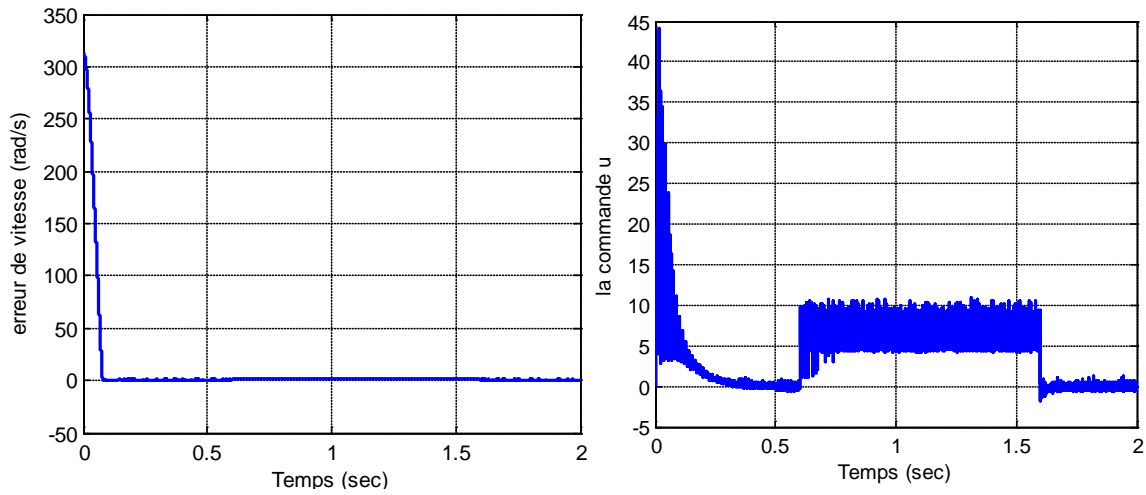


Figure. 5.20. La commande u et l'erreur de vitesse de commande par la logique floue type-2 de la MADA.

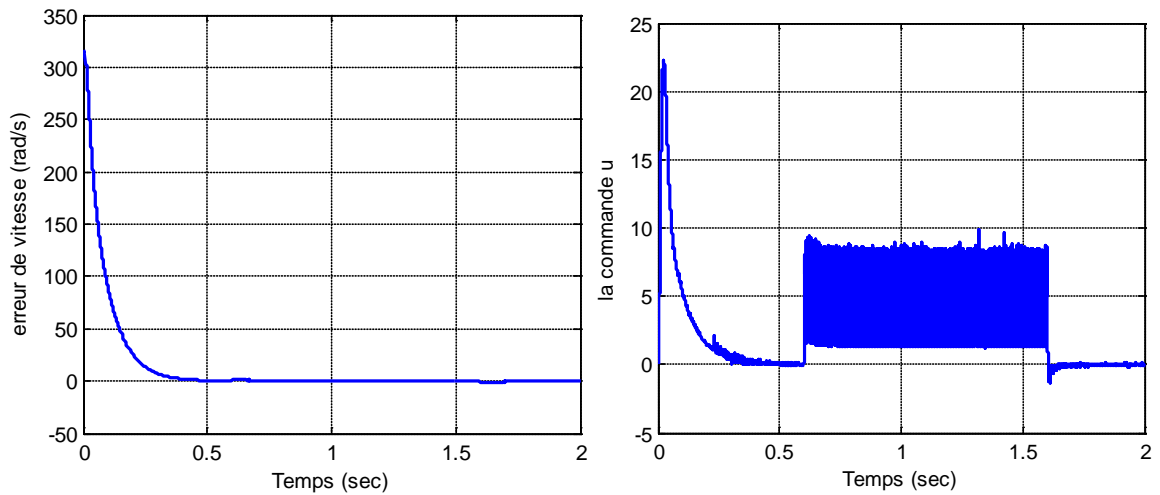


Figure. 5.21. La commande u et l'erreur de vitesse de commande adaptative par la logique floue type-1 de la MADA.

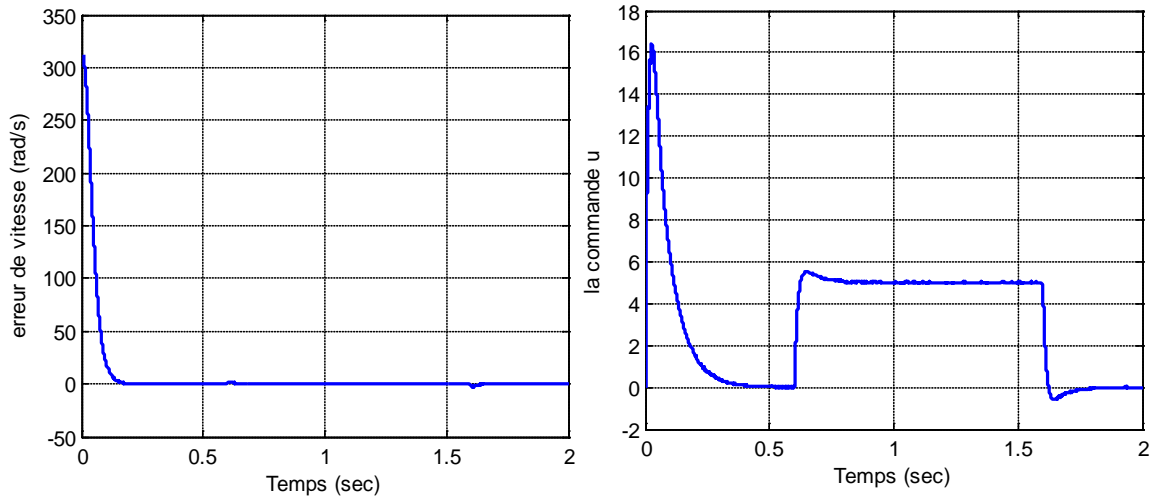


Figure. 5.22. La commande u et l'erreur de vitesse de commande adaptative par la logique floue type-2 de la MADA.

L'objectif visé par cette partie est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce document et ceci dans les mêmes conditions. Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en termes de l'erreur statique et de la valeur de la commande nécessaire pour réaliser une telle commande, nous avons adopté deux critères J_1 et J_2 . Les deux critères sont calculés pour l'intervalle de temps $[0s \ 2s]$. Dans le tableau 5.2, nous avons présenté une comparaison quantitative entre les différentes approches développées dans ce document. Cette comparaison se base sur l'évolution temporelle de la commande et de l'erreur résultante.

Nous constatons que pour la commande floue type-2 et la commande adaptative floue type-2, le critère $J_{2 \text{ floue type-2}} = 1.7879.10^7$ et $J_{2 \text{ adaptative flouetype-2}} = 1.7615.10^7$ prennent la valeur le plus faible, et pour la commande adaptative floue type-2, le critère $J_{1 \text{ adaptative flouetype-2}} = 2.8524.10^5$ prend la valeur la plus faible en simulation. Nous pouvons déduire que pour la commande adaptative, le système est bien modélisé à base le régulateur IP pour cela le critère de précision J_2 de la commande adaptative floue type-2 prend la valeur la plus petite, par contre la technique floue type-1 se basée sur des données imprécises (incertitude).

Les constatations tirées de tableaux 5.2 et les Figures (5.17-5.22) sont confirmées par la Figure (5.23) où on remarque bien que les régulateurs flou type-2 fixe et adaptatif sont les meilleurs du point de vue temps de réponse où il est rapide et l'excellente poursuite de vitesse.

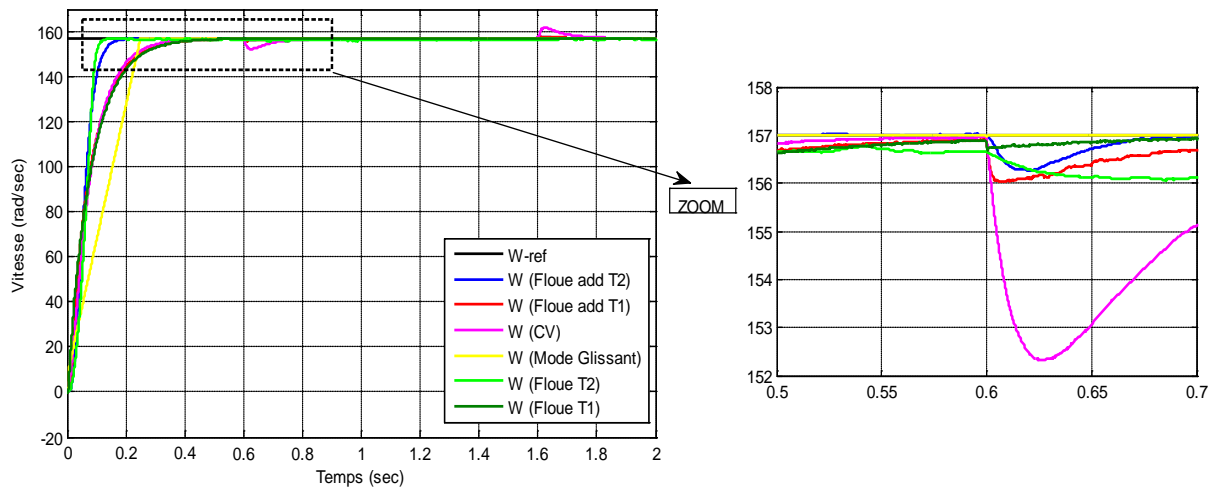


Figure. 5.23. Superposition et comparaison des vitesses de rotation de MADA sous une charge $C_r=5\text{N.m}$ entre $t= [0.6\ 1.6]$.

5.10 Conclusion

Ce chapitre est divisé principalement en deux parties. Dans la première partie nous avons proposé les techniques de commande adaptative floue type-1 et type-2, les résultats de simulation possèdent de bonnes performances : la rapidité (temps de réponse), pas de dépassement et la robustesse de la commande adaptative floue type-2 vis-à-vis de variations paramétriques.

Dans la deuxième partie, une comparaison générale entre tous les types de régulateurs utilisés dans cette thèse, où nous avons bien constaté la supériorité des régulateurs floue type-2 par rapport à tous les autres régulateurs du point de vue l'insensibilité aux variations paramétriques et es bonnes performances dynamiques.

5.11 Références bibliographiques

- [1] E. Merabet . « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister, Université de Batna. Algérie. **2008**.
- [2] M. Zelmat. « Automatisation des processus industriels tome 2 commande modale et adaptative », Presses Office des Publications Universitaires, **2001**.
- [3] F. Naceri, N. Lakhdari et S. Sellami. « Théorie de la commande adaptative », Presses de l'Université de Batna, Algérie, **1998**.
- [4] J.G. Ziegler et N.B. Nichols. « Optimum settings for automatic controllers », ASME Trans., Vol. 64, **1942**, pp. 759-768.
- [5] F. Karray, W. Gueaieb et S. Al-sharhan. « The hierarchical expert tuning of PID controllers using tools of soft computing », IEEE Transactions on Systems. Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics, Vol. 32, No. 1, **2002**, pp. 77-90.
- [6] T. C. T. Ng, F. H. F. Leung et P. K. S. Tam. « A simple gain scheduled PID controller with stability consideration based on a grid-point concept », in Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Guimaraes, Portugal, **1997**, pp. 1090-1094.
- [7] Y. Guo et T. Yang. « A new type of computational verb gain-scheduling PID controller », In International Conference on Counterfeiting Security and Identification in Communication. Chengdu, **2010**, pp. 235-238.
- [8] A. Khemis. « Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Biskra, Algérie, **2011**.
- [9] A. Tamaarat. « Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA », Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, **2015**.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse, fait la synthèse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) alimentée en tension à base des systèmes flous type deux. Il s'agit de développer des lois de commande floues type-1 & 2 et des autres techniques adaptatives robustes basées sur la logique floue type-1 & 2 afin d'assurer les performances de poursuite, tout en respectant l'analyse de la stabilité globale du système étudié. Ainsi que la commande de cette machine par le mode glissant.

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.

La commande par mode glissant a été étudiée d'où les résultats de simulation présentés montrent bien les réponses à ce type de commande.

Dans le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux des deux commandes précédentes à savoir la faible robustesse de la commande vectorielle et le phénomène de broutement du mode glissant, le quatrième chapitre a été dédié à la commande de la MADA 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).

Finalement et afin d'améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, une nouvelle commande adaptative basée sur la logique floue type-1 & 2. La supériorité des régulateurs flous adaptative type-2 a été confirmée par une étude comparative utilisant les deux critères, critère énergétique et d'autre, de précision.

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 par la méthode du backstepping, commande hybride glissante-backstepping etc ...
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande proposés.

Annexe

Données de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) [1].

Valeurs nominales : 0.8kW ; 220/380 V ; 50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min

Les Paramètres :

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 du rotor) = 0.556 H

M (Inductance mutuelle) = 0.126 H

$P = 2$

J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.00 S.I

- [1] S. Drid. « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie & expérimentation », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, **2005**.

Résumé

Le travail réalisé dans cette thèse concerne la commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type-2, en utilisant des approches issues de la théorie de la logique floue telles que la commande floue type-1, floue type-2 et les algorithmes d'adaptation à base des régulateurs classiques de type Proportionnel-Intégral PI et leurs applications sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). 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 des lois de commande par la logique floue type-1&2 et la commande adaptative floue type-1&2 appliquées à la MADA. Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Finalement une étude comparative entre les différents types de commandes proposés 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 clés : MADA, commande vectorielle, mode glissant, floue type-1, logique floue type-2, flou adaptatif.

Abstract

The work in this thesis concerns the robust control of the doubly feed inductions machines based on the type-2 fuzzy systems using the approaches from the theory of fuzzy logic such as the type-1 fuzzy control, type-2 fuzzy control and the algorithms adaptation based on classic regulator Proportional-Integral PI and their applications to the models of the doubly feed inductions machines. In the first part, we gave a brief overview of the research dedicated to the doubly feed inductions machines (DFIM), after that the models and vector control by stator flux orientation and sliding mode of (DFIM). We propose the laws based on the fuzzy logic-type 1 & 2 and the fuzzy adaptive with the type-1 & 2 applied to DFIM. The Simulation results are carried out to validate the proposed control. The results obtained with robust control techniques based on fuzzy systems of doubly feed induction machine show superior performances of the speed, the torque and the flux.

Key words: DFIM, FOC, sliding mode, type-1 fuzzy logic, type-2 fuzzy logic, adaptive fuzzy.

ملخص

هذه الأطروحة تعنى بدراسة التحكم القوي للآلة الا تزامنية مضاعفة التغذية مستندة على نظم المنطق الغامض من النوع 2، وذلك باستعمال طرق تعتمد على نظريات التحكم والمراقبة بالمنطق الغامض مثل التحكم بالمنطق الغامض من النوع 1، التحكم بالمنطق الغامض من النوع 2 وخوارزميات التكييف المعتمدة على PI وتطبيقها على الآلة الا تزامنية ذات ازدواجية التغذية. في الجزء الأول للمذكرة قمنا بدراسة البحوث المتعلقة بالآلة الا تزامنية مضاعفة التغذية بنوعيه وبعد ذلك قمنا بوصف النمذجة والتحكم الشعاعي وبالانزلاق وذلك بتوجيه التدفق للآلة اللاتزامنية مضاعفة التغذية. اقترحنا قوانين التحكم بواسطة المنطق الغامض من النوع 1 و 2 والتحكم بالتكييف الغامض من النوع 1 و 2 وطبقنا ذلك على الآلة الا تزامنية مضاعفة التغذية. النتائج المتحصل عليها بتطبيق التحكم بنظم المنطق الغامض للآلة ال لا تزامنية مضاعفة التغذية تظهر القدرات الديناميكية العالية للسرعة، العزم والتدفق.

كلمات مفتاحية: الآلة الا تزامنية مضاعفة التغذية، المنطق الغامض من النوع 1، المنطق الغامض من النوع 2، التكييف الغامض، التحكم الانزلاقي التحكم الشعاعي بتوجيه التدفق الثابت.